

EVALUACION DEL PERSONAL DOCENTE

1

CURSO: CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS ELECTRICAS

FECHA: Del 29 de Noviembre al 10 de Diciembre de 1982.

DOMINIO DEL TEMA	EFICIENCIA EN EL USO DE AYUDAS AUDIOVISUALES	MANTENIMIENTO DEL INTERES. (COMUNICACION CON LOS ASISTENTES, AMENIDAD, FACILIDAD DE EXPRESION).	PUNTUALIDAD
------------------	--	---	-------------

CONFERENCISTA

1.	Ing. César E. Altamira Yofre				
2.	en I. Hugo Calleja Gjumlich				
3.	M. en I. Luis M. Hernández Ortega				
4.	M. en C. Anastasio Montiel Mayorga				
5.					
6.					
7.					
8.					
9.					

ESCALA DE EVALUACION: 1 a 10

SU EVALUACION SINCERA NOS AYUDARA A MEJORAR LOS PROGRAMAS POSTERIORES QUE DISEÑAREMOS PARA USTED.

TEMA	ORGANIZACION Y DESARROLLO DEL TEMA	GRADO DE PROFUNDIDAD LOGRADO EN EL TEMA	GRADO DE ACTUALIZACION LOGRADO EN EL TEMA	UTILIDAD PRACTICA DEL TEMA	
Introducción					
Rectificación					
Control de Motores de Cd: Choppers					
Control de Motores de CA: Inversores					
Control de Motores de CA: Cicloconvertidores					
Técnicas Digitales					

EVALUACION DEL CURSO

CONCEPTO	EVALUACION
1. APLICACION INMEDIATA DE LOS CONCEPTOS EXPUESTOS	
2. CLARIDAD CON QUE SE EXPUSIERON LOS TEMAS	
3. GRADO DE ACTUALIZACION LOGRADO CON EL CURSO	
4. CUMPLIMIENTO DE LOS OBJETIVOS DEL CURSO	
5. CONTINUIDAD EN LOS TEMAS DEL CURSO	
6. CALIDAD DE LAS NOTAS DEL CURSO	
7. GRADO DE MOTIVACION LOGRADO EN EL CURSO	

ESCALA DE EVALUACION DE 1 A 10

1. ¿Qué le pareció el ambiente en la División de Educación Continua?

MUY AGRADABLE	AGRADABLE	DESAGRADABLE

2. Medio de comunicación por el que se enteró del curso:

PERIODICO EXCELSIOR ANUNCIO TITULADO DE VISION DE EDUCACION CONTINUA	PERIODICO NOVEDADES ANUNCIO TITULADO DE VISION DE EDUCACION CONTINUA	FOLLETO DEL CURSO

CARTEL MENSUAL	RADIO UNIVERSIDAD	COMUNICACION CARTA, TELEFONO, VERBAL, ETC.

REVISTAS TECNICAS	FOLLETO ANUAL	CARTELERA UNAM "LOS UNIVERSITARIOS HOY"	GACETA UNAM

3. Medio de transporte utilizado para venir al Palacio de Minería:

AUTOMOVIL PARTICULAR	METRO	OTRO MEDIO

4. ¿Qué cambios haría usted en el programa para tratar de perfeccionar el curso?

5. ¿Recomendaría el curso a otras personas?

SI	NO

6. ¿Qué cursos le gustaría que ofreciera la División de Educación Continua?

7. La coordinación académica fue:

EXCELENTE	BUENA	REGULAR	MALA

8. Si está interesado en tomar algún curso intensivo ¿Cuál es el horario más conveniente para usted?

LUNES A VIERNES DE 9 A 13 H. Y DE 14 A 18 H. (CON COMIDAS)	LUNES A VIERNES DE 17 A 21 H.	LUNES, MIÉRCOLES Y VIERNES DE 18 A 21 H.	MARTES Y JUEVES DE 18 A 21 H.

VIERNES DE 17 A 21 H. SABADOS DE 9 A 14 H.	VIERNES DE 17 A 21 H. SABADOS DE 9 A 13 Y DE 14 a 18 H.	O T R O

9. ¿Qué servicios adicionales desearía que tuviese la División de Educación Continua, para los asistentes?

10. Otras sugerencias:

DIRECTORIO DE PROFESORES

CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS ELECTRICAS

1982

1. ING. CESAR E. ALTAMIRA YOFRE
PROFESOR DE TIEMPO COMPLETO
DEPTO. DE INGENIERIA ELECTRICA
DIVISION DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA
FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM
CIUDAD UNIVERSITARIA
MEXICO, D.F.
TEL: 550-52-15 EXT. 3737
2. M. EN I. HUGO CALLEJA GJUMLICH
PROFESOR DE TIEMPO COMPLETO
SECCION DE ELECTRONICA
DIVISION DE ESTUDIOS DE POSTGRADO
FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM
CIUDAD UNIVERSITARIA
MEXICO, D.F.
TEL: 550-52-15 EXT. 4484
3. M. EN I. LUIS M. HERNANDEZ ORTEGA
INVESTIGADOR
DIVISION DE EQUIPOS
INSTITUTO DE INVESTIGACIONES ELECTRICAS
PALHIRA, CUERNAVACA
TEL: 4 31 32 EXT. 2211
4. M. EN C. ANASTASIO MONTIEL MAYORGA
JEFE DEL DEPARTAMENTO DE INGENIERIA EN
COMUNICACIONES Y ELECTRONICA
DIVISION DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA
FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM
CIUDAD UNIVERSITARIA
MEXICO, D.F.
TEL: 550-52-15 EXT. 3755

CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS ELECTRICAS

DEL 29 DE NOVIEMBRE AL 10 DE DICIEMBRE, 1982

FECHA	HORARIO	TEMAS	PROFESORES
29 de noviembre	17 a 21	1. INTRODUCCION Marco histórico Estado actual	M. en C. Anastasio Montiel Mayorga
30 de noviembre 2 de diciembre	17 a 21 17 a 19	2. RECTIFICACION Aspectos generales Rectificación no controlada: circuitos prácticos, formas de onda, criterios de diseño, ejemplos de cálculo. Rectificación controlada: tiristores; análisis del case general, carga RL; criterios de diseño, técnicas de control de velocidad en motores de CD.	Ing. Cesar E. Altamira Yofre
2 de diciembre 3 y 4 de diciembre 6 de diciembre	19 a 21 17 a 21 17 a 19	3. CONTROL DE MOTORES DE CD: CHOPPERS Introducción El transistor y el SCR en los circuitos choppers Circuitos de conmutación Casos prácticos.	M. en I. Luis M. Hernández Ortega
5 de diciembre 7 de diciembre	19 a 21 17 a 21	4. CONTROL DE MOTORES DE CA: INVERSORES Introducción Tipos de inversores: Conmutación por línea y conmutación forzada Inversor McMurray-Bedford.	Ing. Cesar E. Altamira Yofre
8, 9 y 10 de diciembre	17 a 21	Técnicas de control de voltaje Circuitos de disparo Ejemplos. 5. CONTROL DE MOTORES DE CA: CICLOCONVERTIDORES Aspectos generales Operación del cicloconvertidor Secuencias de disparo Ejemplos. 6. TECNICAS DIGITALES Filosofía del Control digital Métodos digitales de control: lógica alambreada y lógica programada Ejemplos.	M. en I. Hugo Calleja Gjunlich



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

CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS ELECTRICAS

RECTIFICACION

ING. ANASTASIO MONTIEL MAYORGA

NOVIEMBRE, 1982

ruptura también dependen de la temperatura, aumentando ambas al aumentar la temperatura. Sin embargo, por razones de estabilidad térmica, el régimen de voltaje inverso del diodo generalmente se reduce para altas temperaturas. El voltaje de ruptura varía de un diodo a otro, y su valor puede estar entre el centenar de volts y unos cuantos kilovolts.

Especificaciones del Fabricante

La hoja de datos que provee el fabricante contiene tanto los valores máximos de los parámetros que limitan la operación adecuada y segura del dispositivo, como las variaciones que presentan por efecto de la temperatura o bien, por algunas condiciones específicas de trabajo.

A continuación se comentan algunos de los parámetros más importantes.

- V_{RM} : Voltaje transitorio máximo de Inversa

Es el voltaje transitorio máximo de pico que el diodo puede soportar en inversa. Por lo general, el fabricante especifica el tiempo de duración del mismo y la temperatura crítica de junta. Este valor es menor que el voltaje de ruptura del dispositivo y no debe de ser excedido por ningún transitorio. Se usa para la protección del dispositivo contra sobretensiones transitorias.

- V_{RM} : Voltaje máximo de inversa

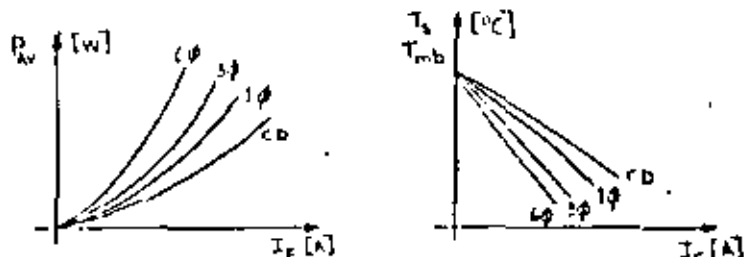
Es el voltaje de pico máximo de inversa que el diodo puede soportar en forma repetitiva. Aproximadamente es la mitad del V_{RSM} y puede ser dado tanto para alterna como para directa. También se expresa como V_{RWM} que significa voltaje máximo de trabajo en inversa.

- V_f (rms): Voltaje rms de inversa

Es el voltaje eficaz de inversa que soporta el diodo.

- I_f , I_D , I_{FAV} : Corriente promedio en directa.

Este valor especifica la máxima corriente promedio permitida por el dispositivo en funcionamiento continuo. Como depende del tipo de rectificador en donde se utilice el diodo, el fabricante provee curvas que la relacionan con la potencia disipada o la temperatura del encapsulado.

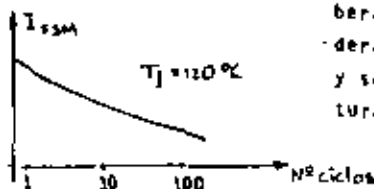


- I_{FM} : Corriente máxima repetitiva en directa

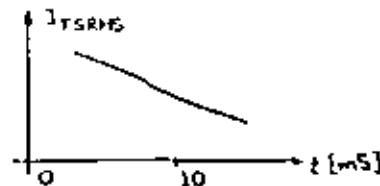
Es la corriente de pico máxima que puede soportar el diodo en forma repetitiva. Bajo ciertas condiciones de carga, como cuando se usa un filtro capacitivo a la salida del rectificador, la corriente a través del diodo tiene la forma de un pulso de corta duración, dando como resultado una corriente promedio pequeña y una corriente de pico grande.

- I_{FSM} : Corriente máxima transitoria en directa

En muchas aplicaciones se producen transitorios de corriente, por ejemplo el arranque de un motor o la carga de un capacitor; por tal motivo, el fabricante da esta corriente en forma gráfica y la corriente a la que se somete el dispositivo deberá ser menor que ésta. Se considera que I_{FSM} es de forma senoidal y se especifica también la temperatura de junta.



Cuando se consideran corrientes transitorias menores de un ciclo, se utiliza otra gráfica que da el fabricante:

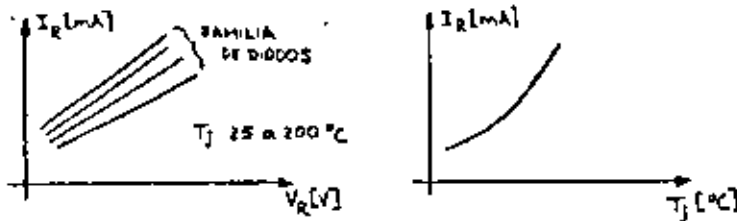


Esta gráfica sirve para determinar el valor de I^2t que soporta el diodo, en caso que se conozca el tiempo que dura el tran-

alteria o cortocircuito. En otros casos el fabricante especifica el valor máximo de I^2t .

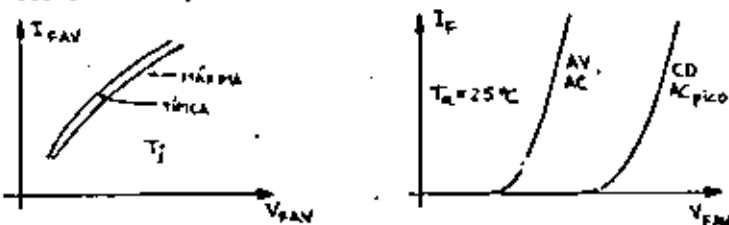
$-I_R$: Corriente inversa

Puede ser especificada tanto para corriente alterna como para directa. Es la corriente inversa que circula por el dispositivo cuando está polarizado en inversa. Este parámetro, como se dijo anteriormente, depende de la temperatura y del voltaje aplicado. Generalmente el fabricante proporciona curvas para determinar su valor.

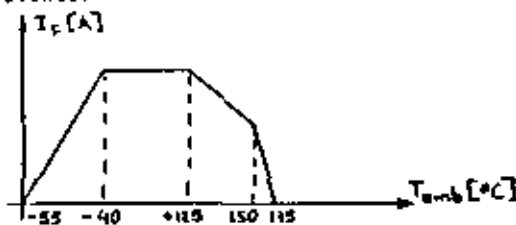


$-V_{FAV}$: Caída de voltaje en directa

El fabricante proporciona la caída de voltaje en directa del dispositivo en función de la corriente que circula a través del mismo, ya sea en forma gráfica o analítica.



Como información adicional, algunas veces el fabricante proporciona una curva que relaciona el valor de la corriente con la temperatura ambiente:



En cuanto a la temperatura se refiere, generalmente se especifica con los siguientes parámetros:

$-R_{thj-s} = R_{thj-mb}$: Resistencia térmica que presenta el dispositivo entre la Juntura y el encapsulado.

$-R_{thh-h} = R_{thmb-h}$: Resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador.

$-T_j$: Temperatura de la juntura.

$-T_{storage}$: Temperatura de almacenamiento.

Las tres primeras están relacionadas a través de la expresión:

$$P_t = (T_j \text{ máx} - T_{amb \text{ máx}}) / (R_{thj-mb} + R_{thmb-h} + R_{thh-a}) \quad (2)$$

donde: P_t = potencia total disipada por el dispositivo.

T_j = máxima temperatura permisible en la Juntura.

$T_{amb \text{ máx}}$ = máxima temperatura del ambiente.

R_{thh-a} = resistencia térmica entre el disipador y el ambiente.

La potencia total disipada depende del valor de la corriente media en directa, del tipo de rectificación utilizado y del pico de voltaje inverso de trabajo. Puesto que la temperatura máxima de Juntura y la resistencia térmica entre Juntura y encapsulado son valores propios del diodo en cuestión, el valor máximo permisible de la corriente directa media depende de la resistencia del circuito térmico exterior $R_{thmb-h} + R_{thh-a}$ y del valor previsto para $T_{amb \text{ máx}}$.

Para finalizar, en la siguiente página se presenta una hoja de especificaciones que será comentada en clase.

RECTIFICACION NO-CONTROLADA

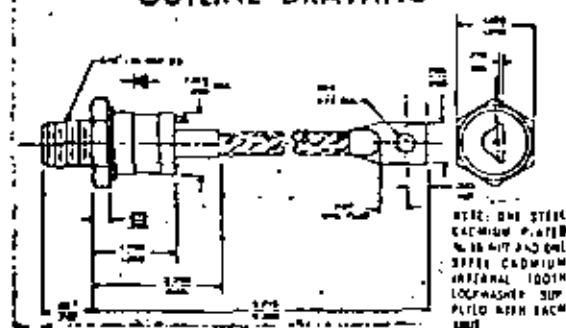
A fin de establecer las distintas formas de operación y conmutación de los dispositivos en un convertidor, considérese el circuito de la figura 2, en donde v_1 y v_2 son voltajes de alterno de diferente amplitud y frecuencia, aplicados a la carga resistiva.

General Electric now offers 160 ampere silicon rectifier diodes of the EIA Types 1N3260 through 1N3273.

This product features:

- Choice of stud anode or stud cathode types
- Thermal fatigue resistant
- Low reverse current
- Great uniformity of product
- High surge current capabilities

OUTLINE DRAWING



RATINGS AND SPECIFICATIONS:⁽¹⁾

1N3260 1N3261 1N3262 1N3263 1N3264 1N3265 1N3266 1N3267 1N3268 1N3269 1N3270 1N3271 1N3272 1N3273

*Maximum Allowable Repetitive Peak Reverse Voltage, $V_{RRM}(rep)^{**}$	50	100	150	200	250	300	350	400	500	600	700	800	900	1000
*Maximum Allowable DC Blocking Voltage, V_{B}^{**}	40	80	120	160	200	240	280	320	400	480	560	640	720	800
*Maximum Allowable Average Forward Current, $I_{F(AV)}$ (single phase, 125°C case temperature)	160 amperes													
*Maximum Allowable Peak One-Cycle Surge Current, $I_{F(surge)}$ (60 cps single-phase basis, non-repetitive)	2000 amperes													
Minimum I^2t Rating (non-repetitive)	8,250 amperes ² seconds (see Chart 7)													
*Maximum Peak Forward Voltage Drop, $V_{F(s)}$ ($I_F = 160$ amps DC, $T_c = 125^\circ\text{C}$)	1.6 volts													
*Maximum Full Load Reverse Current, $I_{R(FL)}$ (full-cycle average, 125°C case temperature, single phase)	12 milliamperes													
*Maximum Thermal Resistance, R_{th} (junction to case)	0.3°C/watt													
*Storage Temperature, T_{stg}	65°C to +175°C													
*Operating Temperature, T_{op}	55°C to +190°C													
*Stud Torque ^{***} —Maximum	325 inch-pounds (375 kg-cm)													
—Minimum	275 inch-pounds (320 kg-cm)													

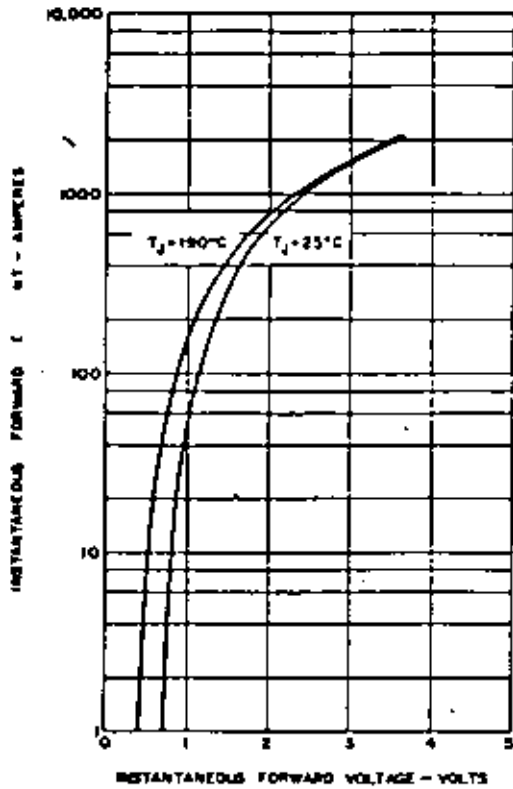
NOTES: **Models listed are stud cathode (forward polarity) types. Order 1N32—R for stud anode (reverse polarity) types. Ratings and specifications are for frequencies from 50 up to 400 cycles/second, except where noted differently.

**Rating assumes a rectifier diode heat sink dissipation of 2.0°C/watt, or less.

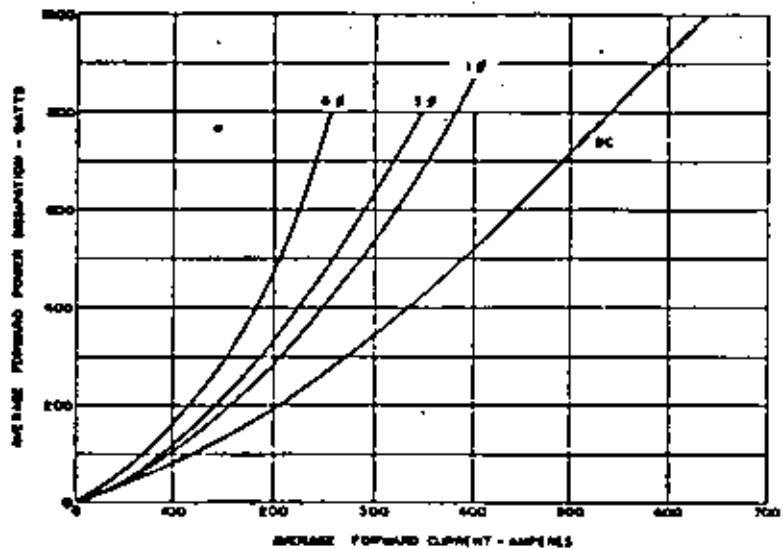
**Rating assumes a rectifier diode heat sink dissipation of 1.0°C/watt, or less.

***Use of a silicone grease (G-E #G623) between the rectifier base and heat sink is recommended.

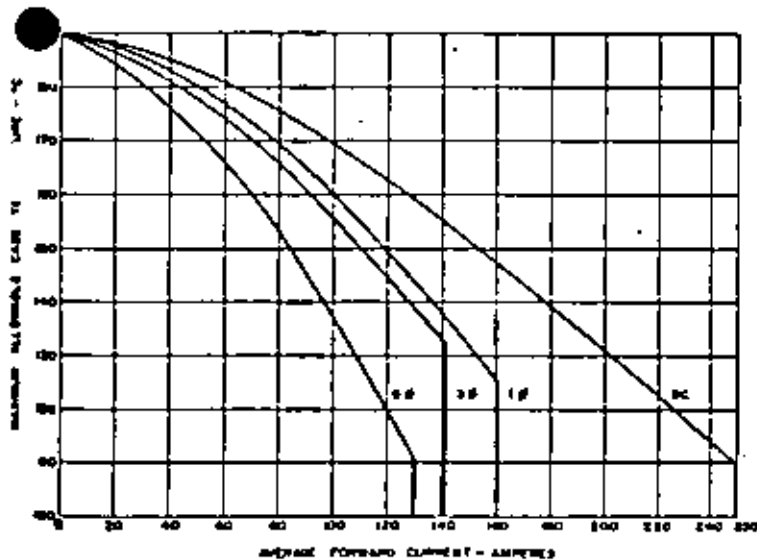
*Indicates JEDEC Registration Parameters.



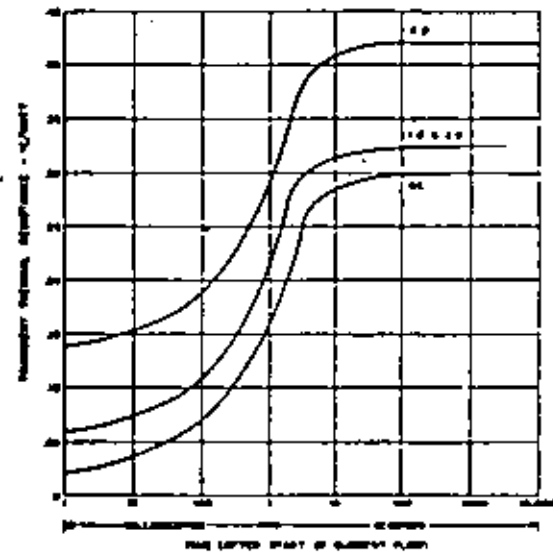
1. MAXIMUM FORWARD CHARACTERISTICS



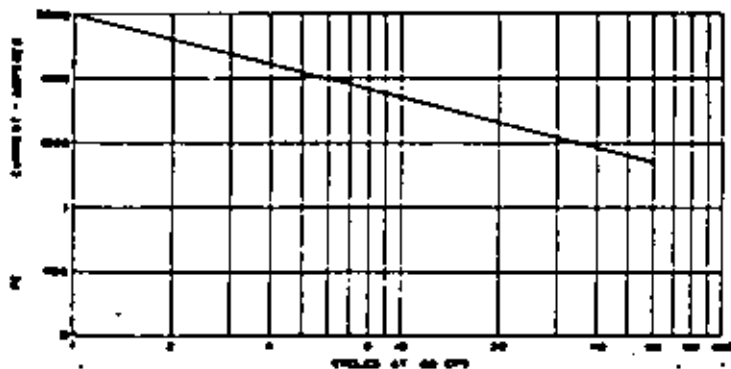
2. AVERAGE FORWARD POWER DISSIPATION VS. AVERAGE FORWARD CURRENT ($T_j = +190^\circ\text{C}$)



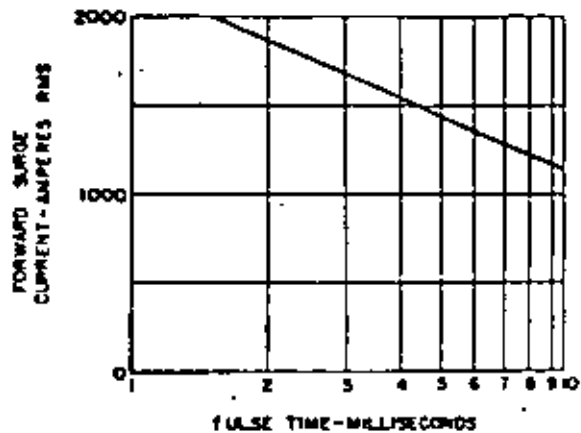
3. MAXIMUM CASE TEMPERATURE VS. AVERAGE FORWARD CURRENT



4. TRANSIENT THERMAL RESISTANCE - JUNCTION TO CASE



5. MAXIMUM SURGE CURRENT OWING RATED LOAD COND. ($T_j = -55^\circ\text{C}$ TO $+190^\circ\text{C}$)



6. SUBCYCLE SURGE FORWARD CURRENT PULS (RD LOAD COND. ($T_j = -55^\circ\text{C}$ TO $+190^\circ\text{C}$))

tiva por medio de diodos. Para facilitar el análisis se supondrá que los diodos tienen cero resistencia en directa e infinita en inversa. Debido a esta característica unidireccional, las fuentes de voltaje están desacopladas, es decir, no puede fluir corriente de una fuente a la otra. Sin embargo circula una corriente variable de directa a través de la carga R. Esta corriente i_d se muestra en la figura 3.

En el caso (a), estando ambos interruptores cerrados, circula una corriente i_d proporcional al voltaje v_1 en el intervalo de t_0 a t_2 , debido a que v_1 polariza en directa al diodo D_1 . En el tiempo t_2 los valores instantáneos de ambos voltajes son iguales. Un tiempo después, el voltaje v_2 es mayor que v_1 , y la corriente i_d se transfiere de D_1 a D_2 sin ninguna influencia externa, es decir, se efectúa una conmutación en la cual la corriente fluyendo en el circuito es transferida de una rama a otra. Nótese que durante la conmutación la corriente i_d no llega a cero.

Después de t_2 , la corriente es cero debido a que ambos diodos están polarizados en inversa; en el instante t_4 ambos diodos quedan polarizados en directa, sin embargo solo D_1 conduce porque tiene aplicado el voltaje mayor. En el intervalo de t_3 a t_6 no fluye corriente porque nuevamente ambos diodos quedan polarizados en inversa. De t_6 a t_7 conduce D_2 . En t_7 se completa un ciclo (ver 2 π) y a partir de este instante se repite nuevamente la operación descrita.

En el caso (b) se parte de que ambos interruptores están abiertos. El interruptor S_1 se cierra en t_1 y D_1 conduce. Lo mismo es válido para D_2 si el interruptor se cierra en t_{20} , en este caso se produce una conmutación de D_1 a D_2 . Si el interruptor S_2 se cierra en t_{11} o antes de t_2 , la conmutación se producirá hasta que se alcance el tiempo t_2 como ocurrió en el caso (a). Este instante en el cual ambos voltajes tienen los mismos valores instantáneos, es un punto natural de disparo del diodo D_2 .

Si en t_4 solamente está cerrado el interruptor S_2 , cuando se cierre S_1 en t_{41} se producirá una conmutación. Después de t_6 es posible un disparo atrasado en D_2 , por ejemplo en t_{60} , como se muestra en la figura.

De los casos anteriores, es fácil reconocer la condición que se tiene que cumplir para que ocurra una conmutación de corriente entre las ramas: El valor instantáneo del voltaje en el diodo al cual conmutará la corriente, deberá ser mayor que el del diodo que dejará de conducir dicha corriente. De esta forma, se obtiene una conmutación natural.

El caso (c) ilustra la conmutación forzada en el convertidor. Al igual que en el caso anterior, inicialmente ambos interruptores están abiertos y S_1 se cierra en t_1 , tal que la corriente fluye en D_1 como en el caso (b). El interruptor S_2 se cierra aproximadamente en t_{11} . Pero esto no tiene ningún efecto porque todavía no se llega al punto natural de disparo de D_2 . Pero si el interruptor S_1 se abre en t_{21} , se interrumpe la corriente en D_1 y se conmuta a D_2 . En otras palabras, se ha forzado la conmutación por la interrupción de la corriente en D_1 .

El período de conducción del diodo D_1 está determinado por el tiempo t_1 en el cual se produce el disparo atrasado, y el tiempo t_{21} que corresponde al instante en que se produce la conmutación forzada. Por otro lado, como en los casos (a) y (b), el período de conducción de D_2 finaliza cuando el voltaje v_2 pasa por cero en t_3 .

Si ambos interruptores se cierran en t_4 , la corriente circulará por D_1 como en el caso (a). Si posteriormente se abre S_1 en t_4 , se tendrá una conmutación forzada en la cual entra en conducción D_2 y dejará de conducir hasta en t_{51} , que es cuando v_2 pasa por cero. En t_6 nuevamente conduce D_2 por estar cerrado S_2 , sin embargo puede producirse una conmutación forzada al abrirse S_2 en t_{61} .

En los circuitos convertidores prácticos, la función de los interruptores es realizada por el mismo dispositivo (SCR) o por circuitos adicionales que contienen diodos.

Llegados a este punto, es posible afirmar que la rectificación no-controlada se refiere al caso (a). A continuación se analizan cualitativamente los circuitos rectificadores típicos y se anexa copia parcial de una publicación al respecto, que a mi juicio, es completa.

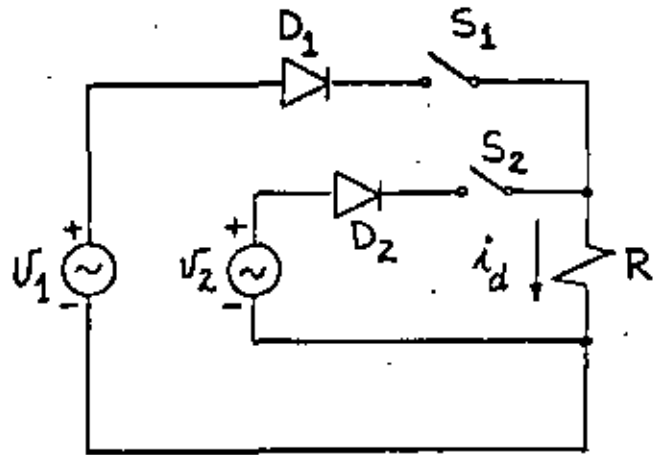


Figura 2.- Circuito convertidor.

$$v_1 = \sqrt{2} V \sin 2\omega t$$

$$v_2 = -\frac{2}{3} \sqrt{2} V \sin 3\omega t$$

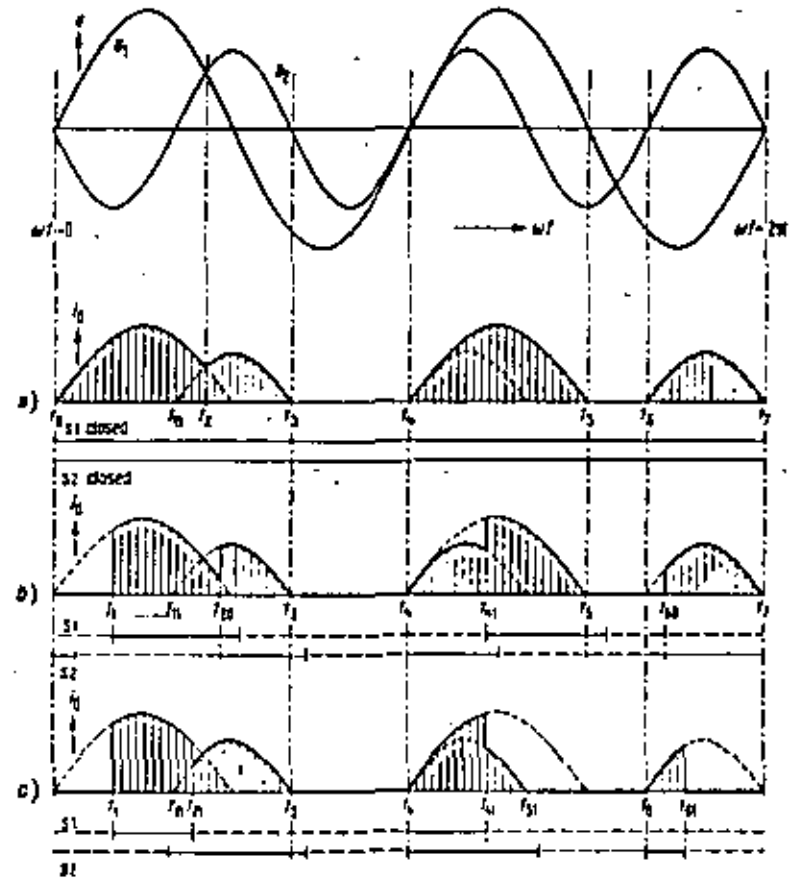


Figura 3.- Corrientes i_d para diferentes condiciones de funcionamiento.

- (a) Operación no-controlada, conmutación natural.
- (b) Operación controlada, conmutación natural.
- (c) Operación controlada, conmutación forzada.

EL DIODO IDEAL

En la Fig. 4a se muestran la característica ideal y el símbolo de un diodo. Como puede apreciarse, esta modelo ideal indica que el diodo se comporta como un corto circuito cuando la dirección de la corriente tiene el sentido mostrado en la Fig. 4b; y cuando la corriente "tiende" a circular en sentido contrario, se comporta como un circuito abierto.

Cuando circula corriente a través del diodo, nótese que ésta -- tiene el mismo sentido que la flecha que simboliza al diodo, se dice que el diodo está polarizado en "directa" o que está "encendido"; -- por el contrario, cuando no circula corriente, se dice que está polarizado en "inversa" o que está "apagado". Existen otros términos para indicar el estado de un diodo, tales como "cerrado/abierto", "ON/OFF", etc.

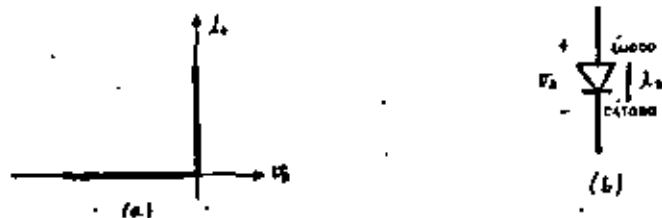


Fig. 4.- El diodo. (a) Característica ideal y (b) Símbolo.

Por analogía con los diodos de tubos al Vacío, la terminal marcada con + es conocida con el nombre de ánodo y la marcada con -, como citado. Utilizando estos términos y haciendo referencia al voltaje en vez de la corriente, puede decirse que para que el diodo conduzca es necesario que el ánodo "tienda" a estar a un voltaje más positivo que el cátodo. Se hace la aclaración de que se usa la expresión "tender a" porque una vez que se ha comprobado que circula corriente a través del diodo, éste se comporta como un corto circuito y por lo tanto el ánodo y el cátodo quedarían al mismo potencial.

En la Fig. 5 se representa la analogía que existe entre el comportamiento del diodo ideal y el interruptor. Si el diodo conduce, equivale al interruptor cerrado y si no, al interruptor abierto.

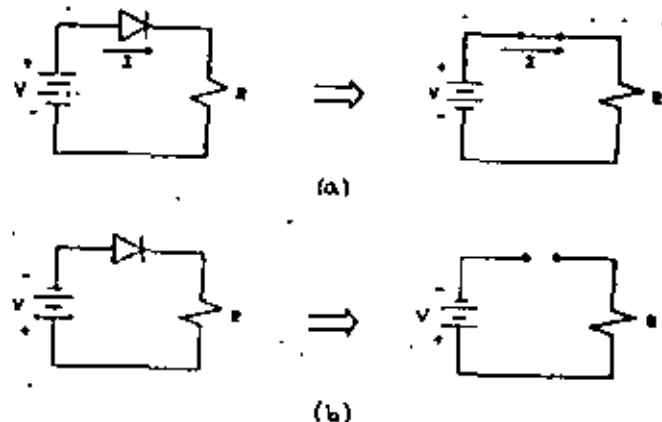


Fig. 5 Analogía entre el diodo y el interruptor. (a) En directa y (b) en inversa.

El modelo ideal del diodo es sumamente útil para el análisis cualitativo de los circuitos con diodos dado que dicho análisis resulta bastante simple. Por otro lado, la aproximación obtenida es aceptable para un sinnúmero de aplicaciones prácticas. Aprovechando estas cualidades, a continuación se realiza el análisis de algunos circuitos-típicos que involucran diodos.

RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA.

La acción por la cual se genera un voltaje continuo a partir de un voltaje alterno aplicado es llamado rectificación. El circuito -- rectificador de media onda se muestra en la Fig. 6a, en donde el voltaje aplicado v_1 es un voltaje senoidal $v_1 = v_m \sin(\omega t)$.

La función del diodo en el circuito es producir una corriente unidireccional a pesar de que el voltaje aplicado es alterno. Cuando v_1 es positivo, el diodo está polarizado en directa y se comporta --

como un cortocircuito; fluye una corriente en dirección positiva como se muestra en la Fig. 6a y su valor está determinado por v_1 y R_L . Cuando v_1 es negativo, el diodo está polarizado en inversa y se comporta como circuito abierto. La caída de voltaje en la carga es en cada instante $v_L = R_L i_D$ y su forma de onda se muestra en la Fig. 6b.

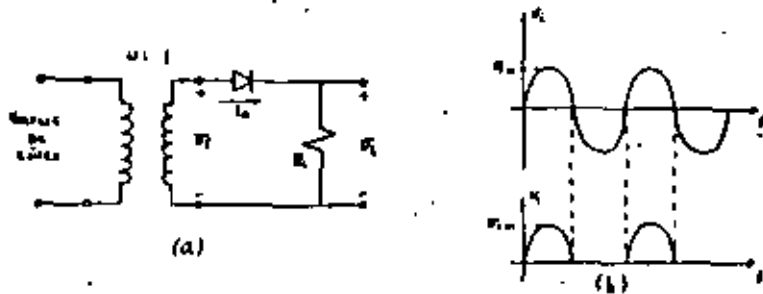


Fig. 6. - Rectificador de media onda. (a) Circuito; (b) formas de onda.

El voltaje en la carga puede ser expresado como:

$$v_L = v_1 \text{ para } v_1 \geq 0$$

$$v_L = 0 \text{ para } v_1 < 0$$

La forma de onda de v_L que se muestra en la Fig. 6b es una onda periódica, finita y continua; por lo que puede ser representada por series de Fourier. Si al valor instantáneo de pico de v_L lo designamos por V_{LM} , la serie queda:

$$v_L = \frac{1}{\pi} V_{LM} \left[1 + \frac{\pi}{2} \text{sen}(wt) - \frac{2}{3} \cos(2wt) - \frac{2}{15} \cos(4wt) + \dots \right]$$

Esto es, v_L es la suma de un término de DC y otros términos de AC. Como puede observarse, el voltaje en la carga contiene frecuencias no presentes en el voltaje aplicado, esto es consecuencia de -

la no linealidad del diodo y es otra de sus aplicaciones.

RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA.

a) Con Tap Central.

El circuito rectificador de onda completa con tap central se muestra en la Fig. 7a. El circuito consiste básicamente en dos rectificadores de media onda conectados a una sola resistencia de carga y tienen como señal de entrada $v_1 = V_{1m} \text{sen}(wt)$. Durante el medio ciclo positivo de v_1 , D_1 está polarizado en directa y actúa como un cortocircuito; D_2 queda polarizado en inversa y se comporta como circuito abierto, luego $v_L = v_1$. Durante el medio ciclo negativo de v_1 , D_2 actúa como un cortocircuito, D_1 como un circuito abierto y $v_L = -v_1$. La forma de onda de v_L se muestra en la Fig. 7b.

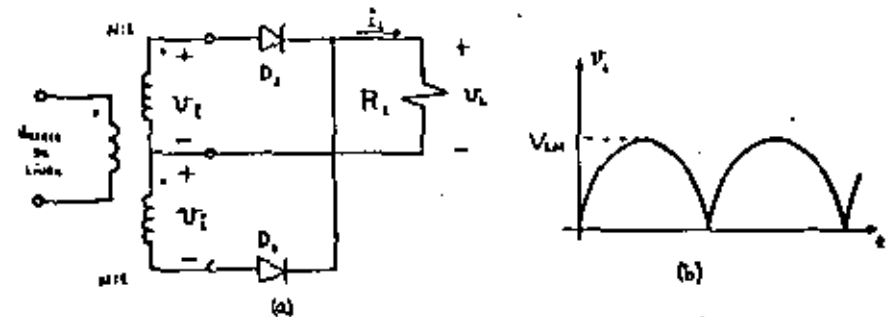


Fig. 7. - Rectificador de onda completa.

(a) Circuito;

(b) forma de onda de v_L .

El voltaje en la carg. puede ser expresado como:

$$v_L = |v_1| = |V_{1m} \text{sen}(wt)|$$

y en serie de Fourier:

$$v_L = \frac{2}{\pi} V_{LM} \left[1 - \frac{2}{3} \cos(2\omega t) - \frac{2}{15} \cos(4\omega t) - \dots \right]$$

de donde podemos observar que el voltaje v_L consiste en la suma de una componente de DC con magnitud $2V_{LM}/\pi$ (el doble que en el rectificador de media onda) y un conjunto de componentes senoidales de -- frecuencias que son múltiplos enteros de ω , como en el caso anterior.

b) Tipo Puentes.

Uno rectificador de onda completa muy utilizado es el llamado tipo puente y se muestra en la fig. 8a.

Durante el medio ciclo positivo de v_1 , los diodos D_2 y D_3 están en directa y conducen; D_1 y D_4 están en inversa y se comportan como circuito abierto. En el semiciclo negativo, D_2 y D_3 quedan en inversa y D_1 y D_4 en directa. La forma de onda obtenida para v_L es la misma que en el caso anterior y se muestra en la fig. 8b.

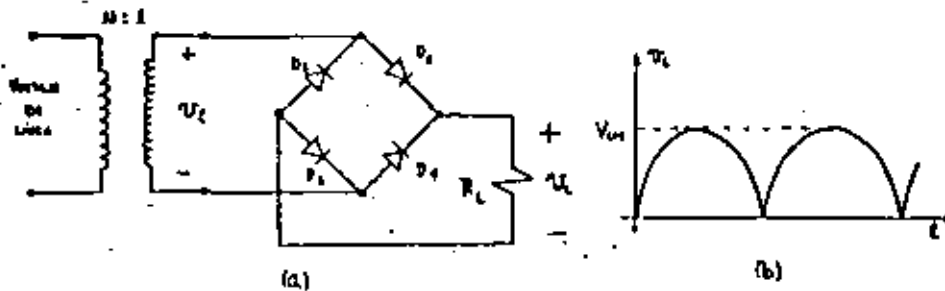


Fig. 8 -- Rectificador de onda completa tipo puente. (a) Circuito; (b) forma de onda de v_L .

FILTROS.

Los sistemas electrónicos requieren de fuentes de voltaje directo para su operación. Este voltaje puede ser obtenido de baterías --

pero muchas veces resultan inconvenientes debido a que son caras y la potencia que entregan es limitada y se opta por obtener el voltaje directo a partir de la línea eléctrica comercial. Los circuitos diseñados para convertir el voltaje alterno de la línea en un voltaje directo de valor apropiado son llamados "fuentes de poder". Estas fuentes consisten básicamente de una etapa de rectificación y otra de filtrado; por medio de la rectificación, como pudo observarse anteriormente, se logra convertir el voltaje alterno de la línea en un voltaje directo pulsante y por medio del filtrado se logra disminuir las pulsaciones hasta casi obtener un voltaje directo constante.

Algunos sistemas operan aceptablemente aunque el voltaje de salida de su fuente de poder o de alimentación esté variando sensiblemente. En cambio, otros requieren un voltaje de alimentación extremadamente constante; por ello, resulta importante conocer el voltaje de salida y su componente de alterna. Un criterio muy usado para referirse a la cantidad de componente alterna presente a la salida de una fuente de alimentación es el factor de rizo o factor de ondulación. Este factor queda definido como:

$$F.O. = \frac{\text{Valor rms de la componente de alterna de } v_L}{\text{Valor de la componente de directa de } v_L} \quad (3)$$

Veamos cuál es el F.O. del voltaje a la salida de un rectificador de media onda. En la fig. 9 se muestra el circuito y la forma de onda de v_L .

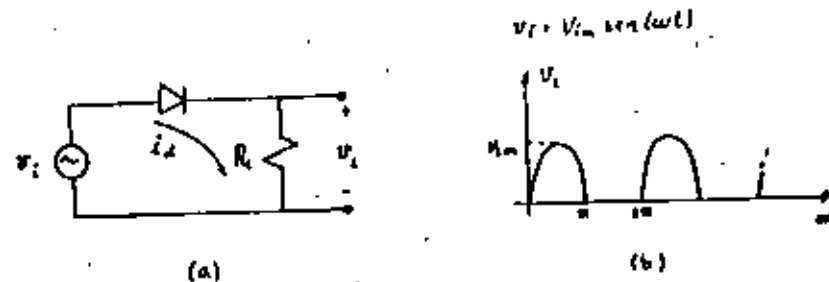


Fig. 9 -- Rectificador de media onda (a) Circuito; (b) forma de onda.

El valor efectivo ó rms de una función periódica es, por definición:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}; \quad T = \text{período.}$$

y su valor medio, que se interpretará como componente de DC:

$$V_{med} = V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt$$

Entonces, el valor rms de v_L será:

$$V_{L(rms)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_{Lm} \sin(\omega t)]^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2} V_{Lm}^2}$$

$$V_{L(rms)} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{Lm} \quad (4)$$

y el valor medio ó componente de DC es:

$$\begin{aligned} V_{L(DC)} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{Lm} \sin(\omega t) d\omega t \\ &= \frac{V_{Lm}}{\pi} \end{aligned} \quad (5)$$

Sustituyendo (4) y (5) en (3), obtenemos:

$$F.O. = \frac{\pi}{2} \approx 1.57$$

Ovviamente, resultó ser muy grande si consideramos que muchos sistemas requieren un F.O. mucho menor que 0.0), en estos casos resulta indispensable el filtraje.

Para mostrar en cierto grado el análisis de un rectificador con filtro a la salida, considérese uno de los más simples como el que aparece en la Fig. 10.

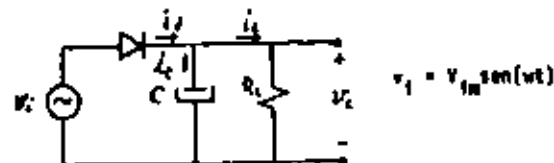


Fig. 10.- Rectificador de media onda con filtro capacitivo.

El voltaje en la carga v_L , después del primer ciclo, tiene la forma mostrada en la Fig. 11. Debido al diodo, el capacitor C solamente puede descargarse a través de R_L . Cuando $\omega t = \pi/2$, el voltaje $v_L = V_{Lm}$; como v_1 a partir de este momento comienza a decrecer, v_L sigue a v_1 por un tiempo muy corto ya que después de este tiempo v_L decrece exponencialmente según $\exp(-t/R_L C)$ y en este momento ($\omega t = \theta_2$ en la Fig. 11) el diodo deja de conducir en vista de que v_1 decrece más rápidamente que el voltaje en el capacitor y por ello el diodo queda polarizado en inversa. El voltaje v_L puede expresarse:

$$v_L = [V_{Lm} \sin \theta_2] [e^{-t/R_L C}] \Rightarrow \theta_2 \leq \omega t \leq \theta_1 + 2\pi \quad (6)$$

Durante el siguiente ciclo, v_1 volverá a ser igual a v_L y el diodo conducirá. Esto es, el voltaje de salida puede expresarse como:

$$v_L = V_{Lm} \sin(\omega t) \Rightarrow \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2 \quad (7)$$

Esta forma de onda se repite periódicamente. Consideremos las corrientes en el circuito. La corriente de carga i_L tendrá la misma forma de onda que el voltaje en la carga. Durante el tiempo que el diodo no conduce:

$$i_C = -i_L = -v_L/R_L \Rightarrow \theta_2 \leq \omega t \leq \theta_1 + 2\pi \quad (8)$$

Cuando el diodo conduce, la corriente a través de C es de la --

mismo forma como si se conectara C directamente a v_1 . (No hay transferencia desde que el diodo comienza a conducir en el instante $v_1 = v_L$). Es decir,

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} = C \frac{dv_1}{dt} = V_{LM} \omega C \cos(\omega t) \Rightarrow \theta_1 < \omega t \leq \theta_2 \quad (9)$$

La corriente en el diodo es:

$$i_d = i_c + i_L$$

Estas formas de onda se muestran en la Fig. 12. La corriente máxima a través del diodo ocurre en $\omega t = \theta_1$ (asumiendo que $R_L \gg 1/\omega C$) y es

$$I_{dm} = \frac{V_{LM}(\omega C \cos \theta_1 + \sin \theta_1)}{R_L} \quad (10)$$



Fig. 11.- Voltaje en la carga del circuito de la figura 10.

El diodo debe de ser capaz de permitir esta corriente de pico. Si el valor de C es aumentado, el decaimiento de v_c en el periodo $\theta_2 < \omega t < \theta_1 + 2\pi$ decrecerá. En el límite, cuando C se aproxima a infinito, v_c se aproxima a un voltaje puramente directo. Por otro

lado, nótese que incrementando el valor de C se incrementa igualmente el de la corriente máxima por el diodo I_{dm} .

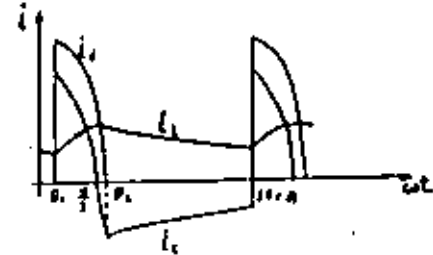


Fig. 12.- Corriente en el circuito de la Fig. 10.

Para obtener la componente de DC en la carga y el factor de ondulación, los valores de θ_1 y θ_2 deberán determinarse. Puede hacerse resolviendo la ecuación trascendente que define la descarga del capacitor, pero resulta un poco tedioso y para facilitar el cálculo se acostumbra hacer aproximaciones. Asumamos que el voltaje en la carga varía linealmente con el tiempo como se muestra en la Fig. 13.

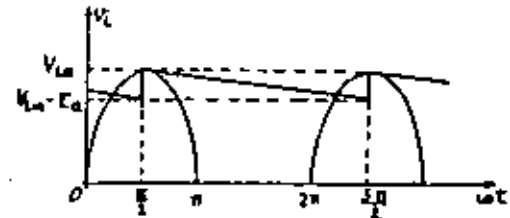


Fig. 13.- Aproximación del voltaje en la carga.

Esta forma de onda es bastante diferente a la mostrada en la --
Fig. 11, sin embargo, los resultados obtenidos con ella son bastan-
te satisfactorios. Su valor medio es:

$$V_{L(DC)} = V_{Lm} - \frac{E_s}{2} \quad (11)$$

Si ΔQ representa el cambio en la carga almacenada en C entre
 $\pi/2$ y $5\pi/2$, luego

$$E_s = \frac{\Delta Q}{C} \quad (12)$$

Como asumimos que el voltaje varía linealmente con el tiempo, -
la carga almacenada en C decrece en una relación constante. Es decir,
la corriente i_C es constante en este período. El valor constante de
 i_C es $I_{L(DC)}$, la componente de corriente directa en la carga. Como el
tiempo de un período es el recíproco de la frecuencia, tenemos

$$E_s = \frac{I_{L(DC)}}{fC} \quad (13)$$

y la ecuación (11) nos queda:

$$V_{L(DC)} = V_{Lm} - \frac{I_{L(DC)}}{2fC} \quad (14)$$

La componente de corriente directa en la carga y el voltaje es-
tán relacionados por:

$$I_{L(DC)} = \frac{V_{L(DC)}}{R_L} \quad (15)$$

Sustituyendo en la ecuación (14), obtenemos:

$$V_{L(DC)} = \frac{V_{Lm}}{1 + 1/(2fR_L C)} \quad (16)$$

Para calcular el F.O. debemos encontrar el valor rms & eficaz -
de la componente de AC. Esta es una onda triangular que varía desde
 $-E_s/2$ hasta $E_s/2$. Por lo tanto:

$$V_{L(rms)} = \frac{E_s}{2\sqrt{3}} \quad (17)$$

Sustituyendo las ecuaciones (15), (17) y (13) en la (3), --
obtenemos:

$$F.O. = \frac{1}{2\sqrt{3} R_L C} \quad (18)$$

que para $f = 50\text{Hz}$, queda:

$$F.O. \approx \frac{1}{1732 R_L C} \quad (19)$$

El análisis para el rectificador de onda completa con el mismo -
tipo de filtro, se efectúa de la misma forma. Algunas fuentes de poder
un poco más elaboradas, contienen etapas de regulación, protección con-
tra cortocircuitos, estabilización, etc. En la figura 14 se muestran
los filtros más utilizados, y en la tabla 1 se resumen sus relaciones.

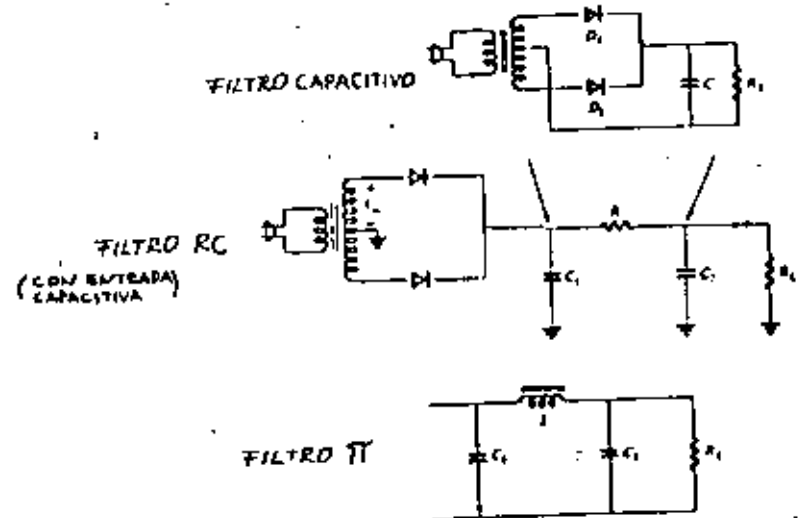


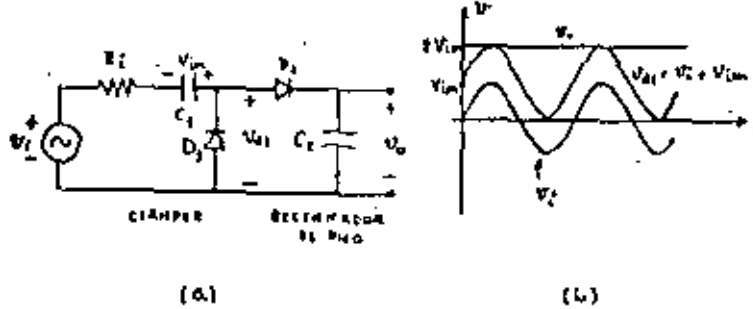
Figura 14.- Filtros más comunes.

FILTER TYPE	NO-LOAD DC VOLTAGE (V_{dc}) _{NL}	DC VOLTAGE V_{dc}	RMS VALUE OR AC COMPONENT OF RIPPLE VOLTAGE V_r (rms)	RIPPLE FACTOR r	IMPORTANT FACTORS
Capacitor (C)	V_m	$V_{dc} = \frac{V_m}{1 + (I_{dc}/4) / CV_m}$ $= V_m - \frac{4.17 I_{dc}}{C} = \frac{V_m}{1 + \frac{4.17}{R_L C}}$	V_r (rms) = $\frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}fC} \times \frac{V_m}{V_m}$ $\approx \frac{2.4 I_{dc}}{C} = \frac{2.4 V_{dc}}{R_L C}$	$r = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}fCV_m}$ $\approx \frac{2.4 I_{dc}}{CV_m} = \frac{2.4}{R_L C}$	full-wave full-wave, light load
		$V_{dc} = \frac{V_m - (I_{dc}/4) / C}{1 + (I_{dc}/4) / CV_m}$ $= V_m - \frac{4.17 I_{dc}}{C} = \frac{V_m}{1 + \frac{4.17}{R_L C}}$	V_r (rms) = $\frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}fC} \left[1 + \frac{V_{dc}}{V_m}\right]$ $= \frac{4.8 I_{dc}}{C} = \frac{4.8 V_{dc}}{R_L C}$	$r = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}fC} \left(\frac{1}{V_m} + \frac{1}{V_m}\right)$ $= \frac{4.8}{R_L C}$	half-wave half-wave, light load
RC (following C-filter)	V_m	$V_{dc}' = \frac{R_L}{R_L + R_f} V_{dc}$	V_r (rms) $\approx \frac{R_f}{R} V_r$ (rms)	$r' = \frac{R_f}{R} r$ $\left(R = \frac{RR_L}{R + R_L}\right)$	$f_c = 120$ Hz, full-wave $f_c = 60$ Hz, half-wave
π -type (C ₁ -LC ₂)	V_m	$V_{dc}' = \frac{R_L}{R_L + R_f} V_{dc}$	V_r (rms) = $\frac{1.76}{LC_1} V_r$ (rms), full-wave $\approx \frac{7.04}{LC_1} V_r$ (rms), half-wave	$r' = \frac{3300}{C_1 C_2 L R_L}$	full-wave
L-type (choke)	0.636 V_m	$V_{dc}' = 0.636 V_m - I_{dc} R_f$	V_r (rms) = $\frac{0.53}{LC} V_m$	$r' = \frac{0.83}{LC}$	full-wave $L_c > \frac{R_L}{1000}$
	0.318 V_m	$V_{dc}' = 0.318 V_m - I_{dc} R_f$	V_r (rms) = $\frac{2.49 V_m}{LC}$	$r' \approx \frac{7.83}{LC}$	half-wave
Half-wave rectifier	0.318 V_m	0.318 V_m	0.385 V_m	1.21	
Full-wave rectifier	0.636 V_m	0.636 V_m	0.305 V_m	0.48	

TABLE I

DOBLADOR DE VOLTAJE.

El circuito mostrado en la Fig. 15a tiene la interesante y ---
 útil propiedad de convertir el voltaje de entrada en un voltaje direc-
 to de magnitud igual al valor de pico a pico de la de entrada. Es decir,
 si el voltaje aplicado es $v_1 = v_{1m} \text{sen}(\omega t)$, el voltaje directo de salida
 es dos veces el valor de pico de la senoide.



(a) (b)
 Fig. 15.- Doblador de tensión. (a) Circuito;
 (b) formas de onda.

Como puede verse en la figura anterior, el doblador de tensión
 consiste en un circuito Clamper y un rectificador de pico conectado -
 en serie. El funcionamiento del circuito puede explicarse de la si-
 guiente forma: si por el rectificador de pico formado por D_2 y C_2 ---
 circula una corriente despreciable y el circuito Clamper opera en las
 condiciones descritas anteriormente, el capacitor C_1 se carga -
 al valor de pico negativo de la señal de entrada y con la polaridad -
 mostrada en la Fig. 15a, el voltaje a través del diodo D_1 es ---
 $v_{d1} = v_1 + v_{1m}$. La forma de onda de este voltaje se muestra en la Fig.
 15b y constituye el voltaje de entrada al rectificador de picos; el
 capacitor C_2 se carga al voltaje de pico positivo de v_{d1} . Este volta-
 je tiene el valor de la magnitud de pico a pico de la señal de entra-
 da al Clamper y representa el voltaje de salida del doblador de ten-
 sión.

Como el doblador de tensión tiene un Clamper a su entrada, la salida
 es independiente de cualquier componente de DC que pudiera contener
 la señal de entrada, esto lo hace adecuado para ser usado en los vól-
 metros electrónicos. (Estos vólmetros son llamados registradores de
 pico a pico y tienen la escala calibrada en volts de pico a pico.

Por extensión del principio del doblador de tensión pueden desarro-
 llarse circuitos con diodos que actúan como triplicadores de voltaje,
 cuadruplicadores, etc. Tales circuitos son usados para obtener muy
 altos voltajes requeridos en muchos equipos eléctricos.

CIRCUITOS RECTIFICADORES POLIFÁSICOS.

Para los circuitos de baja potencia puede resultar adecuada la ali-
 mentación desde la red monofásica (circuitos rectificadores monofá-
 sicos o bifásicos), si se consideran aceptables una baja frecuencia
 de rizo y un factor de rizo relativamente alto. Pero si se necesita
 alta potencia de salida, resulta preferible la alimentación a partir
 de una red trifásica (circuitos rectificadores trifásicos o hexafás-
 cos), debido al menor factor de rizo y a una mayor eficiencia, aún
 cuando las pérdidas por conmutación sean mayores.

En la Fig. 16 se muestra el circuito trifásico de media onda, en
 el cual el ángulo de conducción de los diodos es de 120° .

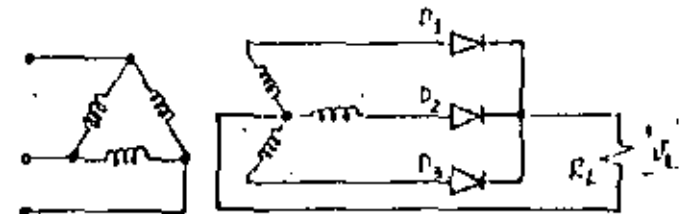


Figura 16.- Rectificador trifásico de media onda.

En este caso, la corriente promedio y eficaz en cada diodo es:

$$I_{D(AV)} = I_L/3$$

$$I_{D(rms)} = (1/\sqrt{3}) I_{L(rms)}$$

El funcionamiento del circuito es el mismo que para el caso de los rectificadores monofásicos, conduce siempre el diodo que esté en la fase más positiva.

En la Fig. 17 se presenta el circuito hexafásico de media onda. Aquí, el ángulo de conducción de los diodos es de 60° y las corrientes a través de cada diodo:

$$I_{D(AV)} = I_L/3$$

$$I_{D(rms)} = (1/\sqrt{6}) I_{L(rms)}$$

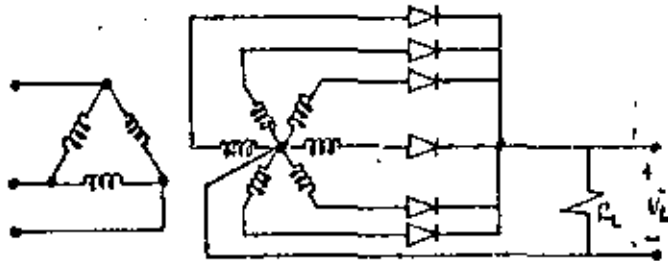


Figura 17.- Rectificador hexafásico de media onda.

En el circuito trifásico de onda completa, el devanado secundario del transformador puede conectarse en estrella o en delta. En la figura 18 se muestra el circuito en estrella. Puesto que ambos montajes son idénticos en la esencia, sus relaciones son iguales siempre que los voltajes en los secundarios sean idénticos: el voltaje entre las fases del transformador conectado en delta debe ser $\sqrt{3}$ veces

la del secundario conectado en estrella. Las fórmulas para las corrientes media y eficaz de cada diodo son idénticas a las del circuito trifásico de media onda, es decir:

$$I_{D(AV)} = I_L/3, \quad I_{D(rms)} = (1/\sqrt{3}) I_{L(rms)}$$

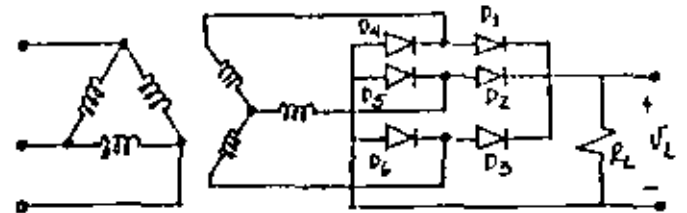


Figura 18.- Rectificador trifásico de onda completa.

En algunos casos, se dispone de transformadores que tienen dos secundarios trifásicos independientes, que al unirlos entre sí mediante una bobina de compensación, se obtienen dos sistemas rectificadores trifásicos conectados en paralelo y mutuamente desfasados. La bobina de compensación actúa como divisor inductivo equilibrando las diferencias en los valores instantáneos de los voltajes de salida. Este método puede aplicarse tanto en circuitos rectificadores de media onda como en los de onda completa.

La Fig. 19 representa el circuito trifásico de media onda en doble estrella. Un conjunto de voltajes trifásicos está desfasado 60° respecto del otro, para suministrar una salida hexafásica.



Figura 19.- Rectificador trifásico de media onda en doble estrella.

A pesar de lo anterior, el ángulo de conducción de los diodos se aproxima a 120° , debido a la presencia de la bobina de compensación. Las corrientes media y eficaz que circulan por cada diodo son, respectivamente:

$$I_{D(AV)} = I_L/6, \quad I_{D(rms)} = (1/2 \sqrt{3}) I_{L(rms)}$$

En la Fig. 20 se muestra el circuito trifásico de onda completa en estrella-delta. El voltaje entre fases del secundario conectado en delta es $\sqrt{3}$ veces el existente entre fases del secundario conectado en estrella.

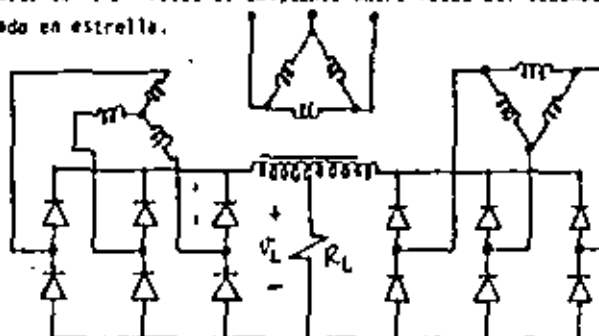


Figura 20.- Rectificador trifásico de onda completa en estrella-delta.

Los dos conjuntos de voltajes trifásicos se hallan desfasados entre sí 30° , para producir una salida de doce fases, con lo cual se obtiene una tensión de salida casi exenta de rizo aun cuando el ángulo de conducción de los diodos se aproxima a los 120° . Las corrientes media y eficaz de cada diodo son:

$$I_{D(AV)} = I_L/6, \quad I_{D(rms)} = (1/2 \sqrt{3}) I_{L(rms)}$$

TOMADO DEL

BOLETIN DE ELECTRONICA DE FAPESA

1975

ARGENTINA

**CIRCUITOS RECTIFICADORES MONOFASICOS
CIRCUITOS RECTIFICADORES
CON CARGA RESISTIVA**

En las figuras 2 y 3 se muestran respectivamente los circuitos rectificadores monofasicos comunmente usados y las formas de onda de la tensión de salida para esos circuitos cuando se los emplea con carga resistiva. Debe notarse que el símbolo del diodo indica el flujo de corriente convencional, desde el ánodo hacia el cátodo. La tensión secundaria de entrada aplicada al circuito es sinusoidal, y tiene un valor de cresta $E_T(\max)$. Para los tres circuitos de la figura 2 la tensión de cresta de salida es $E_{\max} = E_T(\max)$.

El circuito rectificador de media onda conduce durante el semiciclo positivo y se bloquea durante el semiciclo negativo de la tensión alterna aplicada.

En el circuito de onda completa con punto medio los rectificadores están montados de tal modo que el rectificador A conduce cuando el punto (x) se hace positivo, y el rectificador B lo hace cuando el punto (y) se hace positivo.

En el circuito puente de onda completa, los rectificadores 1 y 2 conducen durante el semiciclo positivo, y los rectificadores 3 y 4 durante el semiciclo negativo.

En cada uno de los tres circuitos mencionados anteriormente, la corriente que circula por la carga es unidireccional.

Si se supone que los rectificadores y transformadores empleados son ideales, puede calcularse el comportamiento de cualquiera de estos circuitos. Como ejemplo, realizaremos los cálculos para el circuito puente de onda completa con carga resistiva. El comportamiento de otros circuitos monofásicos podrá ser deducido en forma similar a la que se describe a continuación. Los valores obtenidos para cada uno de los circuitos vistos anteriormente están dados en la Tabla 1.

COMPORTAMIENTO DEL CIRCUITO PUENTE DE ONDA COMPLETA CON CARGA RESISTIVA

La tensión sinusoidal rectificada de un circuito rectificador en puente puede expresarse como una serie que contiene una componente continua y componentes armónicas.

$$e = \frac{2}{\pi} E_{max} - \frac{4}{3\pi} E_{max} \cos 2 \omega t - \frac{4}{15\pi} E_{max} \cos 4 \omega t - \frac{4}{35\pi} E_{max} \cos 6 \omega t \dots$$

Esta serie para la tensión rectificada se deduce de la siguiente forma:

La componente continua está dada por:

$$E_{dc} = \frac{1}{2\pi} 2 \int_0^{\pi} E_{max} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\pi}{2} E_{max}$$

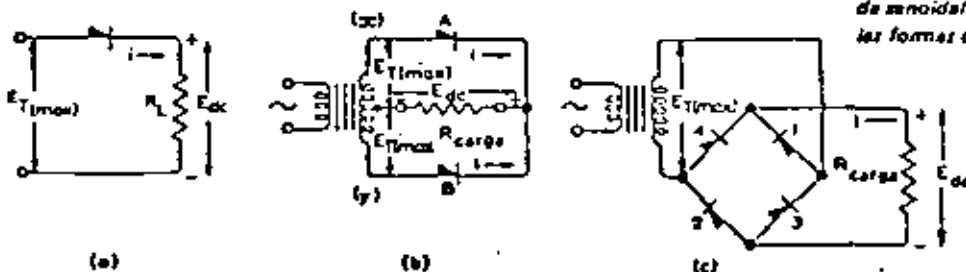


Fig. 2: Circuitos rectificadores monofásicos

(a) media onda

(b) onda completa c/punto medio

(c) puente de onda completa

El valor de las componentes de ripple, de frecuencia $n\omega/2\pi$, puede encontrarse mediante la serie de Fourier.

$$\begin{aligned} \text{Componentes de ripple} &= \frac{2 E_{max}}{\pi} \int_0^{\pi} \cos n \omega t \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{2 E_{max}}{\pi} \left[\frac{\cos (n-1) \omega t}{2(n-1)} - \frac{\cos (n+1) \omega t}{2(n+1)} \right]_0^{\pi} \\ &= \frac{2 E_{max}}{\pi} \frac{-2}{n^2-1} \end{aligned}$$

donde $n = 2, 4, 6 \dots$

Si las componentes continua y de ripple se suman, la tensión rectificada puede reducirse a un término de c.c. más una armónica de frecuencia igual a la fundamental de ripple, suponiendo despreciables las amplitudes de las armónicas de mayor orden. Por lo tanto podemos escribir

$$e \approx \frac{2}{\pi} E_{max} - \frac{4}{3\pi} E_{max} \cos 2 \omega t \quad (1)$$

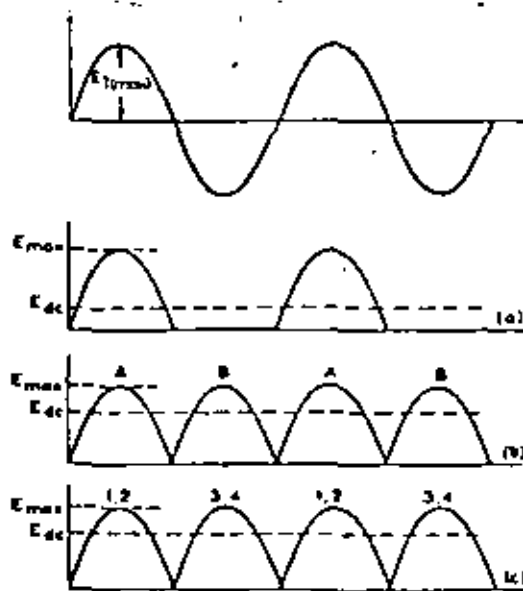


Fig. 3: Formas de onda para circuitos monofásicos. La entrada sinusoidal se muestra en la parte superior, y debajo las formas de onda de salida.

(a) media onda.

(b) onda completa c/punto medio

(c) puente de onda completa

Relaciones de tensión

El valor pico de la tensión de salida E_{dc} es igual al valor pico de la tensión de entrada $E_T(rms)$. La tensión de salida E_{dc} en función de E_{rms} es, a partir de la ecuación (1)

$$E_{dc} = \frac{2}{\pi} E_{rms} = 0,636 E_{rms}$$

La tensión de salida E_{dc} en función de la tensión eficaz de salida E_{rms} se deduce de la expresión

$$\begin{aligned} E_{rms} &= \sqrt{\left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_{rms}^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t) \right\}} \\ &= E_{rms} \sqrt{\left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{1}{2} - \frac{\cos 2\omega t}{2} \right) d(\omega t) \right\}} \\ &= \frac{E_{rms}}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

y por lo tanto

$$E_{dc} = 0,636 \sqrt{2} E_{rms} = 0,9 E_{rms}$$

Relaciones de corriente

Para carga resistiva, la forma de onda de la corriente de salida será igual a la forma de onda de la tensión de salida.

La corriente de salida I_{dc} en función de I_{pk} estará dada por

$$I_{dc} = \frac{2}{\pi} \frac{E_{rms}}{R_{carga}} = 0,636 I_{pk}$$

mientras que en función de $I_{rms}(secund)$ queda expresada por

$$I_{dc} = 0,9 \frac{E_{rms}}{R_{carga}} = 0,9 I_{rms}(secund)$$

La corriente continua total está provista por dos paires de rectificadores, de manera que la corriente media por cada rama rectificadora será

$$I_b = \frac{1}{2} I_{dc}$$

En forma totalmente análoga la corriente eficaz por cada rama rectificadora será

$$I_{rms} = \frac{I_{rms}(secund)}{\sqrt{2}} = \frac{I_{dc}}{0,9 \sqrt{2}} = 0,785 I_{dc}$$

Finalmente, la corriente pico por cada rama rectificadora queda expresada por

$$I_{pk} = \frac{E_{rms}}{R_{carga}} = \frac{I_{dc}}{0,636} = 1,57 I_{dc}$$

Tensión de cresta de trabajo

La tensión eficaz total del secundario del transformador por rama está expresada como

$$E_T(rms) = \frac{E_{dc}}{0,9} = 1,11 E_{dc}$$

siendo entonces la tensión de cresta de trabajo

$$V_{BW} = \sqrt{2} E_T(rms) = 1,57 E_{dc}$$

y en función de E_{rms}

$$V_{BW} = \sqrt{2} E_{rms} = 1,414 E_{rms} = 1,414 E_T(rms)$$

Regímenes del transformador

La corriente eficaz en el secundario del transformador está dada por

$$I_T(rms) = \sqrt{2} I_{pk} = 1,11 I_{dc}$$

y por ello el producto volt-amperes del secundario es

$$VA_s = E_T(rms) \cdot I_T(rms) = 1,23 E_{dc} \cdot I_{dc}$$

Si la relación de transformación primario a secundario es N_p/N_s , podemos expresar el producto VA del primario como

$$\begin{aligned} VA_p &= E_T(rms) \frac{N_p}{N_s} I_T(rms) \frac{N_s}{N_p} \\ &= E_T(rms) \cdot I_T(rms) = 1,23 E_{dc} \cdot I_{dc} \end{aligned}$$

El factor de utilidad U se define como la relación entre la potencia de salida y el régimen volt-amperes del transformador. Este factor indica cuán eficientemente es usado el bobinado del transformador en un circuito en particular. Para el circuito puente de onda completa:

$$\text{Factor de utilidad del secundario } U_s = \frac{E_{dc} \cdot I_{dc}}{VA_s} = 0,813$$

$$\text{Factor de utilidad del primario } U_p = \frac{E_{dc} \cdot I_{dc}}{VA_p} = 0,813$$

Porcentaje de ripple

Si se supone que las amplitudes de las armónicas de orden superior son pequeñas comparadas con la de la frecuencia fundamental f_r , entonces

$$V_x \% = \frac{\text{Tensión eficaz de ripple fundamental}}{E_{dc}} \times 100 = \frac{4}{3\pi} \frac{E_{max}}{\sqrt{2}}$$

Teniendo en cuenta la ecuación (1), la componente eficaz a la frecuencia fundamental (que para este circuito es el doble de la frecuencia de red) será

$$\frac{4}{3\pi} \frac{E_{max}}{\sqrt{2}}$$

y por lo tanto

$$V_x \% = \frac{4}{3\pi} \frac{E_{max}}{\sqrt{2}} \times 100 = 47.2 \frac{2}{\pi} E_{max}$$

CIRCUITOS MONOFÁSICOS CON FILTRO DE ENTRADA A CAPACITOR

En esta sección se discutirán los circuitos monofásicos de media onda, onda completa y dobladores de tensión.

Circuito de media onda

El circuito de media onda (figura 4) es el esquema de rectificación más simple que proporcione corriente de carga continua. En ausencia del capacitor C el rectificador entregará potencia a la carga durante el semiciclo positivo, y quedará bloqueado durante el semiciclo negativo. Esto implica que se tendrán valores discontinuos de tensión y corriente en la carga.

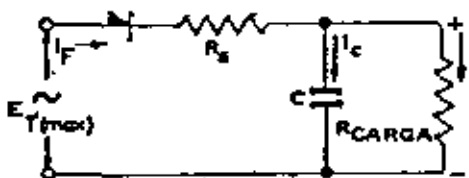


Fig. 4: Circuito monofásico de media onda

Con el capacitor C en el circuito, este elemento se carga al valor de cresta de la tensión aplicada en el primer semiciclo positivo. Cuando la tensión aplicada cae por debajo del valor de cresta, la tensión sobre el capacitor es superior a la tensión de entrada y por lo tanto el rectificador queda polarizado inversamente. En estas condiciones el capacitor se descarga sobre la resistencia de carga, hasta el momento en que la tensión aplicada excede nuevamente la tensión de C. En ese instante el rectificador queda polarizado directamente y vuelve a cargar al capacitor hasta el valor de cresta de la tensión aplicada. El rectificador deja entonces de con-

ducir —como se explicó previamente— y se repite el ciclo.

En la figura 5 se muestran las formas de onda idealizadas de corriente para este circuito, una vez alcanzado el régimen estacionario. En la práctica la corriente que circula por el rectificador no aumenta instantáneamente, debido a la constante de tiempo formada por el capacitor C, la resistencia interna de la fuente de C.A., la resistencia interna del rectificador y cualquier otra resistencia serie que pueda existir en el circuito.

El capacitor actúa almacenando energía durante el período en que el rectificador conduce. Por lo tanto, el valor de la corriente que circula por el rectificador será la suma de las corrientes del capacitor y de la carga.

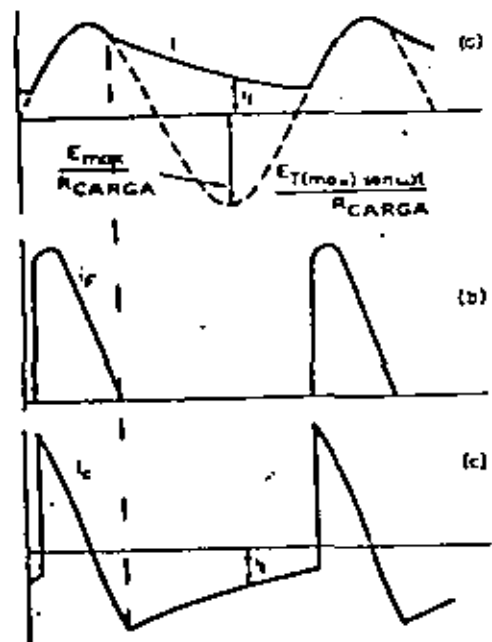


Fig. 5: Formas de onda para el circuito monofásico de media onda, una vez alcanzado el régimen estacionario.

- (a) corriente por la carga
- (b) corriente por el rectificador
- (c) corriente por el capacitor

El capacitor pierde parte de su carga durante el período en que el rectificador no conduce, puesto que se descarga a través de la resistencia de carga. En consecuencia, la corriente que circula por la carga durante este período será igual a la corriente i_c del capacitor. Debido a este fenómeno, la tensión sobre el capacitor no permanecerá constante, siendo el ripple de la misma frecuencia que la de la tensión alterna aplicada.

El resistor serie R_s se incluye en el circuito a fin de limitar el pico de corriente que circula por el rectificador durante el encendido (ver página 82 "corriente de pico inicial").

Rendimiento del circuito de media onda

La corriente de carga fluye desde el rectificador al capacitor en pulsos de gran amplitud. La frecuencia de ripple es la misma que la de la tensión aplicada, y por lo tanto debe emplearse un capacitor de filtro relativamente costoso para reducir la tensión de ripple a valores aceptables.

Si se utiliza un transformador para proveer la potencia necesaria para el funcionamiento del circuito, sólo circulará corriente por el secundario durante el período de conducción del rectificador, siendo la misma unidireccional. Por ello, el transformador deberá ser especificado para la máxima corriente eficaz que fluirá a través del rectificador.

La corriente unidireccional que circula por el secundario del transformador puede producir la saturación del núcleo, lo cual a su vez provocará un aumento de la corriente de magnetización y de las pérdidas por histéresis, y la aparición de armónicas en la tensión secundaria.

La regulación y la eficiencia de conversión del circuito son bajas. Si se emplea un transformador, también será bajo el factor de utilidad del mismo. Debido a todas estas desventajas, este circuito normalmente se emplea alimentado directamente desde la red —sin transformador— y en aquellos casos en que el costo es de mayor importancia que la eficiencia.

Circuito de onda completa

Existen dos tipos: el circuito puente rectificador de onda completa (fig. 6) y el circuito de onda completa con punto medio (fig. 7). El rendimiento de ambos es el mismo, con la salvedad de que si se emplean rectificadores con una determinada tensión de cresta de trabajo, la tensión continua disponible a la salida de un circuito puente es el doble que la obtenible a partir de un circuito con transformador con punto medio. Las formas de onda de tensión y de corriente para ambos circuitos se muestran en la figura 8.

En el circuito puente de onda completa la tensión alterna aplicada es rectificadada por el puente, y la salida se filtra con un capacitor de manera similar a la descrita para el circuito de media onda. En este caso se obtiene un filtrado más eficiente puesto que el capacitor debe mantener la corriente de la carga durante un período más corto, y por lo tanto la variación de la tensión sobre el capacitor será menor. Esto implica que la tensión continua disponible a la salida será mayor que la obtenida con el circuito de media onda y que la tensión de ripple será menor. La frecuencia de ripple es el doble de la frecuencia de la tensión alterna aplicada.

El circuito con punto medio opera de manera similar. Los rectificadores conducen alternativamente, y por lo tanto la corriente fluye también alternativamente, a través de cada mitad del secundario del transformador. Los

rectificadores deben soportar una tensión de cresta de trabajo igual al valor pico de la tensión aplicada sobre ambas mitades del secundario del transformador.

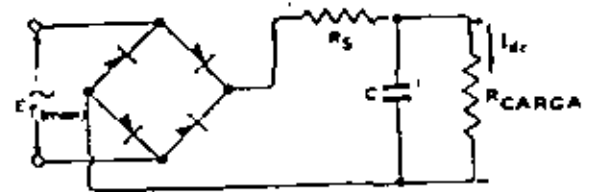


Fig. 6: Circuito puente monofásico de onda completa

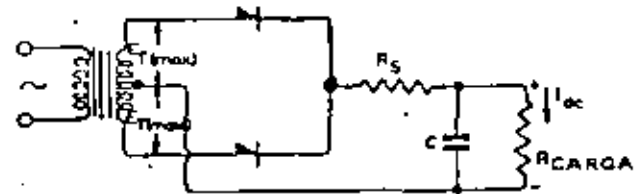


Fig. 7: Circuito monofásico de onda completa con punto medio (también conocido como bitásico de media onda)

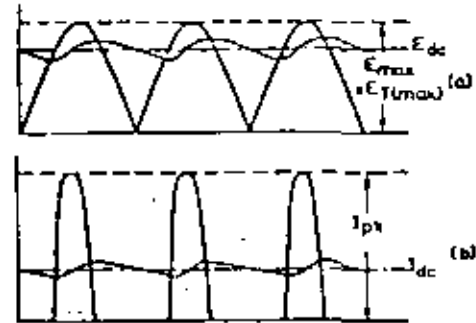


Fig. 8: Formas de onda para circuitos monofásicos de onda completa. (a) tensión (b) corriente

Aplicación de los circuitos monofásicos de onda completa

La principal desventaja del circuito con punto medio es el costo del transformador. Este esquema nunca puede utilizarse sin un transformador, mientras que en ciertas circunstancias el circuito puente de onda completa puede ser alimentado directamente desde la red, si los rectificadores empleados están especificados para soportar la correspondiente tensión de cresta de trabajo. Por

otra parte, partiendo del circuito con punto medio, es fácil obtener una fuente de C.C. de tres conductores con un único transformador.

El puente rectificador es el más ampliamente usado de los circuitos de onda completa. Se lo emplea generalmente en aquellos casos en que la tensión de salida deseada es aproximadamente igual a la tensión eficaz aplicada. El circuito de onda completa con punto medio se emplea en aplicaciones de baja tensión y baja potencia donde además se desea poca tensión de ripple.

TABLA 2

Comparación entre los circuitos monofásicos de onda completa

	Punto (Fig. 6)	Punto medio (Fig. 7)
Nº de rectificadores	4	2
Frecuencia de ripple f_r	$f_r = 2f$	$f_r = 2f$
Amplitud de ripple	Pequeña comparada con el circuito de media onda	
Filtrado	Relativamente sencillo	
Tensión de cresta de trabajo	$E_{T(max)}$	$2E_{T(max)}$
Eficiencia de conversión	Relativamente alta, pero ligeramente inferior a la del circuito con punto medio, debido a la caída de tensión sobre el rectificador adicional.	Alta
Transformador	Bajo régimen VA del secundario del transformador	Alto régimen VA del secundario del transformador

Circuitos dobladores de tensión

Existen dos tipos: el simétrico y el circuito con terminal común.

Doblador de tensión simétrico

El doblador de tensión simétrico (Fig. 9) es esencialmente la combinación de dos circuitos rectificadores de media onda —con sus celdas de filtrado conectadas en serie— pero alimentados desde la misma fuente de C.A.

En la figura 10 se muestra la forma de onda de la tensión de salida resultante.

Cuando el punto (a) es positivo, la corriente que fluye a través de R_s y el rectificador A carga a C_1 , uno de cuyos terminales está conectado al punto (b). Cuando este punto se hace positivo se carga C_2 , y la circulación de corriente se verifica a través del rectificador B y R_s . Por lo tanto, cada capacitor se carga hasta el valor pico de la tensión aplicada. A su vez, los capacitores se descargan continuamente sobre la resistencia de carga, y actúan también como elementos de filtrado. Por todo lo anteriormente expuesto, la tensión de salida tenderá al doble del valor pico de la tensión aplicada, pero nunca alcanzará este nivel a menos que se desconecte R_{CARGA} .

Los rectificadores empleados deben ser capaces de soportar —en polarización inversa— el doble del valor pico de la tensión aplicada mientras que los capacitores deberán especificarse con una tensión de aislación por lo menos igual al valor pico de la tensión de entrada. Finalmente, la frecuencia de ripple del circuito será el doble de la correspondiente a la tensión aplicada.

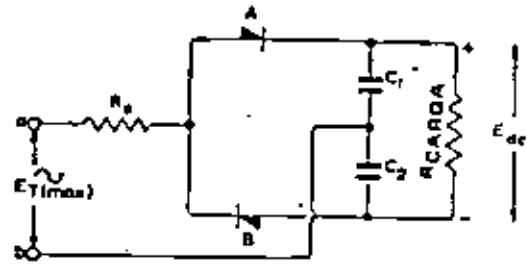


Fig. 9: Circuito doblador de tensión simétrica

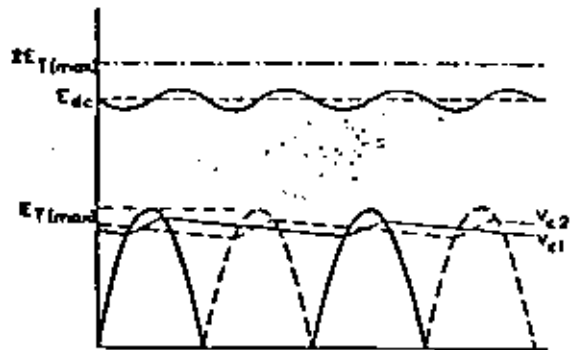


Fig. 10: Forma de onda de la tensión de salida para el doblador de tensión simétrica.

Doblador de tensión con terminal común

El doblador de tensión con terminal común se muestra en la figura 11, mientras que la correspondiente forma de onda de la tensión de salida se muestra en la figura 12.

Durante el primer semiciclo negativo de la tensión aplicada, C_1 se carga —a través del rectificador A—

hasta la tensión pico $E_T(\max)$. Durante el siguiente semiciclo positivo, la tensión desarrollada sobre C_1 queda en serie con la tensión aplicada, y por ello C_2 se carga hasta el nivel $2E_T(\max)$ a través del rectificador B. El capacitor C_1 pierde parte de su carga durante este proceso, pero se carga nuevamente hasta la tensión $E_T(\max)$ durante el siguiente semiciclo negativo, con lo cual se repite toda la operación.

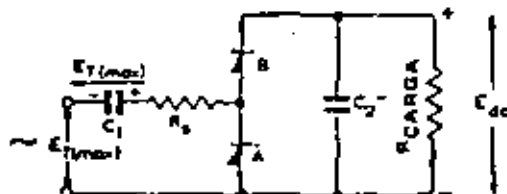


Fig. 11: Circuito doblador de tensión con terminal común.

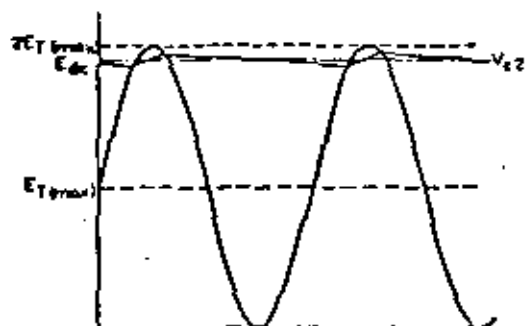


Fig. 12: Forma de onda de la tensión de salida para el doblador de tensión con terminal común.

La tensión sobre C_2 no permanece constante en el valor $2E_T(\max)$, puesto que este capacitor se descarga a través de R_{CARGA} durante el semiciclo en que el rectificador B no conduce. La frecuencia de ripple es la misma que la de la tensión aplicada. Tanto el capacitor C_2 como los rectificadores empleados deberán soportar tensiones del orden del doble del valor pico de la tensión aplicada.

Aplicando un razonamiento similar es relativamente sencillo construir un triplicador o cuadruplicador de tensión, o cualquier circuito en el cual la tensión de salida sea múltiple de la tensión pico aplicada. Los aspectos fundamentales a tener en cuenta son (a) la máxima tensión de cresta de trabajo que deben soportar los rectificadores, y (b) los regímenes de tensión de los capacitores.

Aplicación de los circuitos dobladores de tensión

Es evidente la utilidad de un circuito rectificador capaz de suministrar una tensión continua superior al

TABLA 3

Comparación entre los circuitos dobladores de tensión monofásicos

	Simétrico	Terminal común
Tensión de cresta de trabajo	$2E_T(\max)$	$2E_T(\max)$
Frecuencia de ripple f_r	$f_r = 2f$	$f_r = f$
Regímenes de los capacitores	Los regímenes de C_1 y C_2 deben ser iguales a la tensión pico aplicada.	El régimen de C_1 debe ser igual a la tensión pico aplicada, y el de C_2 igual al doble de dicha tensión. C_1 debe especificarse para soportar la corriente de carga eficaz.
Regulación	Pobre, pero mejor que para el doblado con terminal común.	Pobre

valor pico de la tensión alterna aplicada. Estos circuitos pueden emplearse, por ejemplo, para proveer la alta tensión necesaria para el funcionamiento de los tubos para rayos X y osciloscopios.

En el doblador de tensión con terminal común, el capacitor de salida se carga hasta una tensión igual a la suma de la tensión desarrollada sobre C_1 y el valor pico positivo de la tensión aplicada.

Es por ello que este circuito puede emplearse como indicador del valor pico a pico de formas de onda asimétricas, al se provee además de alguna forma de medir la tensión continua de salida sin apreciable drenaje de corriente.

La corriente continua que puede suministrar el doblador de tensión con terminal común está limitada por el hecho de que por C_1 circulará la corriente de carga eficaz que fluye a través del rectificador B.

PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE CIRCUITOS MONOFÁSICOS CON FILTRO DE ENTRADA A CAPACITOR

Los circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor han sido investigados analíticamente por Wal-

dellch, Roberts y muchos otros; y gráficamente por Schada. Ambos métodos de análisis son largos y complicados, pero afortunadamente conducen a resultados de simple utilización. Los análisis mencionados anteriormente fueron originalmente efectuados para diodos de alto vacío y de vapor de mercurio, pero también son válidos para rectificadores de silicio con pocas —o ninguna— modificaciones.

Los análisis gráficos efectuados por Schada han probado en la práctica que conducen a resultados suficientemente exactos, y además que el procedimiento de diseño derivado de ellos es el más simple, por lo cual ha sido tomado como base para el desarrollo que sigue.

La caída de tensión directa sobre el rectificador de silicio es pequeña, y varía ligeramente en función de la corriente directa.

El aumento de la caída de tensión directa puede despreciarse sin perder la exactitud de los cálculos, debido a que en la mayoría de los circuitos representa un porcentaje muy bajo respecto de la tensión de salida. Por ello, a los efectos del diseño la caída de tensión directa puede tomarse como aquella que ocurre en el rectificador cuando a través del mismo circula la máxima corriente media requerida.

Factores a considerar

Al diseñar cualquier circuito rectificador es necesario verificar que no se sobrepasen los regímenes publicados para el rectificador. Las características principales que deben tomarse en cuenta en los circuitos con filtro de entrada a capacitor son:

- (1) Régimen de máxima tensión de cresta de trabajo del rectificador.
- (2) Corriente pico inicial que circula a través del rectificador durante el encendido.
- (3) Corriente pico repetitiva que circula a través del rectificador.
- (4) Corriente de ripple a través del capacitor.

Máxima tensión de cresta de trabajo

Cuando se aplica una tensión alterna, el rectificador deberá soportar la tensión de cresta de trabajo para la cual está especificado. También deberá soportar la tensión pico transitoria —generalmente mayor que la tensión de cresta de trabajo— al se aplican transitorios de tensión al circuito. Tales transitorios ocurren en la red, y el diseñador deberá verificar que los rectificadores a emplear estén en condiciones de soportar aquellos transitorios de tensión cuya ocurrencia sea probable. Además, puede emplearse un circuito de amortiguación A-C serie para proteger parcialmente a los rectificadores

frente a este fenómeno. Los valores de R y C se calcularán de acuerdo a la información proporcionada por los datos publicados para el rectificador.

Al considerar los regímenes del rectificador, será necesario también tomar en cuenta las fluctuaciones de la tensión alterna aplicada, como así también la distorsión de la forma de onda de entrada debido a las armónicas.

Corriente de pico inicial

Al emplear un filtro de entrada a capacitor, será inevitable el flujo de grandes corrientes en el instante inicial de encendido. Esto se debe a que en principio el capacitor se hallará descargado y la carga presentada al rectificador será efectivamente un cortocircuito. En estas condiciones, la corriente que circula por el rectificador quedará limitada exclusivamente por la resistencia presentada por la fuente de C.A. La corriente pico deberá mantenerse por debajo del valor especificado para el rectificador, puesto que ello evitará su destrucción.

Sin embargo, la resistencia de la fuente de C.A. no deberá ser demasiado grande porque provocaría una pérdida de eficiencia y un empeoramiento de la regulación, debido a la caída de tensión que se desarrolla sobre dicha resistencia.

Corriente de pico repetitiva

La corriente pico repetitiva fluye a través del rectificador cada vez que éste conduce. El valor de esta corriente dependerá del valor del capacitor de filtrado. Por ello, una mejora en el filtrado —aumentando C— provocará una reducción en el ángulo de conducción del rectificador y el consiguiente aumento en la corriente pico repetitiva. Esta corriente pico repetitiva deberá ser limitada debajo de un valor especificado, a fin de evitar la destrucción del rectificador, o bien la disminución de su vida útil.

Corriente de ripple

El capacitor empleado en el circuito deberá ser especificado de tal modo que pueda soportar la corriente de ripple que circulará a través del mismo. La corriente eficaz total $I_{C(rms)}$ que pasará por el capacitor de filtrado puede calcularse partiendo de la corriente eficaz que circulará a través de cada rectificador I_{rms} y la corriente continua de salida I_{dc} .

Para los circuitos monofásicos de media onda y dobladores de tensión tendremos

$$I_{C(rms)} = \sqrt{(I_{rms}^2 - I_{dc}^2)} \quad (2)$$

En los circuitos rectificadores de onda completa fluye la mitad de la corriente eficaz total por cada rectificador, y por lo tanto será

$$I_c(\text{rms}) = \sqrt{(2I_{\text{rms}}^2 - I_{dc}^2)} \quad (3)$$

A partir de las consideraciones anteriores queda claro que los circuitos rectificadores que emplean capacitores de filtro estarán limitados en cuanto a su capacidad de manejo de corriente.

DISEÑO GRAFICO DE LOS CIRCUITOS QUE EMPLEAN FILTROS DE ENTRADA A CAPACITOR

En las figuras 13 a 18 se presenta la solución gráfica de un circuito rectificador con filtro de entrada a capacitor, tal como fue propuesto por Schade. La resistencia

pico R_s introducida por Schade para considerar

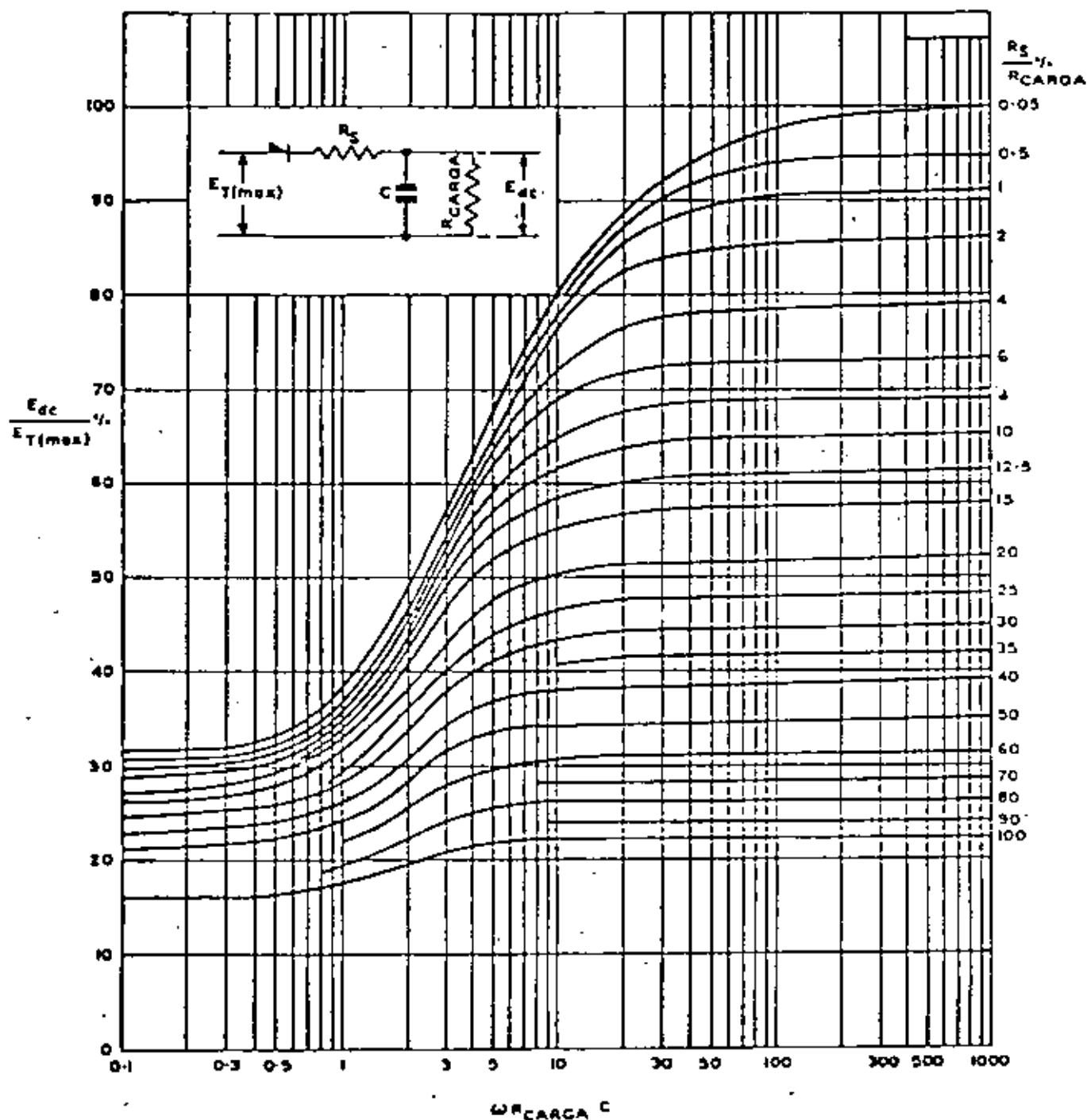


Fig. 13: $E_{dc}/E_T(\text{max}) \%$ en función de $\omega R_{\text{CARGA}} C$ para los circuitos de media onda. Con F_s y R_{CARGA} en Ω $\omega = 2\pi f$

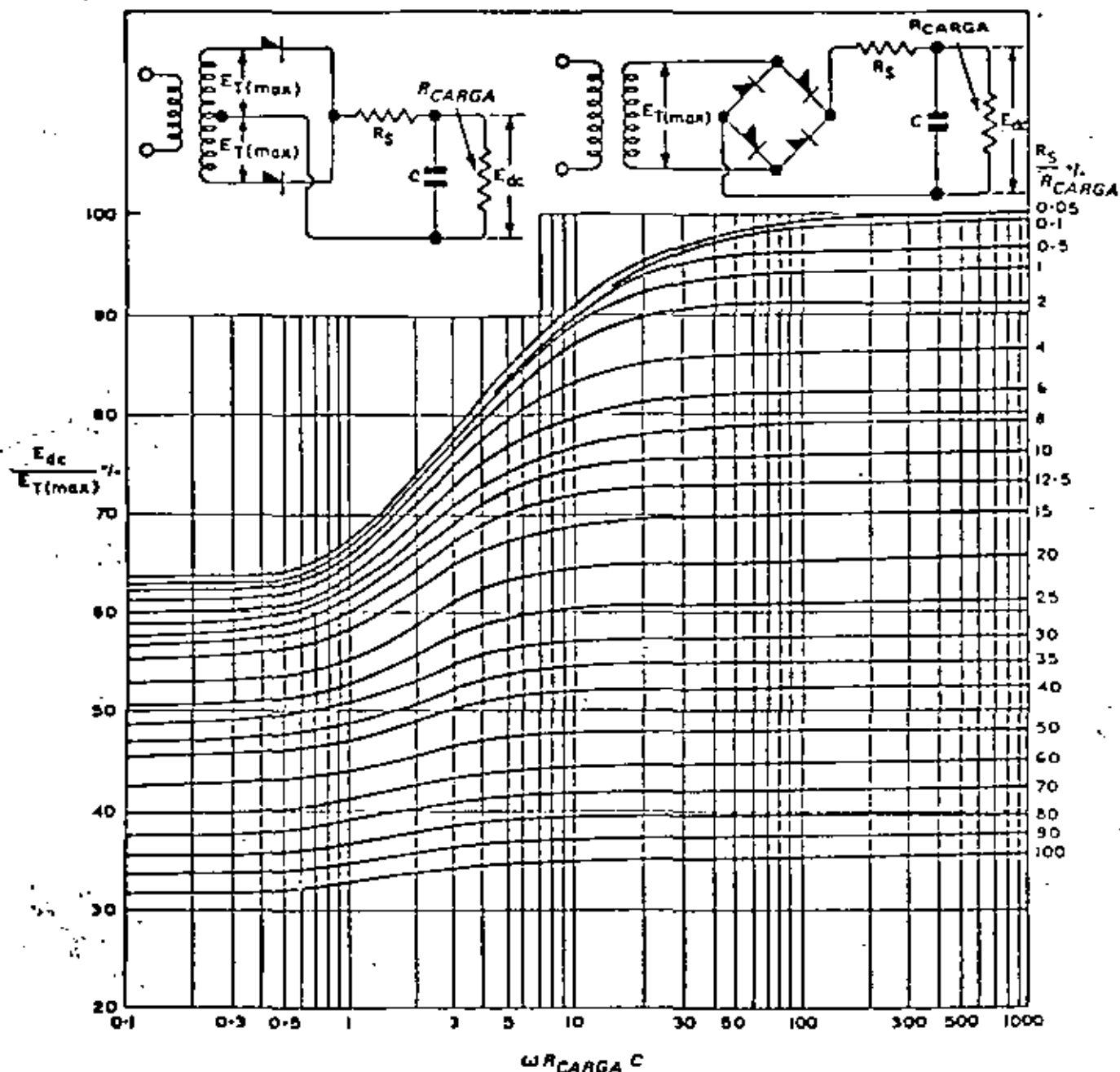


Fig 14: $E_{dc}/E_T(\max)$ % en función de $\omega R_{CARGA} C$
 para los circuitos de onda completa.
 Con F , y R_{CARGA} en Ω $\omega = 2\pi f$

la resistencia pico de la válvula, ha sido reemplazada por la resistencia de fuente R_s , que incluye las resistencias del bobinado del transformador y la del rectificador, y la resistencia serie agregada para limitar la corriente pico inicial del rectificador.

Las figuras 13, 14 y 15 proporcionan la relación de conversión $E_{dc}/E_T(\max)$ en función de $\omega R_{CARGA} C$ para los circuitos de media onda, onda completa y dobladores de

tensión respectivamente. Esta relación de conversión depende del valor de $(R_s/R_{CARGA} \%)$. Para obtener una operación confiable, el valor de $\omega R_{CARGA} C$ debe ser seleccionado de modo tal que permita la operación en la porción plana de las curvas.

La figura 16 indica el valor mínimo de $\omega R_{CARGA} C$ que debe emplearse para reducir el porcentaje de ripple a valores razonables.

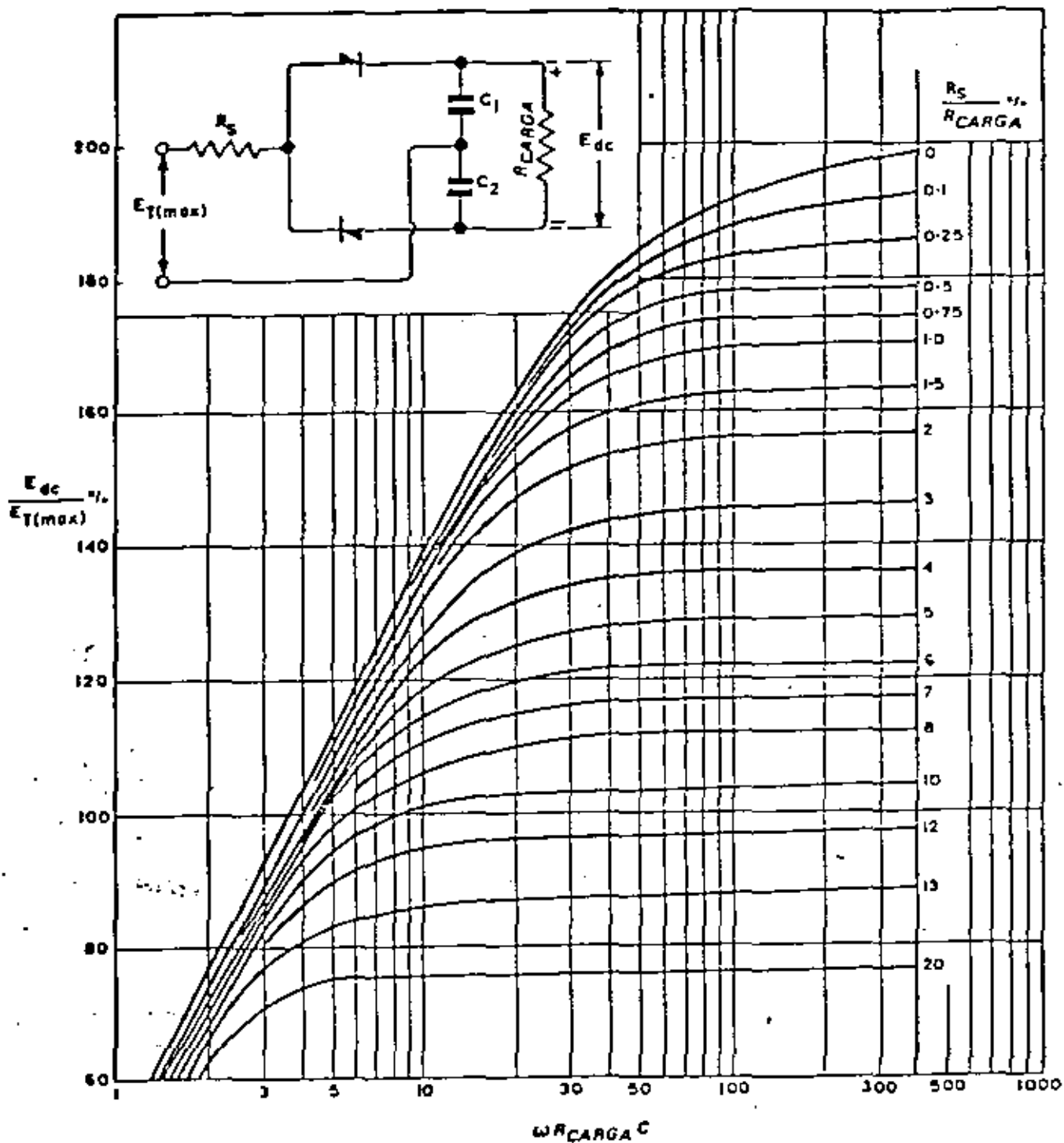


Fig. 15: $E_{dc}/E_T(\max) \%$ en función de $\omega R_{CARGA} C$
 para los circuitos dobladores de tensión.
 C en F, y R_{CARGA} en Ω . $\omega = 2\pi f$

Las figuras 17 y 18 dan respectivamente la relación entre la corriente eficaz del rectificador y la corriente media por rectificador; y la relación entre la corriente pico repetitiva del rectificador y la corriente media por rectificador, estando ambas relaciones dibujadas en fun-

ción de $n \omega R_{CARGA} C$. Estas relaciones dependen del valor de $R_s/n R_{CARGA} \%$.

En el procedimiento de diseño no ha sido tomada en cuenta la reactancia parásita del transformador. Sin

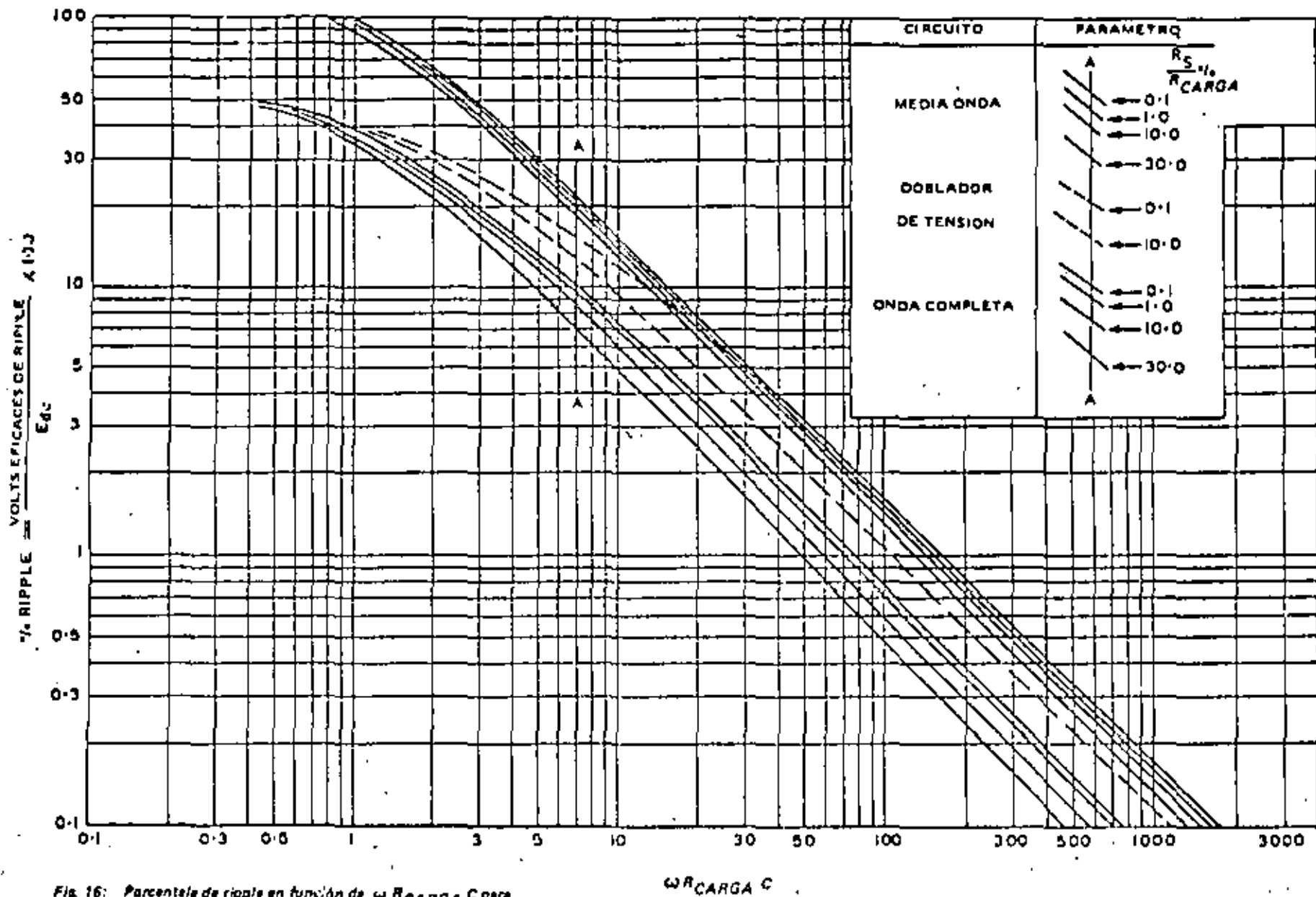


Fig. 16: Porcentaje de ripple en función de $\omega R_{CARGA} C$ para el filtro de entrada a capacitor
 Con F , y R_{CARGA} en Ω
 $\omega = 2\pi f$
 f = frecuencia de línea

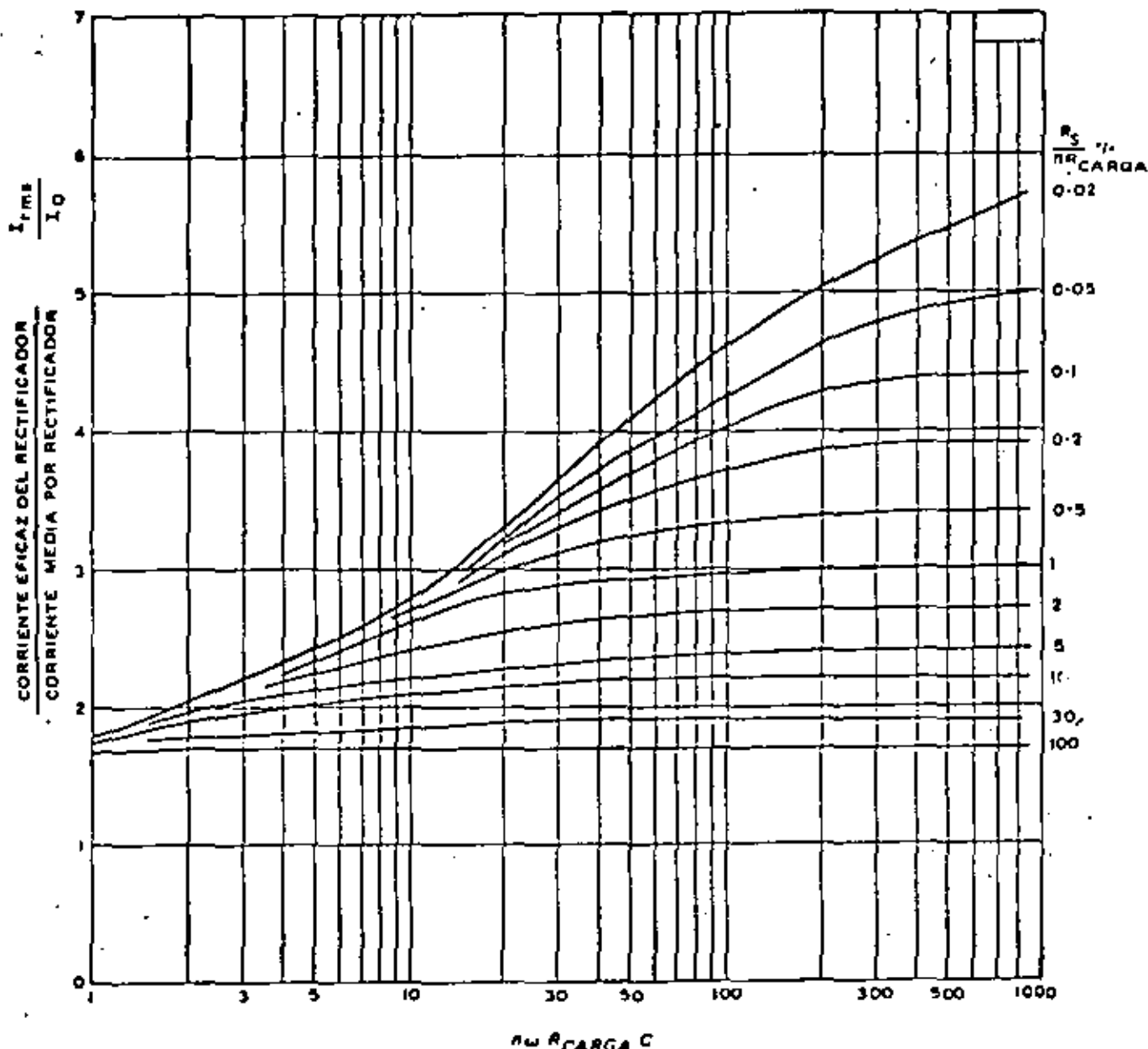


Fig. 17: Relación entre la corriente eficaz del rectificador y la corriente media por rectificador, en función de $n \omega R_{CARGA} C$.

Con f , y R_{CARGA} en Ω

$n = 1$ para media onda

$n = 2$ para onda completa

$n = 0.5$ para doblador de tensión.

bargo, este parámetro tiende a reducir la corriente pico del rectificador, y por lo tanto ayuda a la limitación de la misma.

Procedimiento de diseño

Para el diseño de circuitos rectificadores monofásicos con filtro de entrada a capacitor, se recomienda el siguiente procedimiento:

- (1) Determinar el valor de R_{CARGA} .
- (2) Adoptar un valor para R_s (generalmente entre el 1 y el 10% de R_{CARGA}).
- (3) Calcular R_s/R_{CARGA} %.
- (4) A partir del gráfico que muestra el porcentaje de ripple en función de $\omega R_{CARGA} C$ (Fig. 16), determinar el valor de $\omega R_{CARGA} C$ necesario para reducir el ripple al valor deseado, teniendo en

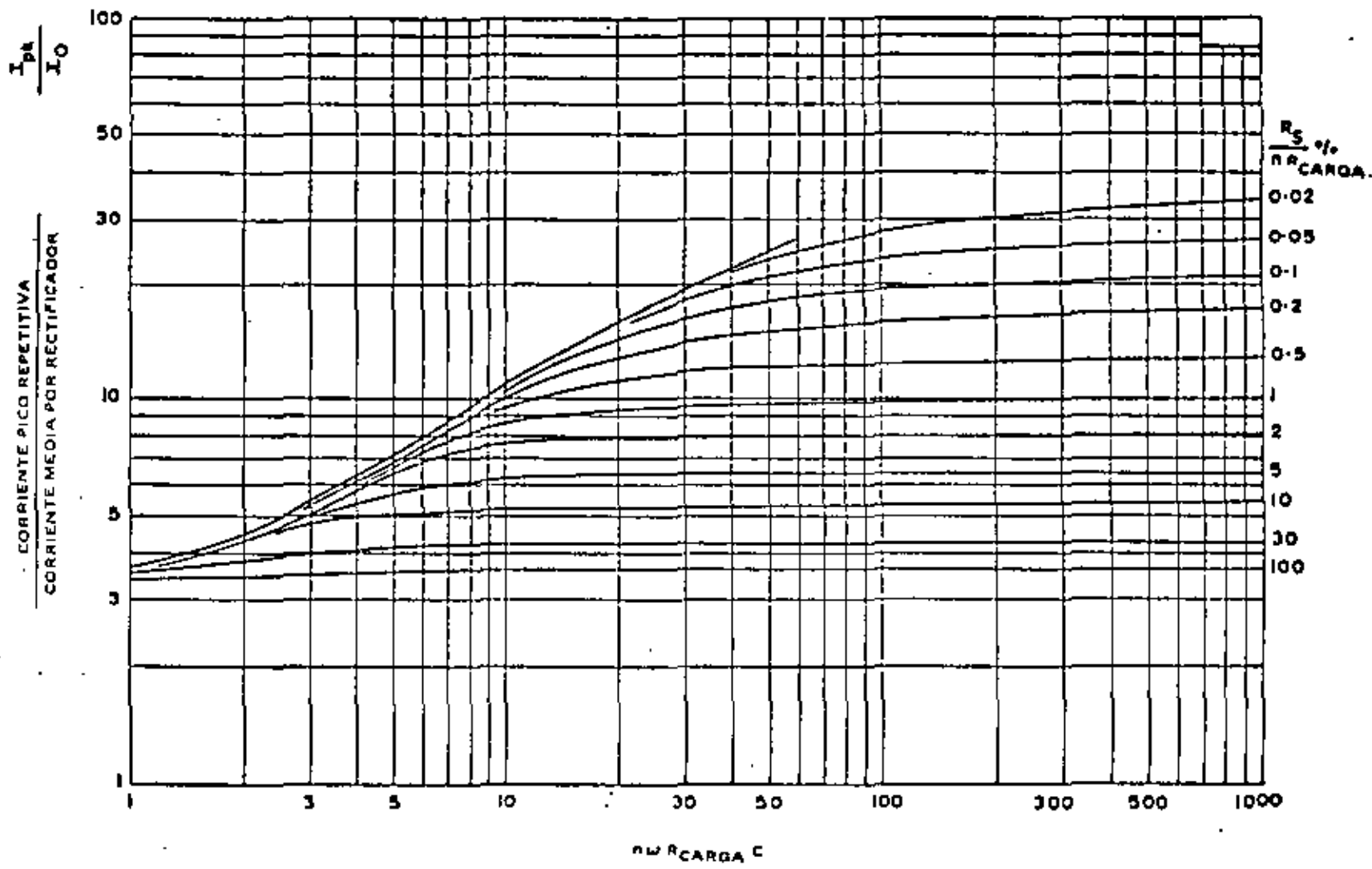


Fig. 18: Relación entre la corriente pico repetitiva y la corriente media por rectificador, en función de $R_a I_a C$.

- Con f , y R_{CARGA} en Ω , $U = 231V$
- 1 = frecuencia de línea
 - 2 = 1 para media onda
 - 3 = 2 para onda completa
 - 4 = 0.5 para doblador de tensión

cuenta al valor de $R_s/R_{CARGA} \%$ determinado en (3). Calcular el valor de C requerido.

- (5) De las curvas que dan $E_{dc}/E_T(\max) \%$ en función de $\omega R_{CARGA} C$ para el circuito considerado (Fig. 13, 14 ó 15), determinar la relación de conversión para el valor de $\omega R_{CARGA} C$ hallado en (4) y $R_s/R_{CARGA} \%$ hallado en (3).
- (6) Determinar los valores de $E_T(\max)$ y $E_T(\rms)$ que deben aplicarse al circuito, utilizando los datos encontrados en (5).
- (7) Determinar la tensión de crista de trabajo que deben soportar los rectificadores.
- (8) Determinar, a partir de la figura 17, el valor de la corriente eficaz por rectificador.
- (9) Elegir los rectificadores a emplear.
- (10) Verificar la corriente pico repetitiva por rectificador, a partir de la figura 18.
- (11) Verificar la corriente inicial de encendido I_{oo} dada por $E_T(\max)/R_s$. Si el valor obtenido excede el especificado para el rectificador, deberá incrementarse R_s y repetir el procedimiento de diseño.
- (12) Diseñar el transformador y ajustar en consecuencia el valor de R_s , tomando en cuenta la resistencia del transformador y la resistencia directa del diodo para la corriente media de operación.
- (13) Verificar la corriente eficaz de ripple que circulará por el capacitor.
- (14) Diseñar el circuito de amortiguación R-C tal como sea recomendado en la información publicada para el rectificador.
- (15) Determinar las dimensiones del disipador necesario para permitir la operación de los rectificadores a la temperatura deseada (emplear los datos publicados para el rectificador elegido).

Ejemplo de diseño

En la Tabla 4 se muestra el diseño de los cuatro tipos de circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor. En todos los casos se ha seguido el procedimiento descrito anteriormente.

Circuito de amortiguación R-C

El circuito de amortiguación R-C para los cuatro ejemplos descritos puede diseñarse mediante el procedimiento que se detalla a continuación. Puede conectarse tanto al primario como al secundario del transformador (ver datos del BY210).

Los componentes del circuito de amortiguación determinados por las expresiones que se darán más abajo son

adecuados para reducir los transitorios de tensión a valores menores que $2V_{AV}$. Consideremos el circuito puente rectificador de onda completa. Si el circuito de amortiguación se conecta al primario del transformador, entonces,

$$C_1 = 200 \frac{I_{mag}}{V} \mu F \text{ y } R_1 = \frac{150}{C_1} \Omega$$

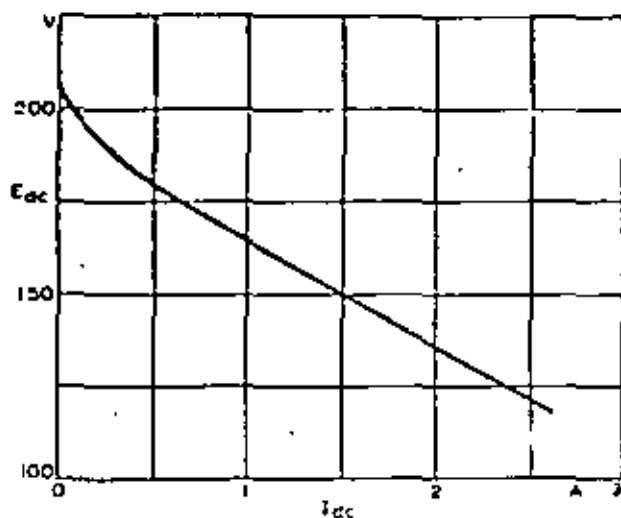


Fig. 19: Regulación de tensión del circuito monofásico de media onda con filtro de entrada a capacitor.

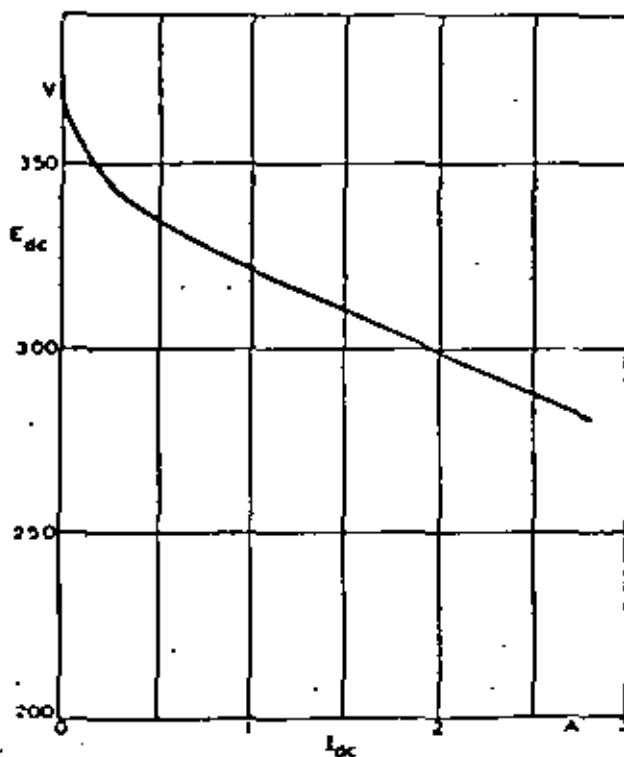


Fig. 20: Regulación de tensión del circuito puente monofásico de onda completa con filtro de entrada a capacitor.

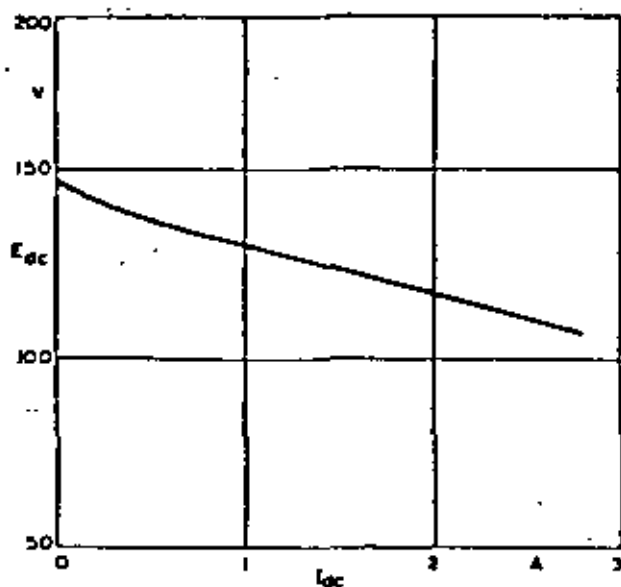


Fig. 21: Regulación de tensión del circuito monofásico con punto medio, y filtro de entrada a capacitor.

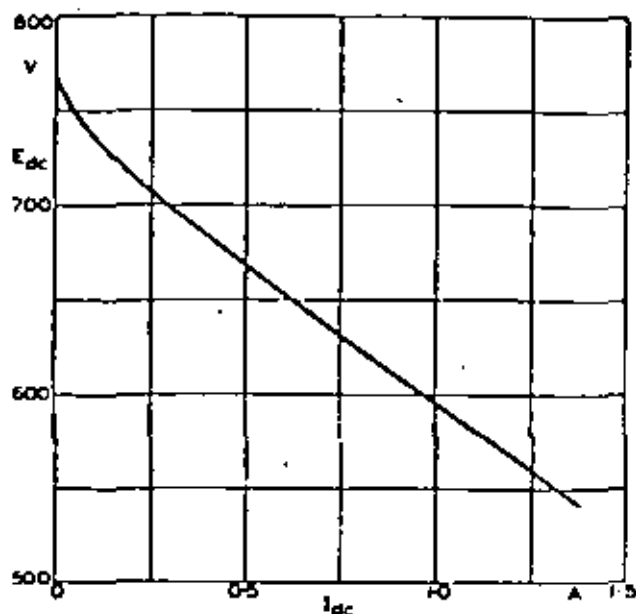


Fig. 22: Regulación de tensión del circuito monofásico doblador de tensión con filtro de entrada a capacitor.

TABLA 4

Ejemplos de diseño para circuitos monofásicos con filtro de entrada a capacitor

Requisitos	Circuito rectificador			
	Media onda	Puente de onda completa	Onda completa con punto medio	Doblador de tensión
E_{dc}	150V	300V	120V	600V
I_{dc}	1.5A	2.0A	2.0A	1.0A
V_r % ripple	<1%	<1%	<1.3%	<1%
f	50c/s	50c/s	50c/s	50c/s
Solution				
(1) Resistencia de carga $R_{CARGA} = E_{dc}/I_{dc}$	100Ω	150Ω	60Ω	600Ω
(2) Adoptando la resistencia de fuente R_s igual a	6Ω	9Ω	3.6Ω	12Ω
(3) R_s/R_{CARGA} %	6%	6%	6%	2%
(4) Valor de $\omega R_{CARGA} C$ - Fig. 16	150	66	50	≈ 150
$C = \frac{(\omega R_{CARGA} C)}{2\pi 50 R_{CARGA}}$	4780μF	1400μF	2660μF	795μF
Valor práctico de C	5000μF	1800μF	3000μF	1000μF
Nuevo valor de $\omega R_{CARGA} C$	157	85	56.5	188
(5) Relación de conversión $E_{dc}/E_T(\max)$ usando % R_s/R_{CARGA} obtenido en (3) y el nuevo valor de $\omega R_{CARGA} C$ hallado en (4)	De Fig. 13 0.73	De Fig. 14 0.82	De Fig. 14 0.82	De Fig. 15 1.56
(6) $E_{T(\max)} = \frac{E_{dc}}{\text{Relación de conversión}}$	205V	366V	146.5V	385V
$E_{rms} = \frac{E_{T(\max)}}{\sqrt{2}}$	145V	258V	103.5V	272V

TABLA 4
Continuación

	Circuito rectificador			
	Media onda	Puente de onda completa	Onda completa con punto medio	Dobliador de tensión
(7) Tensión de cresta de trabajo que deben soportar los rectificadores	205V	366V	293V	770V
(8) corriente eficaz por rectificador I_{rms} , de la Fig. 17, para $n\omega R_{CARGA} C$	157	170	113	94
$R_p/nR_{CARGA} \%$	6%	3%	3%	4%
I_{rms}/I_0	2.34	2.6	2.6	2.5
Corriente media por rectificador I_0	1.5A	1.0A	1.0A	1.0A
por lo tanto I_{rms}	3.51A	2.6A	2.6A	2.5A
(9) Rectificadores adecuados, con margen para transitorios	BYZ12	BYZ10	BYZ11	2xBYZ10 en serie
(10) Tomando los valores de $n\omega R_{CARGA} C$ y $R_p/nR_{CARGA} \%$ de (8); y empleando la Fig. 18, resulta I_{pk}/I_0	6.2	7.5	7.5	6.9
Por lo tanto I_{pk}	9.3A	7.5A	7.5A	6.9A
(11) Corriente inicial de encendido I_{0n}	34.2A	40.7A	41.2A	32A
$E_T(max)/R_s$ Comparar este valor con el régimen de sobre corriente de los rectificadores elegidos.				
(12) Diseño del transformador Para tensión de red de 230 V, la relación de transformación primario a secundario es $N = 230/E_T(rms)$	1.585	0.892	2.22 (medio secundario)	0.845
Si la resistencia del arrollamiento primario es r_p y la resistencia del secundario es r_s	1.5Ω 2.0Ω	1.6Ω 2.0Ω	1.6Ω 1.2Ω (medio secundario)	1.5Ω 2.0Ω
entonces la resistencia del transformador referida al secundario es $r_s + (r_p/N^2)$	2.6Ω	4.0Ω	1.5Ω	4.1Ω
Caída de tensión V_D sobre el rectificador a la corriente media I_0	1.0V	0.95V	0.95V	0.95V
por lo tanto, la resistencia del rectificador en el circuito a la corriente media es $r_r = V_D/I_0$	0.67Ω	2x0.95Ω	0.95Ω	2x0.95Ω
Resistencia total en el circuito secundario $= r_s + (r_p/N^2) + r_r = r_{tot}$	3.27Ω	3.9Ω	2.45Ω	6.0Ω
La resistencia serie externa debe ser $R_s = r_{tot}$	2.73Ω	3.1Ω	1.15Ω	6.0Ω
Adoptamos $R_s = r_{tot}$	3.0Ω	3.0Ω	1.0Ω	6.0Ω
Corriente eficaz del secundario $I_T(rms)$	3.51A	$\sqrt{2} \times 2.6 = 3.68A$	2.6A (medio secundario)	$\sqrt{2} \times 2.5 = 3.55A$
Tensión eficaz del secundario $E_T(rms)$	145V	258V	103.5V	272V
Régimen VA del secundario $VA_s = E_T(rms) \cdot I_T(rms)$	508VA	950VA	269 + 269VA	963VA
Régimen de potencia del resistor serie	37W	40.6W	13.6W	75W
(13) Corriente eficaz de ripple $I_c(rms)$	3.18A (Ec. 2)	3.54A (Ec. 3)	3.09A (Ec. 3)	2.29A (Ec. 2)

TABLA 1

RENDIMIENTO DE LOS CIRCUITOS RECTIFICADORES IDEALIZADOS

	Monofásicos			Trifásicos			
	Media onda	Onda completa con punto medio	Puente onda completa	Media onda	Puente de onda completa	Punto medio	Doble estrella
Tipo de circuito rectificador							
Tensión de entrada secundaria por fase							
Tensión de salida sobre a-b	 $E_{max} = E_{T(rms)}$ $E_{avg} = 0.318 E_{T(rms)}$	 $E_{max} = E_{T(rms)}$ $E_{avg} = E_{T(rms)}$	 $E_{max} = E_{T(rms)}$ $E_{avg} = E_{T(rms)}$	 $E_{max} = E_{T(rms)}$ $E_{avg} = 1.17 E_{T(rms)}$	 $E_{max} = E_{T(rms)}$ $E_{avg} = 1.17 E_{T(rms)}$	 $E_{max} = E_{T(rms)}$ $E_{avg} = 1.17 E_{T(rms)}$	 $E_{max} = 0.866 E_{T(rms)}$ $E_{avg} = 1.17 E_{T(rms)}$
Número de pulsos (N) de tensión de salida por ciclo	1	2	2	3	6	6	6
TENSION DE SALIDA.							
E_{dc} en función de la E_{ef} de entrada por fase $E_{T(rms)}$	$0.45 E_{T(rms)}$	$0.90 E_{T(rms)}$	$0.90 E_{T(rms)}$	$1.17 E_{T(rms)}$	$2.34 E_{T(rms)}$	$1.35 E_{T(rms)}$	$1.17 E_{T(rms)}$
E_{dc} en función de la tensión eficaz de salida E_{rms}	$0.636 E_{rms}$	$0.90 E_{rms}$	$0.90 E_{rms}$	$0.98 E_{rms}$	E_{rms}	E_{rms}	E_{rms}
E_{dc} en función de la tensión pico de salida E_{max}	$0.318 E_{max}$	$0.636 E_{max}$	$0.636 E_{max}$	$0.826 E_{max}$	$0.955 E_{max}$	$0.955 E_{max}$	$0.955 E_{max}$
Tensión pico de salida E_{Tmax} en función de E_{dc}	$1.57 E_{dc}$	$1.11 E_{dc}$	$1.11 E_{dc}$	$1.02 E_{dc}$	$1.00 E_{dc}$	$1.00 E_{dc}$	$1.00 E_{dc}$
Tensión eficaz de salida E_{rms} en función de E_{dc}	$1.41 E_{dc}$	$1.57 E_{dc}$	$1.57 E_{dc}$	$1.21 E_{dc}$	$1.05 E_{dc}$	$1.05 E_{dc}$	$1.05 E_{dc}$

CORRIENTE DE SALIDA								
Corriente media I_0 por rama rectificadora		I_{dc}	$0.5I_{dc}$	$0.5I_{dc}$	$0.33I_{dc}$	$0.33I_{dc}$	$0.167I_{dc}$	$0.167I_{dc}$
I_{rms} por rama rectificadora	R	$1.57I_{dc}$	$0.785I_{dc}$	$0.785I_{dc}$	$0.588I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.408I_{dc}$	$0.293I_{dc}$
	L		$0.707I_{dc}$	$0.707I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.408I_{dc}$	$0.289I_{dc}$
I_{pk} por rama rectificadora	R	$3.14I_{dc}$	$1.57I_{dc}$	$1.57I_{dc}$	$1.21I_{dc}$	$1.05I_{dc}$	$1.05I_{dc}$	$0.525I_{dc}$
	L		I_{dc}	I_{dc}	I_{dc}	I_{dc}	I_{dc}	$0.5I_{dc}$
REGIMENES DEL TRANSFORMADOR								
Tensión eficaz secundaria por rama del transformador E_T (rms)		$2.22E_{dc}$	$1.11E_{dc}$ (a punto medio)	$1.11E_{dc}$ (total)	$0.855E_{dc}$ (a neutral)	$0.428E_{dc}$ (a neutral)	$0.74E_{dc}$ (a neutral)	$0.855E_{dc}$ (a neutral)
Corriente eficaz secundaria por rama del transformador I_T (rms)	R	$1.57I_{dc}$	$0.785I_{dc}$	$1.11I_{dc}$	$0.588I_{dc}$	$0.816I_{dc}$	$0.408I_{dc}$	$0.293I_{dc}$
	L		$0.707I_{dc}$	I_{dc}	$0.577I_{dc}$	$0.816I_{dc}$	$0.408I_{dc}$	$0.289I_{dc}$
Volt-Amp del secundario VA_s	R	$3.48E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.74E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.23E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.50E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.81E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.50E_{dc} \cdot I_{dc}$
	L		$1.57E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.11E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.48E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.81E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.48E_{dc} \cdot I_{dc}$
Factor de utilidad del secundario	R	0.287	0.574	0.813	0.666	0.95	0.552	0.666
	L		0.636	0.90	0.675	0.95	0.552	0.675
Tensión primaria por rama del transformador (Relación de transformación 1:1)		$2.22E_{dc}$	$1.11E_{dc}$	$1.11E_{dc}$	$0.855E_{dc}$	$0.428E_{dc}$	$0.74E_{dc}$	$0.855E_{dc}$
Corriente primaria por rama del transformador (Relación de transformación 1:1)	R	$1.57I_{dc}$	$1.11I_{dc}$	$1.11I_{dc}$	$0.588I_{dc}$	$0.816I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.408I_{dc}$
	L		I_{dc}	I_{dc}	$0.471I_{dc}$	$0.816I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.408I_{dc}$
Volt-Amp. del primario	R	$3.48E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.23E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.23E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.50E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.28E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05E_{dc} \cdot I_{dc}$
	L		$1.11E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.11E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.21E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.28E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05E_{dc} \cdot I_{dc}$
Factor de utilidad del primario U_p	R	0.287	0.813	0.813	0.666	0.95	0.78	0.95
	L		0.90	0.90	0.827	0.95	0.78	0.95
Frecuencia fundamental de ripple f_r		f	$2f$	$2f$	$3f$	$6f$	$6f$	$6f$
% Ripple = $\frac{\text{Tensión eficaz de ripple fundamental}}{E_{dc}} \times 100$		111	47.2	47.2	17.7	4.0	4.0	4.0
Tensión de cresta de trabajo En función de E_{dc} En función de E_T (rms)		$3.14E_{dc}$	$3.14E_{dc}$	$1.57E_{dc}$	$2.09E_{dc}$	$1.05E_{dc}$	$2.09E_{dc}$	$2.42E_{dc}$
		$1.41E_{T(rms)}$	$2.82E_{T(rms)}$	$1.41E_{T(rms)}$	$2.45E_{T(rms)}$	$2.45E_{T(rms)}$	$2.82E_{T(rms)}$	$2.82E_{T(rms)}$

R = Carga resistiva

L = Carga inductiva

f = Frecuencia de la red c/s

En los cálculos presentados se han despreciado la caída de tensión directa del rectificador y la impedancia del transformador.

El régimen volt-amperes del primario del transformador no toma en cuenta la corriente de magnetización correspondiente a dicho arrollamiento.

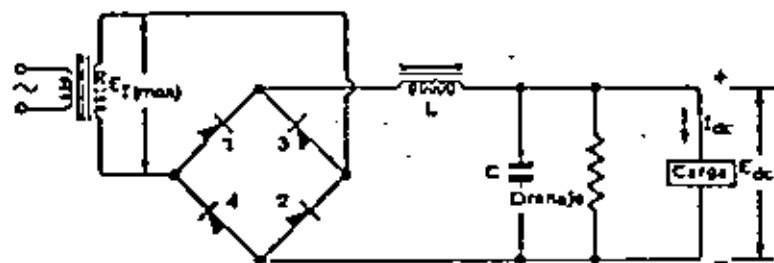


Fig. 23: Circuito puente monofásico de onda completa con filtro de entrada a choke.

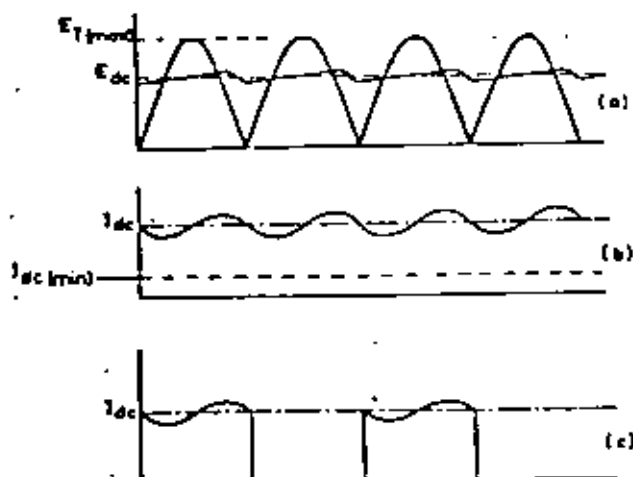


Fig. 24: Formas de onda para el circuito puente de onda completa con filtro de entrada a choke.

(a) tensión de salida.

(b) corriente a través del choke.

(c) corriente a través de los rectificadores (1 y 2) ó (3 y 4)

donde

V = tensión eficaz del primario del transformador
 I_{mag} = corriente eficaz de magnetización del primario (A).

De la Tabla 4, la corriente eficaz del primario es $3,58/0,892 = 4,13$ A.

Si $I_{mag} = 10\%$ de la corriente eficaz del primario, entonces

$$C_1 = 200 (0,413/230) = 0,36 \mu F$$

y adoptando $C_1 = 0,5 \mu F$ resulta

$$R_1 = 150/0,5 = 300 \Omega$$

Si el circuito de amortiguación está conectado al secundario,

$$C_2 = \frac{225 (I_{mag} T^2)}{V} \mu F \text{ y } R_2 = \frac{200}{C_2} \Omega$$

donde

$$T = \frac{\text{tensión eficaz del primario del transformador}}{\text{tensión eficaz del secundario del transformador}}$$

Por lo tanto

$$C_2 = \frac{225 \times 0,413}{230} \left(\frac{230}{258} \right)^2 = 0,31 \mu F$$

y haciendo $C_2 = 0,5 \mu F$ resulta $R_2 = 400 \Omega$.

Diseño de los disipadores

Los disipadores para los cuatro circuitos que estamos tratando pueden diseñarse a partir de la información provista por los datos del rectificador. Para ilustrar el procedimiento a seguir, determinaremos las dimensiones del disipador necesario para el puente rectificador de onda completa.

De los datos del BYZ 10 y tomando una corriente media de 1 A, vemos que si se monta el rectificador sobre un disipador que tenga una resistencia térmica de $14^\circ C/W$ ($\theta_{j-c} + \theta_{c-h} = 15^\circ C/W$), éste podrá operar hasta una temperatura ambiente de $63^\circ C$. Si los disipadores se ensamblan para producir un conjunto rectificador en puente, el área del disipador deberá ser del orden de los 30 cm^2 (una cara). Será suficiente contar con un disipador de $6 \text{ cm} \times 6 \text{ cm}$.

Rendimiento

Las curvas de regulación para los cuatro ejemplos están dadas en las figuras 19 a 22. De las mismas puede verse que la tensión de salida a la corriente requerida está dentro del 2% del valor especificado.

PROCEDIMIENTO DE DISEÑO PARA CIRCUITOS RECTIFICADORES CON FILTRO DE ENTRADA A CHOKE

El análisis de los circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor ha demostrado que para cualquier conversión de alta corriente los circuitos requieren capacitores de filtro de alto valor, que además deben soportar grandes corrientes de ripple.

Asimismo se ha visto que, en estos casos circularán grandes corrientes iniciales y pico repetitivas a través de los rectificadores. Estas limitaciones quedan superadas mediante el empleo de los filtros de entrada a choke.

El circuito monofásico de media onda (fig. 4) no puede ser utilizado con un filtro de entrada a choke, puesto que requeriría un valor infinito de inductancia para causar el flujo de corriente durante todo el ciclo.

Para los circuitos puente de onda completa (fig. 6) y de onda completa con punto medio (fig. 7), se debe reemplazarlo por un choke L en serie.

El circuito puente de onda completa con filtro de entrada a choke resultante se muestra en la figura 23, y las formas de onda de tensión y de corriente correspondientes pueden verse en la figura 24. La acción del choke reduce tanto el valor pico como el valor eficaz de la corriente, y también reduce la tensión de ripple. Sin embargo, el circuito con filtro de entrada a choke requiere una mayor tensión aplicada que el circuito con filtro de entrada a capacitor, para producir la misma tensión de salida.

Circuito de filtrado

El filtro de entrada a choke debe —en el caso ideal— dejar pasar una única frecuencia, que vale cero, y atenuar todas las demás. El filtro debe permitir el flujo de la corriente continua hacia la carga sin excesiva pérdida de potencia, presentando al mismo tiempo una alta impedancia a la fundamental y otras frecuencias de ripple. El capacitor en paralelo con la carga deriva las corrientes armónicas, que de otro modo circularían por la carga.

El factor de atenuación K del filtro con el choke L en serie y el capacitor C en paralelo, se define como la relación entre la impedancia de entrada total del filtro y la impedancia de la combinación en paralelo del capacitor C y la carga R_{CARGA} . Para que el filtro de entrada a choke sea eficiente la reactancia del choke a la frecuencia fundamental de ripple f_r debe ser mucho mayor que su resistencia para la corriente continua, y la reactancia del capacitor debe ser mucho menor que la mínima resistencia de carga utilizada.

Si se supone que la inductancia del choke es L , debe ser

$$2\pi f_r L \gg \text{resistencia del choke } R_L$$

y además

$$\frac{1}{2\pi f_r C} \ll R_{CARGA(\min)}$$

de donde resulta

$$K = \frac{1}{2\pi f_r L} \frac{1}{2\pi f_r C} \frac{1}{1}$$

Operando con esta expresión obtenemos finalmente

$$K = 4\pi^2 f_r^2 LC - 1 \quad (4)$$

El valor de la inductancia L utilizada en el circuito debe ser tal que permita la conducción de los rectificadores durante más de un ciclo de la frecuencia fundamental de ripple. Si el período de conducción de los rectificadores es inferior a este lapso, el comportamiento del filtro de entrada a choke será semejante al de un filtro de entrada a capacitor. Esto provocará un aumento de la corriente pico repetitiva que circula a través de los rectificadores y un empeoramiento de la regulación.

El empleo de un valor suficiente de inductancia permitirá que los rectificadores conduzcan durante un tiempo superior al ciclo completo; mientras que el filtro de entrada a capacitor sólo permite la conducción del rectificador durante una fracción de ciclo. De todo lo anterior surge inmediatamente que, para una corriente dada, habrá un cierto valor de inductancia para el cual el rectificador dejará de conducir antes de la terminación del ciclo. Este valor se denomina inductancia crítica L_{crit} .

Tensión de salida

Consideremos el circuito puente monofásico de onda completa mostrado en la figura 23, y las correspondientes formas de onda de tensión y corriente de la figura 24. La tensión rectificadora aplicada al filtro de entrada a choke puede expresarse como una serie que contenga una componente de C.C. y componentes armónicas, tal como quedó expresado en la página 76. El valor de cresta E_{max} de la tensión de salida es en este circuito igual a $E_T(max)$.

Suponiendo despreciables las componentes armónicas de orden superior, la tensión rectificadora puede expresarse en forma aproximada como un término de C.C. más una armónica a la frecuencia fundamental de ripple. De este modo, tal como se realizó en la página 76 (ecuación 1), obtenemos

$$e = \frac{2}{\pi} E_{max} - \frac{4}{3\pi} E_{max} \cos 2\omega t$$

Inductancia crítica

De la figura 24 puede verse que para que el rectificador conduzca durante todo el ciclo de ripple fundamental, la corriente pico de ripple —en sentido negativo— suministrada por el rectificador no debe exceder la mínima corriente continua, que ocurre con una carga de valor $R_{CARGA(max)}$. Por lo tanto tendremos

$$I_{dc(max)} = \frac{E_{dc}}{R_{CARGA(max)}} = \frac{2E_{max}}{\pi} \frac{1}{R_{CARGA(max)}} \quad (5)$$

Si $2\pi f_r L \gg R_L$ y

$$\frac{1}{2\pi f_r C} \ll R_{CARGA(max)}$$

resulta

$$\text{corriente alterna pico} = \frac{4}{3\pi} E_{max} \frac{1}{2\pi f_r L} \quad (6)$$

La inductancia crítica será aquella con la cual la corriente alterna pico sea igual a la corriente continua. Por lo tanto

$$\frac{4}{3\pi} E_{max} \frac{1}{2\pi f_r L_{crit}} = \frac{2 E_{max}}{\pi} \frac{1}{R_{CARGA(max)}}$$

de donde surge

$$L_{crit} = \frac{R_{CARGA(max)}}{3\pi f_r} \quad (7)$$

Para una frecuencia de red de 50 c/s y rectificación de onda completa, es $f_r = 100$ c/s, por lo cual

$$L_{crit} = \frac{R_{CARGA(max)}}{943} \quad (8)$$

Debido a las aproximaciones realizadas será necesario emplear un valor de inductancia algo mayor que L_{crit} . En la práctica se ha comprobado que para obtener una operación satisfactoria y confiable, la inductancia óptima que debe ser empleada tendrá el doble del valor de L_{crit} .

Es obvio que debido a la naturaleza del circuito no será posible mantener el valor crítico de la inductancia en todo el rango de valores posibles de la corriente de carga. Esto requeriría, por ejemplo, un valor infinito de inductancia para valores nulos de la corriente de carga. Sin embargo, se dispone de dos métodos para asegurar el flujo de corriente a lo largo de todo el ciclo y mantener además una buena regulación en un amplio rango de corrientes de carga. Estos métodos se basan en el empleo de una resistencia de drenaje o bien de un choke variable.

Resistencia de drenaje

Se conecta una resistencia de drenaje de valor adecuado en paralelo con el capacitor, a fin de mantener la corriente mínima que satisface la condición de inductancia crítica aún cuando la carga esté desconectada. El uso de una resistencia de drenaje evitará que la tensión de salida aumente —en ausencia de carga— hasta el valor pico de la tensión aplicada.

Choke variable

El método del choke variable se basa en el hecho de que la inductancia de un inductor con núcleo de hierro depende parcialmente del valor de la corriente continua que circula a través del mismo.

El choke variable se diseña de manera que tenga un alto valor de inductancia a bajas corrientes, por la cual dicho valor de inductancia disminuirá a medida que aumenta la corriente continua tomada por la carga. Por lo tanto, el empleo del choke variable es muy satisfactorio para mantener una buena regulación en un amplio rango de corriente de carga, y es más eficiente que el método de la resistencia de drenaje.

Dado que la inductancia varía continuamente con la corriente de carga, la tensión de ripple dependerá ahora de dicha corriente. Al emplear el choke variable es necesario verificar que la inductancia no llegue a valores muy bajos para la máxima corriente de carga, puesto que se producirían altas corrientes pico repetitivas. En la práctica, el valor de inductancia a plena carga (L_f) deberá ser

$$L_f = 2 R_{CARGA(max)} / 943$$

Tensión y corriente de ripple

Si $2\pi f_r L \gg R_L$,

$$\frac{1}{2\pi f_r C} \ll R_{CARGA(min)}$$

y

$$2\pi f_r L \gg \frac{1}{2\pi f_r C}$$

entonces la corriente eficaz de ripple será

$$I_{C(rms)} = \left(\frac{4}{3} \cdot \frac{E_{max}}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \frac{1}{2\pi f_r L}$$

Como

$$Edc = \frac{2}{\pi} E_{max}$$

$$I_{C(rms)} = \frac{\sqrt{2}}{3} Edc \frac{1}{2\pi f_r L} \quad (9)$$

% ripple = % ripple antes del filtrado $\times 1/K$.
De la Tabla 1, es % ripple antes del filtrado = 47.2 %.
En la ecuación (4), si

$$4\pi^2 f_r^2 LC \gg 1 \text{ obtenemos}$$

$$K = 4\pi^2 f_r^2 LC$$

$$\% \text{ ripple} = \frac{47.2}{4\pi^2 f_r^2 LC} = \frac{1.193}{f_r^2 LC} \quad (10)$$

Para frecuencia de red de 50 c/s, y rectificación de onda completa es $f_r = 100$ c/s, con lo cual resulta

$$\% \text{ ripple} = 119.3/LC \quad (11)$$

donde L está expresada en henrios y C en μF .

Valor mínimo de la capacitancia paralelo

Al evaluar el porcentaje de ripple y el factor de atenuación del filtro, se supuso que la reactancia del capacitor a la frecuencia fundamental de ripple era mucho menor que la mínima impedancia de carga. En la práctica se ha demostrado que es posible obtener resultados satisfactorios cuando se emplea un capacitor cuya reactancia es inferior a un quinto de la mínima resistencia de carga, es decir:

$$\frac{1}{2\pi fr C} \leq R_{CARGA(\min)} / 5$$

De esta última expresión obtenemos

$$C \geq \frac{5 \times 10^6}{2\pi} \frac{1}{fr R_{CARGA(\min)}} \mu F$$

$$\geq \frac{796.000}{fr R_{CARGA(\min)}} \mu F \quad (12)$$

Debido a la naturaleza del circuito, el capacitor entrará en resonancia con el inductor a una cierta frecuencia. A esta frecuencia la impedancia de salida será mayor que la reactancia del capacitor. Es por esta razón que cuando se emplea una carga alínea deberán tomarse ciertas precauciones para asegurar que la impedancia de salida del filtro sea de bajo valor a la frecuencia de la corriente tomada por la carga.

Secciones de filtrado adicionales

Cuando es necesario reducir a muy bajos valores la tensión de ripple desarrollada sobre la carga, un filtro de entrada a choke de una sola etapa requiere altos valores de inductancia y capacidad, con lo cual resulta un diseño poco económico. En este caso pueden obtenerse los mismos resultados empleando un filtro multi-etapa con valores razonables de capacidad e inductancia. Puede demostrarse que se obtiene un filtro óptimo cuando todas las etapas son idénticas.

La figura 25 muestra el factor de atenuación K en función de fr^2LC para filtros de 1, 2 y 3 etapas. Estudiando las características de los filtros podrá ahora elegir la combinación más adecuada a cada diseño en particular. Para un factor K entre 23 y 160, es más económico el filtro de dos etapas, mientras que para un factor K superior a 160 es más adecuado emplear un filtro de tres etapas.

Ejemplo de un circuito puente rectificador de onda completa con filtro de entrada a choke.

Supongamos que se requiere un puente de onda completa que suministre una tensión de salida de 200 V,

para consumos desde 0 hasta 4 amperes. La tensión de ripple deberá ser menor que el 0,5 %, la frecuencia de red es $f = 50$ c/s. y como datos adicionales se estima la resistencia del choke en 7,5 ohms y la caída de tensión sobre cada rectificador en el orden de 1 V.

Adoptando un drenaje de corriente = 0,5 A, la resistencia de drenaje será $R_b = 200/0,5 = 400 \Omega$.

La carga externa para máxima corriente tendrá el valor $R_{CARGA(\max)} = 200/4 = 50 \Omega$.

Para corriente de carga nula, la resistencia total del circuito resulta aproximadamente $400 + 7,5 = 407,5 \Omega$.

De la ecuación (8)

$$L_{opt} = R_{CARGA(\max)}/943 = 407,5/943 = 0,432 \text{ H.}$$

y por lo discutido anteriormente el valor óptimo será 0,864 H.

En la Tabla 1 se dan las relaciones entre las tensiones y corrientes alternas y continuas, para circuitos sin filtros. Los valores indicados para los circuitos con carga inductiva pueden también ser usados para los circuitos con filtro de entrada a choke.

Para emplear las relaciones dadas para los circuitos idealizados (Tabla 1), el valor de E_{dc} deberá incrementarse por encima de la tensión continua de salida, requerida a fin de tener en cuenta las caídas de tensión sobre el choke y los rectificadores. Por lo tanto se tendrá

$$E_{dc} = \text{tensión continua de salida requerida} + \text{caída de tensión sobre el choke} + \text{caída de tensión sobre los rectificadores.}$$

Aplicando los valores del ejemplo

$$E_{dc} = 200 + 7,5 (4 + 0,5) + (2 \times 1) = 236 \text{ V.}$$

De la Tabla 1:

$$E_{rms} = 1,11 E_{dc} = 262 \text{ V.}$$

De la ecuación (12):

$$C \geq \frac{796.000}{fr R_{CARGA(\min)}}$$

Para un circuito rectificador en puente es $fr = 100$ c/s, por lo cual obtenemos

$$C \geq \frac{796.000}{100 \times 50} \geq 160 \mu F$$

De la ecuación (11), para que el ripple sea inferior al 0,5 % debe cumplirse

$$LC \geq 119,3/0,5$$

y por lo tanto

$$LC \geq 238,6$$

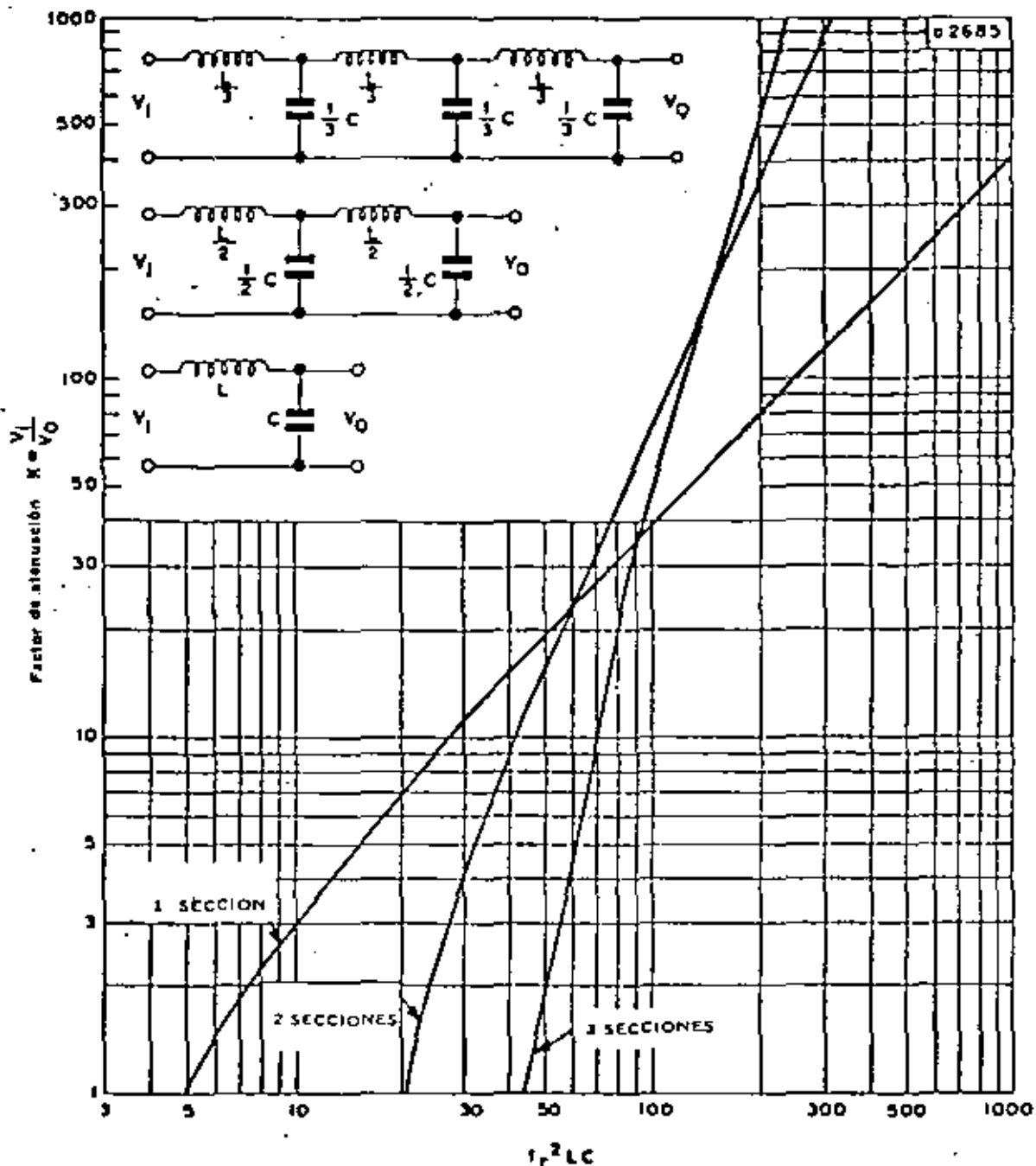


Fig. 25: Características de los filtros de entrada a choke
L en H, y C en μF

Si $L = 1$ H, entonces $C \geq 238.6 \mu F$, por lo cual adoptamos el valor práctico $C = 250 \mu F$.

De la Tabla 1, la tensión de cresta de trabajo que deben soportar los rectificadores será:

$$1.57 E_{dc} = 1.57 \times 236 = 370 \text{ V.}$$

Dejando cierta tolerancia para contemplar los transitorios que pudieran ocurrir en el circuito, pueden utilizarse aquí los rectificadores BYZ10 puesto que satisfacen los requisitos del mismo.

De la Tabla 1 resulta $I_{pk} = I_{dc}$ para carga puramente inductiva.

En este caso puede verse en la figura 24 que I_{pk} es mayor que I_{dc} , pero de todos modos no es tan grande como la corriente pico que se produce con carga resistiva o capacitiva.

La máxima corriente pico repetitiva por rectificador es $I_{pk} < 1.57 I_{dc}$ y por lo tanto

$$I_{pk} < 1.57 \times 4.5 < 7.6 \text{ A.}$$

El régimen del transformador puede determinarse mediante un procedimiento similar al empleado para los circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor [página 91]. Deberá tomarse en cuenta la resistencia del transformador, y la relación de espiras adecuada será aquella que permita obtener 252 V eficaces en el secundario.

Para una tensión de red de 230 V, resistencia del bobinado primario = 1Ω , y resistencia del bobinado secundario = 1Ω , la relación de transformación es:

$$N = \frac{V_p}{V_s} = \frac{230}{252 + \left(r_s + \frac{r_p}{N^2} \right) I_{dc}} = 0,843$$

Régimen volt-amperes del secundario

$$= \frac{230}{0,843} I_{dc} = 1,230 \text{ VA.}$$

El circuito R-C de amortiguación y el dissipador deberán diseñarse de acuerdo al procedimiento dado para los circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor (página 89).

En la figura 26 se muestra la curva de regulación de tensión de un circuito construido con estos componentes. En la misma, puede verse que la tensión de salida a plena carga está dentro del 2% del valor especificado, y que además la resistencia de drenaje está funcionando correctamente. Esto se deduce al ver que la

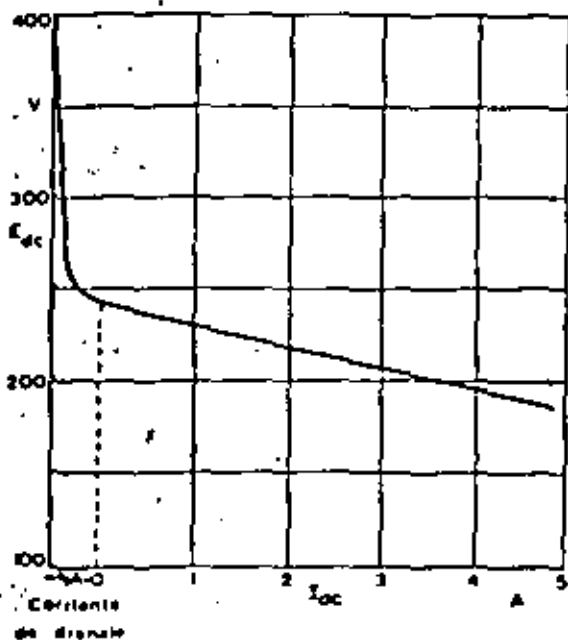


Fig. 26: Regulación de tensión del circuito puente monofásico de onda completa con filtro de entrada a chota.

corriente a la cual comienza a aumentar rápidamente la tensión de salida es aproximadamente la mitad de la corriente de drenaje.

CIRCUITOS RECTIFICADORES TRIFÁSICOS

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 TRIFÁSICOS

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 desarmada 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 al rectificador 3 nuevamente durante 120° . En esta forma, cada rectificador conduce alternativamente durante 120° .

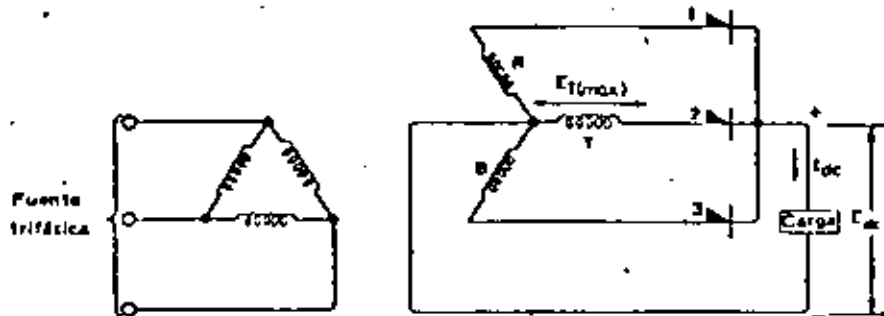


Fig. 27: Circuito trifásico de media onda

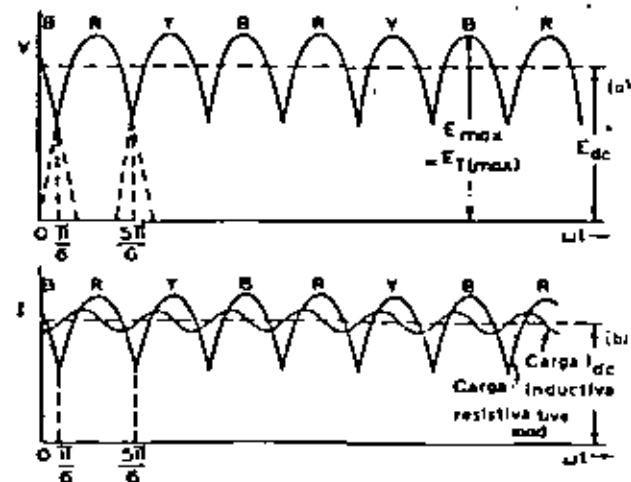


Fig. 28: Formas de onda para el circuito trifásico de media onda (a) tensión (b) corriente

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 necesite 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 requiere 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.

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 alta 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

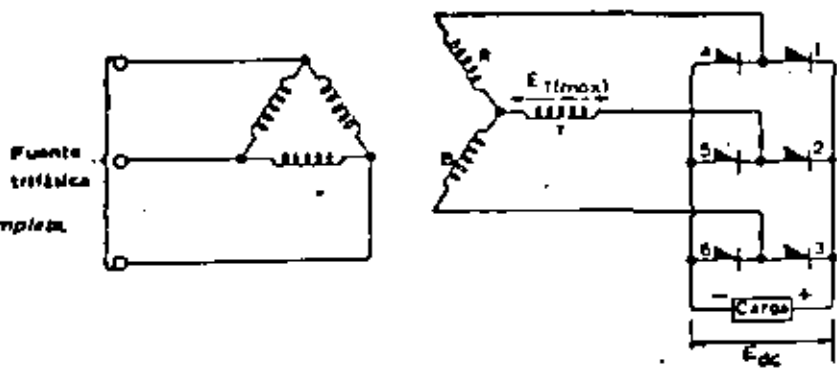


Fig. 29: Circuito puente trifásico de onda completa.

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 $1.71 E_T(max)$.

Círculo 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 exafásica. 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.

Círculo 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

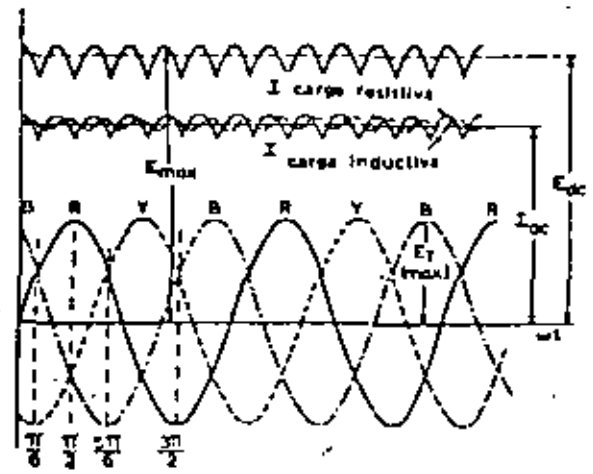


Fig. 30: Formas de onda para el circuito puente trifásico de onda completa.

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 trifásica. Su empleo reduce la corriente de línea aproximadamente a la mitad de la necesaria para el circuito trifásico con punto medio, por lo cual

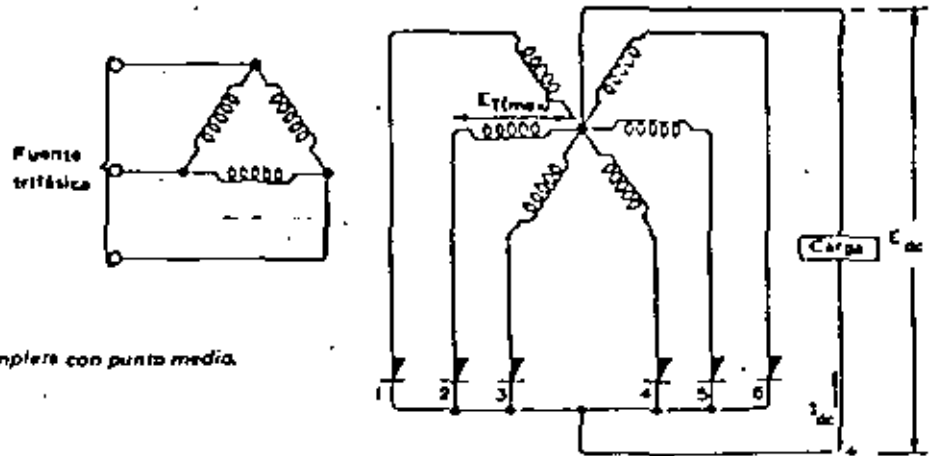


Fig. 31: Circuito trifásico de onda completa con punto medio.

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 rectificada de salida obtenida a partir de una fuente sinusoidal puede representarse por la serie:

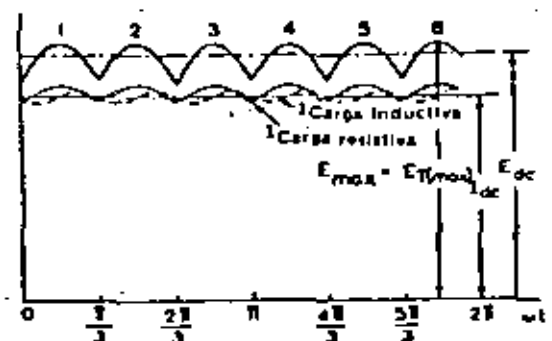


Fig. 32: Formas de onda para el circuito trifásico de onda completa con punto medio.

$$e = E_{max} \frac{N}{\pi} \sin \frac{\pi}{N} \left[1 + \frac{2 \cos N\theta}{N^2 - 1} - \frac{2 \cos 2N\theta}{4N^2 - 1} + \frac{2 \cos 3N\theta}{9N^2 - 1} \dots \right] \quad (13)$$

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 onda completa	$N = 6$
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

$$E_{dc} = \frac{1}{2\pi/N} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}} E_{max} \sin \omega t \, d(\omega t)$$

y por lo tanto

$$E_{dc} = \frac{N}{\pi} E_{max} \sin \frac{\pi}{N}$$

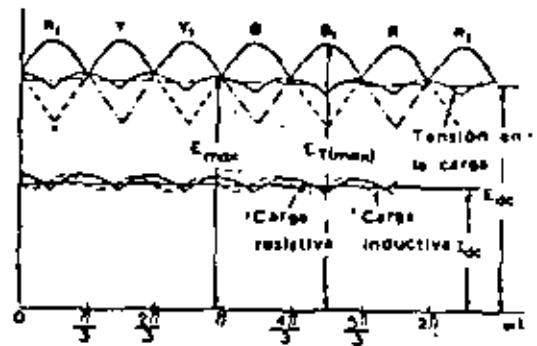


Fig. 34: Formas de onda para el circuito trifásico doble estrella con reactor interfásico.

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

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi/N} E_{max}^2 \int_{-\left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}\right]}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}} \sin^2 \omega t \, d(\omega t)}$$

de lo cual resulta

$$E_{rms} = \frac{\pi}{N} \frac{E_{dc}}{\sin \frac{\pi}{N}} \sqrt{\frac{N}{2\pi} \left(\frac{\pi}{N} + \frac{\sin \frac{2\pi}{N}}{2} \right)} \quad (14)$$

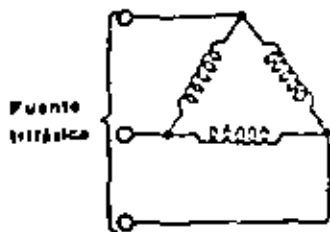


Fig. 33: Circuito trifásico doble estrella con reactor interfásico.

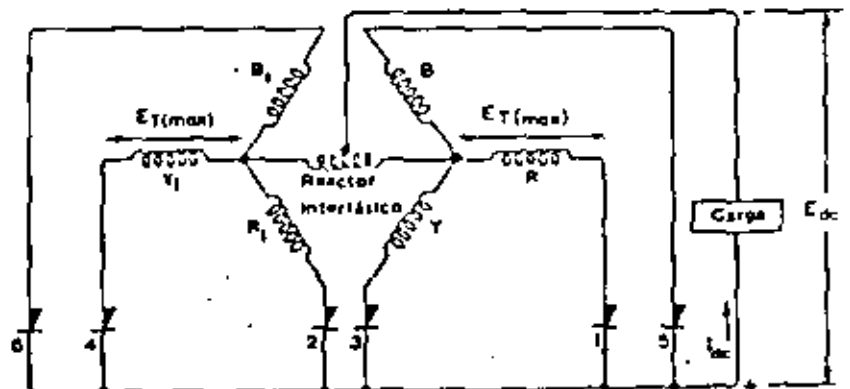


TABLA 5

Rendimiento del filtro de entrada a choke

	Porcentaje de ripple VR %		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	$\frac{0.45}{f_r^2 LC}$	$\frac{20}{LC}$	$\frac{R_{CARGA (max)}}{8\pi f_r}$	$\frac{R_{CARGA (max)}}{3770}$	$\frac{E_{dc}}{35.5f_r L}$	$\frac{E_{dc}}{5310L}$
Puente trifásico onda completa	$\frac{0.102}{f_r^2 LC}$	$\frac{1.133}{LC}$	$\frac{R_{CARGA (max)}}{35\pi f_r}$	$\frac{R_{CARGA (max)}}{33\ 000}$	$\frac{E_{dc}}{135f_r L}$	$\frac{E_{dc}}{46\ 500L}$

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

$$I_{rms} = \left[\frac{\pi}{N} \frac{I_{dc}}{\text{sen } \frac{\pi}{N}} \sqrt{\frac{N}{2\pi} \left(\frac{\pi}{N} - \frac{\text{sen } \frac{2\pi}{N}}{2} \right)} \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{N'}} \quad (16)$$

En esta ecuación, el término 1/√N' tiene un denominador apropiado para la configuración circuital empleada. Así, para media onda trifásica √N' = √3, para el puente trifásico de onda completa √N' = √3, para punto medio trifásico √N' = √6 y para la doble estrella trifásica √N' = 2√3.

Debe notarse que en el circuito puente trifásico de onda completa conducen dos rectificadores en cada instante, por lo cual es √N' = √3 y no √6.

En el circuito trifásico doble estrella, la corriente continua está provista por dos bobinados estrella separados.

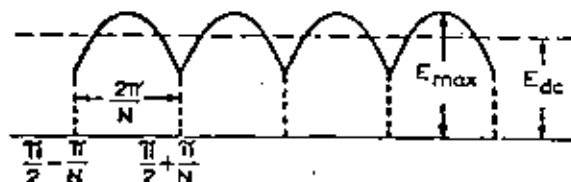


Fig. 35: Forma de onda de la tensión de salida para el circuito trifásico.

y por lo tanto √N' = 2√3.

Para una carga inductiva,

$$I_{rms} \text{ por rama rectificadora} = I_{dc} / \sqrt{N'} \quad (17)$$

donde también se aplican los valores de √N' dados para la ecuación (16).

La corriente media por rama rectificadora es I_o = 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}/√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

$$E_T(\text{rms}) = \frac{1}{K} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2} N} \cdot \frac{1}{\text{Sen } \frac{\pi}{N}} E_{dc} \quad (18)$$

donde para media 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

$$E_{\text{max}} = E_T(\text{max}) \cos 30 = \frac{\sqrt{3}}{2} E_T(\text{max})$$

La corriente eficaz del secundario del transformador será $I_T(\text{rms}) = I_{\text{rms}}$. Esta expresión debe modificarse para que sea válida para el circuito rectificador puente de onda completa.

Si definimos a $I_T(\text{rms})$ como

$$I_T(\text{rms}) = M I_{\text{rms}} \quad (19)$$

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

$$VA_S = n (E_T(\text{rms}) \cdot I_T(\text{rms})) \quad (20)$$

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 pueda 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

$$V_{\text{max}} = E_T(\text{max}) - \frac{E_T(\text{max})}{2} = \frac{E_T(\text{max})}{2} = \frac{\sqrt{2}}{2} E_T(\text{rms})$$

La forma de onda triangular pueda también representarse mediante una serie sinusoidal

$$v = V_{\text{max}} \left(\frac{8}{\pi^2} \left(\sin \theta - \frac{1}{9} \sin 3\theta + \frac{1}{25} \sin 5\theta - \dots \right) \right) \quad (24)$$

Ignorando la tercera armónica y las de orden superior, el valor pico de una onda senoidal equivalente sería $E_{\text{eq}}(\text{max})$. Por ello

$$E_{\text{eq}}(\text{max}) = \frac{8}{\pi^2} V_{\text{max}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{\sqrt{2}}{2} E_T(\text{rms})$$

y en consecuencia

$$E_{\text{eq}}(\text{rms}) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} E_T(\text{rms}) \right) = \frac{4}{\pi^2} E_T(\text{rms})$$

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 ésto, 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)

$$I_T(I_{rms}) = \sqrt{2} I_{rms} = 0,816 I_{dc}$$

La tensión eficaz del secundario del transformador es, de la ecuación (18)

$$E_T(I_{rms}) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\pi}{5\sqrt{2}} 2 E_{dc} = 0,428 E_{dc}$$

por lo tanto el régimen volt-amperes total del secundario del transformador es, de la ecuación (20)

$$\begin{aligned} VA_s &= (E_T(I_{rms}) \cdot I_T(I_{rms}))^2 \\ &= (0,428 \times 0,816) \cdot E_{dc} \cdot I_{dc} \\ &= 1,05 E_{dc} \cdot I_{dc} \end{aligned}$$

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 asimétrica 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 =

$$= E_T(I_{rms}) \frac{N_p}{N_s} = 0,428 E_{dc} \frac{N_p}{N_s}$$

de donde obtenemos los siguientes resultados:

régimen volt-amperes del primario $V A_p = 0,816 I_{dc} \frac{N_s}{N_p} \times$

$$\times 0,428 E_{dc} \frac{N_p}{N_s} = 1,05 E_{dc} \cdot I_{dc}$$

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))

Tensión de cresta de trabajo = $2 E_T(I_{rms}) \cos \frac{5\pi}{6} =$
 $= 2 \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{2} E_T(I_{rms}) = 2,45 E_T(I_{rms})$

o bien

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:

Caída de tensión debido a las pérdidas en el hierro $E_K =$
 $\frac{\text{Pérdidas } P_K \text{ en el hierro del transformador (en watts)}}{I_{dc}} \quad (26)$

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 rectificadora 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.

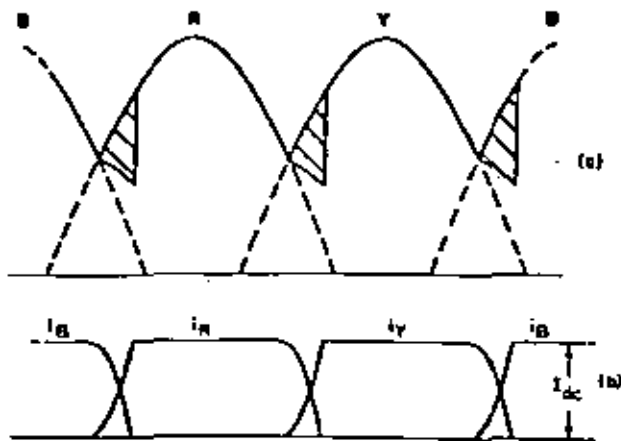


Fig. 36: Pérdida de conmutación debido a la reactancia del transformador
(a) tensión (b) corriente

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

$$E_{com} = \frac{n X_L I_{dc}}{2\pi} \quad \dots (27)$$

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 suministre 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 desprejiciarse, 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/c 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 IFR y una pequeña pérdida en el núcleo que puede desprejiciarse.

Cálculos

A partir de las dos pruebas descriptas, puede calcularse el rendimiento del transformador de la siguiente forma:

TABLA 7

Diseño de circuitos trifásicos

De la Tabla 1:	Puente trifásico	Trifásico con punto medio
Máxima tensión alterna eficaz (por fase) que puede aplicarse	400/2.45 = 163V	400/2.85 = 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
Caída de tensión total — a la corriente media — debida a los rectificadores	0.98 x 2 = 1.96V	0.96V
Caída de tensión debida a la conmutación (Ec (27))	$\frac{3 \times 0.05 \times 163}{2\pi} = 3.9V$	$\frac{6 \times 0.05 \times 141.4}{2\pi} = 6.75V$
Caída 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 $E_{dc} \cdot I_{dc}$	364 x 90 = 32.8 kW	173 x 90 = 15.6 kW

Régimen del transformador M volt-ampereas
 Conexión del transformador Delta-estrella
 Tensión primaria normal E_p volts
 Tensión secundaria normal E_s volts

Por lo tanto, la reactancia porcentual será =

$$= \frac{E_p}{E_s} \cdot 100 = X\% \quad (29)$$

Prueba a circuito abierto en el extremo estrella, para tensión normal E_s

Eficiencia del circuito

$$\text{eficiencia \%} = \frac{\text{Salida}}{\text{salida} + \text{pérdidas}} \cdot 100 =$$

$$= \left[1 - \frac{\text{pérdidas}}{\text{salida} + \text{pérdidas}} \right] 100 \quad (30)$$

Pérdidas en el núcleo = W_o/c Corriente sin carga = l_o/c

Prueba en cortocircuito en el extremo estrella, con el secundario cortocircuitado

donde

Tensión de cortocircuito V_s/c Pérdidas en el cobre
 $P_c = W_s/c$ watts a la corriente de régimen

pérdidas totales = $W_{j_0} + W_{j_s} +$
 $+ I_{sc} \cdot V_p \times \text{número de rectificadores en serie.}$

$$\text{Corriente primaria de red} = I_p = \frac{M}{\sqrt{3} E_p}$$

$$\text{Corriente de fase primaria} = I_p \sqrt{3}$$

$$\text{Pérdidas en el cobre por fase} = \frac{W_{j_s}}{3} \text{ watts}$$

F.a.m. de reactancia por fase a la corriente

$$I_p \sqrt{3} = E_s = \sqrt{\left[V_s/c \cdot \left(\frac{W_{j_s}}{3} \cdot \frac{\sqrt{3}}{I_p} \right)^2 \right]}$$



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

**CONTROL ELECTRONICO
DE MAQUINAS ELECTRICAS**

CONTROL DE MOTORES DE CA: CICLOCONVERTIDORES

Ing. Hugo Calleja Gjumlich

NOVIEMBRE, 1982

INTRODUCCION

El presente trabajo trata sobre el cicloconvertidor de conmutación natural, o controlado por fase, el cual es uno de los miembros más antiguos de la familia de convertidores de corriente alterna a corriente alterna, y conocida con el nombre genérico de cambiadores de frecuencia.

Aún cuando los principios de operación del cicloconvertidor se determinaron en la década de los treinta, su utilización práctica se vio severamente restringida por la falta de dispositivos electrónicos de características adecuadas, sin embargo, la disponibilidad actual de toda una gama de triodos, ha renovado el interés en los cicloconvertidores para aplicaciones en las cuales se desea controlar la frecuencia y la amplitud de la corriente alterna.

En los cambiadores de frecuencia la conversión de la energía se realiza por medio de un arreglo de interruptores, sin necesidad de utilizar elementos de almacenamiento de energía. De entre los miembros de esta familia sobresale el cicloconvertidor de conmutación natural, el cual posee la característica de que, a diferencia de otros cambiadores de frecuencia, no requiere circuitería adicional para conmutación forzada, lo cual simplifica grandemente su construcción.

A pesar de las ventajas que ofrece, la utilización de los cicloconvertidores no ha sido muy extensa. De hecho, en muchos casos se prefiere realizar la conversión de c.a. a c.a. incluyendo una etapa intermedia de corriente directa.

La razón para ello es que la circuitería necesaria para controlar un cicloconvertidor es relativamente compleja; sin embargo, con el auge actual de los circuitos digitales en general, y de los microprocesadores en particular, es posible construir controles que superan a sus equivalentes analógicos en costo, confiabilidad, flexibilidad, etc.

Sucede muchas veces que el ingeniero especializado en la parte de potencia del dispositivo no tiene experiencia suficiente en el diseño de cir-

cuitos digitales; a su vez, el especialista en sistemas digitales puede no saber como opera un cicloconvertidor.

El objetivo del presente trabajo es cubrir, de una manera sencilla, ambos campos de la electrónica.

En la primera parte se presentan los principios básicos de operación del cicloconvertidor, con énfasis en los métodos de síntesis de ondas de amplitud y frecuencia variables.

En la segunda parte se presentan varias técnicas, todas ellas digitales, para implementar el mecanismo de control de un cicloconvertidor. Se incluyen ejemplos completamente desarrollados para los casos más sencillos. Aún cuando la presentación de los métodos no es exhaustiva, se ha tratado de que sea lo más representativa posible.

1. PRINCIPIOS DE OPERACION DEL CICLOCONVERTIDOR.

Un cicloconvertidor de tres fases de entrada, una de salida y seis pulsos, cuyo diagrama esquemático se muestra en la figura 1, es un dispositivo que permite sintetizar ondas de voltaje de amplitud y frecuencia variables conmutando secuencialmente segmentos escogidos de las ondas de entrada, hacia la salida. La construcción de la onda de salida se logra por medio de un arreglo de interruptores, los cuales forman una matriz de conexiones posibles entre las entradas y la salida.

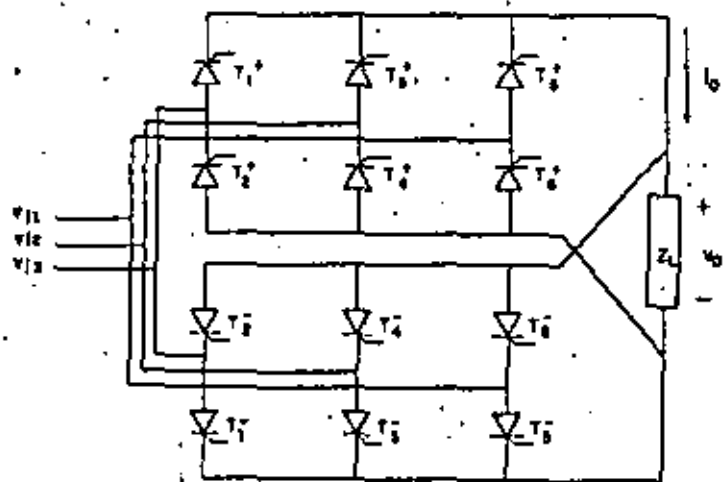


Figura 1. Cicloconvertidor de conmutación natural.

El cicloconvertidor de conmutación natural difiere de otros tipos de circuitos cambiadores de frecuencia en que los tiristores que lo forman se apagan naturalmente al determinarse los instantes de conmutación en función de las polaridades instantáneas de los voltajes de entrada. Esta característica, deseable desde el punto de vista de la construcción de la parte de potencia del circuito, impone limitaciones serias en el control

del contenido armónico de la onda sintetizada.

El dispositivo está formado por dos puentes rectificadores controlados de onda completa: uno positivo y otro negativo. Para cada puente existen seis trayectorias diferentes de conducción entre las entradas y la salida; es por esta razón que el número de pulsos es igual a seis.

El puente positivo operará siempre que la corriente tenga el sentido mostrado en la figura 1; para obtener la condición de conmutación natural es necesario que el voltaje de entrada que se conmutará a la salida en un instante dado sea más positivo que el voltaje presente en la carga en ese momento.

A su vez, el puente negativo operará siempre que la corriente tenga el sentido inverso al que se muestra. La condición de conmutación natural requiere que el voltaje de entrada conmutado a la salida sea más negativo que el voltaje actual en la carga.

Despreciando el contenido de armónico de la onda sintetizada, esta está dada por la siguiente ecuación.

$$v_o = r \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_1 \sin(\omega_o t + \alpha) \quad (1)$$

donde ω_o es la frecuencia de salida deseada, y r es un factor que relaciona la amplitud de salida deseada V_o , con la amplitud máxima V_o como sigue:

$$r = \frac{V_o}{V_o} \quad (2)$$

además, se tiene que:

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_1 \quad (3)$$

1.1 Operación del puente positivo.

Si consideramos únicamente el puente positivo, podemos plantear el modelo mostrado en la figura 2.

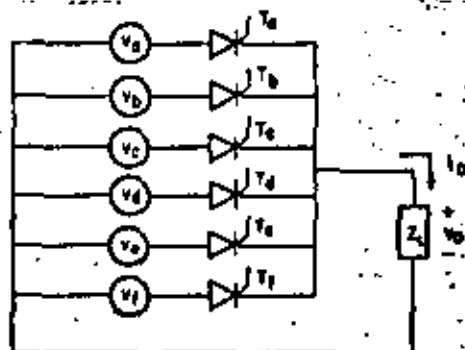


Figura 2. Modelo del puente positivo.

Este modelo, aún cuando no es exactamente equivalente al puente real, permite visualizar el principio de operación. Las relaciones entre el modelo y el puente real son las siguientes. Por lo que respecta a las voltajes se tiene:

$$V_a = V_{L1} - V_{L1}$$

$$V_b = V_{L3} - V_{L2}$$

$$V_c = V_{L1} - V_{L2}$$

$$V_d = V_{L1} - V_{L3}$$

$$V_e = V_{L2} - V_{L3}$$

$$V_f = V_{L2} - V_{L1}$$

(3)

En lo que se refiere a los tiristores, se tiene que cada uno de los del modelo equivalente representa una trayectoria de conducción, entre fases y a través de la carga, del puente real. En términos de los tiristores del puente, se tiene que T_a representa los tiristores T_{11}^+ y T_{12}^+ ; T_b a T_{13}^+ y T_{14}^+ ; T_c a T_{11}^- y T_{14}^- ; T_d a T_{13}^- y T_{12}^- ; T_e a T_{12}^+ y T_{13}^+ ; T_f a T_{13}^- y T_{14}^- .

Dado que un SCR solo permite el flujo de corriente en un sentido, se define el ángulo de retraso como el periodo que transcurre entre el momento en que el SCR está en condiciones de conducir; y el momento en el cual es disparado. Se le asigna el valor cero al punto en el cual un diodo, en la posición del SCR, empieza a conducir.

El punto de ocurrencia del ángulo de retraso cero es función del número de fases presentes; en la figura 3 se muestra este punto para un SCR en un sistema hexafásico como el del modelo planteado. Si lo trazo más gruesa representa a v_a , entonces un diodo colocado en la posición del SCR T_a iniciaría su conducción en el punto en el cual v_a se hace más positiva que las fases restantes; este punto corresponde a un ángulo de $\pi/3$. Además, como la conducción de un SCR disparado en ese punto es máxima, se asocia una onda cosenoidal con el ángulo de retraso.

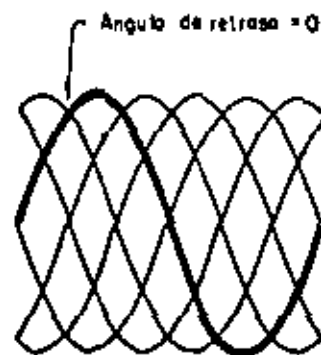


Figura 3. Definición de ángulo de retraso cero.

Si se consideran las ondas cosenoidales asociadas con los ángulos de

retraso de los demás tiristores, se obtiene una familia de curvas espaciales $\pi/3$ entre sí. Ahora bien, para sintetizar una onda, es necesario de terminar en qué momento, o con qué ángulo, se deben disparar los tiristores del puente. Este proceso de determinación se ilustra en la figura 4.

En la figura 4.a se muestran, en trazos delgados, las fases v_a y v_r . En la figura 4.b se muestran las ondas cosenoidales mencionadas, las cuales se denominarán "ondas de modulación"; en esta figura se muestra también la onda que se desea sintetizar, la cual guarda una relación de 3 a 1 con las fases de entrada. Los ángulos en los cuales deben dispararse los tiristores son aquellos en los cuales la onda deseada interseca a las diferentes curvas de modulación, la onda que se obtiene al hacerlo se muestra en la figura 4.c con traza gruesa.

Puede verse que en cada conmutación se pasa a un voltaje más alto con lo cual se apaga al tiristor que estaba anteriormente en conducción; así mismo se aprecia que la operación de los tiristores es cíclica. La secuencia para el caso mostrada es: $T_a, T_b, T_c, T_d, T_e, T_f$, y se repite tantas veces como sea necesario para sintetizar la onda.

Es importante saber que el punto $\pi/2$ de la curva de modulación de T_a corresponde con el cruce por cero, en sentido ascendente, de la fase v_{11} ; el punto $\pi/2$ de la curva asociada con T_c coincide con el cruce por cero de la fase v_{12} ; a su vez, el punto $\pi/2$ de la curva de T_e coincide con la fase v_{13} .

Matemáticamente, las conmutaciones ocurren en las intersecciones de las curvas de modulación dadas por:

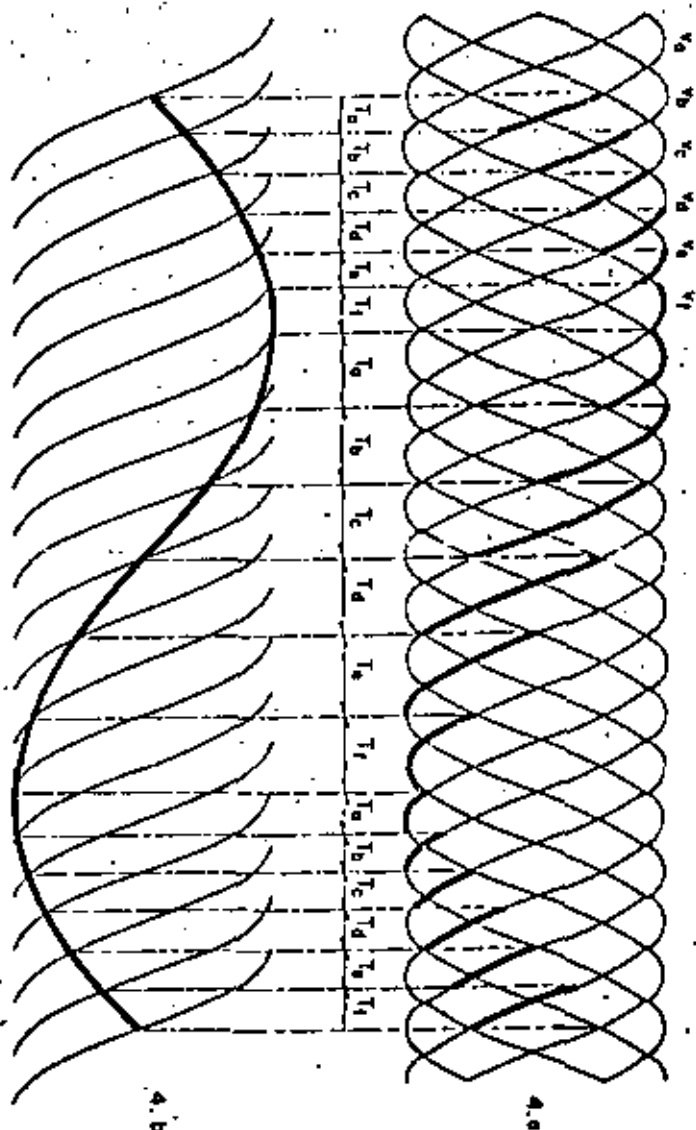
$$B_n(t) = \cos(\omega_1 t + \frac{\pi}{2} - n \frac{\pi}{3}) \quad (4)$$

donde $n = 0, 1, 2, \dots, N$, con la curva:

$$A(t) = r \sin(\omega_0 t) \quad (5)$$

Considerando el tiempo "t" como la incógnita, los diversos instan

Fig 4 Síntesis de una onda para el puente positivo



tes de conmutación deben determinarse igualando la ecuación 6 con la ecuación 5. Se obtienen entonces tantas ecuaciones trascendentales como valores tome "n".

1.2 Operación del puente negativo.

Puede plantearse un modelo para el puente negativo similar al usado para el puente positivo, con la salvedad de que los tiristores deben estar conectados de forma tal que permitan el flujo de corriente de la carga hacia las fuentes.

En este caso se define el ángulo de retraso cero en el punto en el cual la onda asociada con el SCR se hace más negativa; la conducción del SCR disparado en ese punto es máxima. Es necesario incluir en el proceso la inversión de la corriente con respecto al caso anterior. Desde un punto de vista matemático, es necesario determinar las intersecciones de las curvas dadas por la ecuación 4, con la deseada que se define ahora como:

$$A(t) = -r \sin(\omega_0 t) \quad (6)$$

El proceso se ilustra gráficamente en la figura 5. Como puede verse en la figura 5.a, en cada conmutación se pasa siempre a un potencial más negativo; en la figura 5.b se aprecia la inversión en el sentido de la corriente, representada por la inversión en la onda que se desea sintetizar.

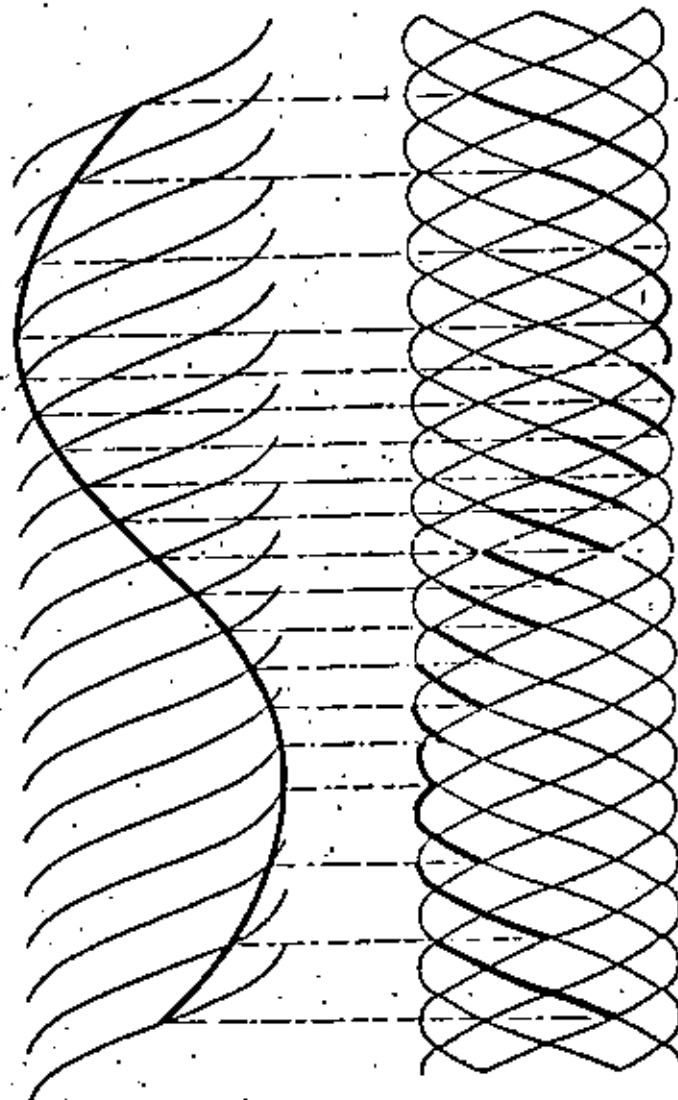
1.3 Operación del cicloconvertidor.

De acuerdo con lo establecido anteriormente, cada puente opera durante medio ciclo. Si la carga es puramente resistiva, la operación de los puentes coincidirá con la polaridad de la onda generada; sin embargo, para una carga reactiva estas coincidencias no se cumplen.

El caso más común es cuando se tiene una carga con una componente inductiva; en este caso la corriente está retrasada, lo cual implica que el puente positivo operará durante parte del semiciclo de voltaje negativo y

5

Fig. 5 Síntesis de una onda de salida para el puente negativo



En su vez el puente positivo operará durante parte del semiciclo de voltaje negativo. Esta situación se ilustra en la figura 6.

Desde un punto de vista práctico, esto puede parecer un inconveniente ya que forzaría a conocer con anterioridad al factor de potencia de la carga con exactitud, a fin de poder determinar adecuadamente los instantes en los cuales deben dispararse los tiristores.

Existe una manera más sencilla de resolver el problema, esta es incluir una inductancia de corriente circulante. Si esta inductancia se incluye en la parte de potencia del dispositivo, la determinación de los instantes de conmutación de los tiristores es completamente independiente del factor de potencia de la carga, operándose cada puente como si estuviera funcionando aisladamente durante todo el tiempo.

II. CICLOCONVERTIDORES TRIFÁSICOS

Hasta ahora se ha tratado únicamente el caso de un cicloconvertidor monofásico, pero en la mayoría de las aplicaciones se requiere una señal trifásica. Por lo que respecto a la construcción, para un cicloconvertidor trifásico es necesario triplicar el montaje mostrado en la figura 1.

Si los montajes de las diferentes fases son idénticos, obviamente la diferencia debe residir en la secuencia con la cual se disparan los tiristores de cada fase.

Una ecuación más general para la onda de voltaje sintetizada es:

$$v_o = r \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_1 \sin(\omega_o t + \alpha) \quad (7)$$

La ecuación 5, que aplica para la determinación de los instantes de disparo del puente positivo, se modifica a:

$$\Delta(t) = \alpha \sin(\omega_o t + \alpha) \quad (8)$$

6

Fig. 6 Onda de salida del ciclo convertidor con carga reactiva



Análogamente, la ecuación 9, usada para el puente negativo, cambia a:

$$A(t) = -u \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (9)$$

En las figuras 7 y 8 se muestra gráficamente el proceso de determinación de los instantes de disparo de los tiristores para el caso en que $\alpha = 2\pi/3$. La figura 7 corresponde al puente positivo y la 8 al puente negativo.

Las figuras 9 y 10 corresponden al caso en el cual $\alpha = 4\pi/3$. La figura 9 es para el puente positivo y la 10 para el negativo.

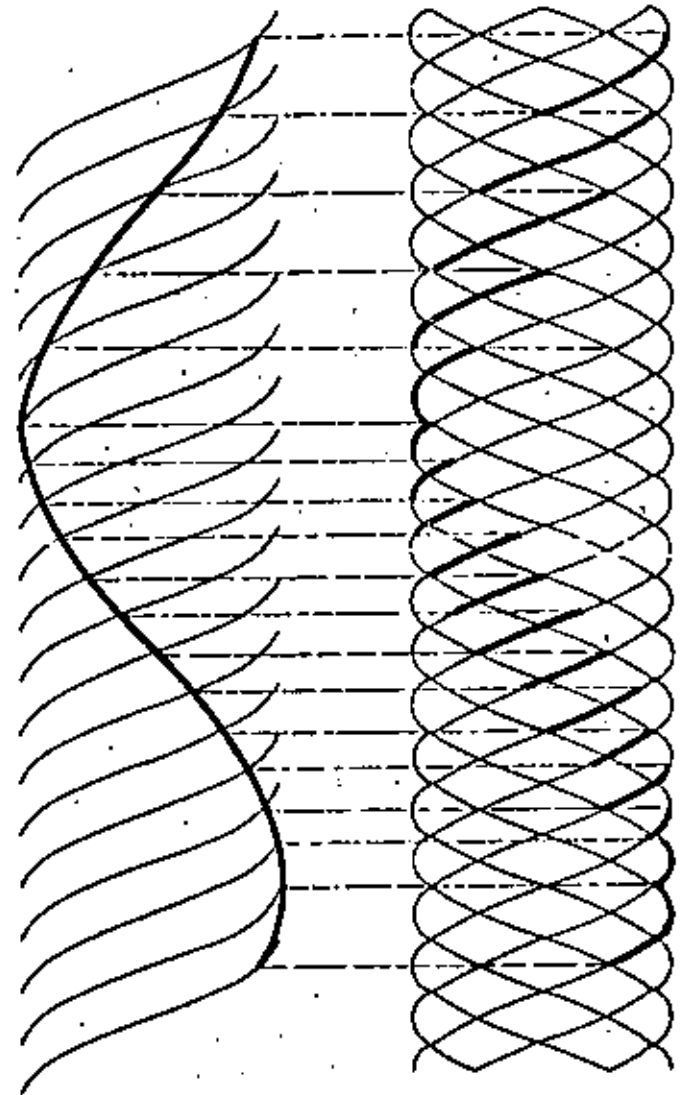
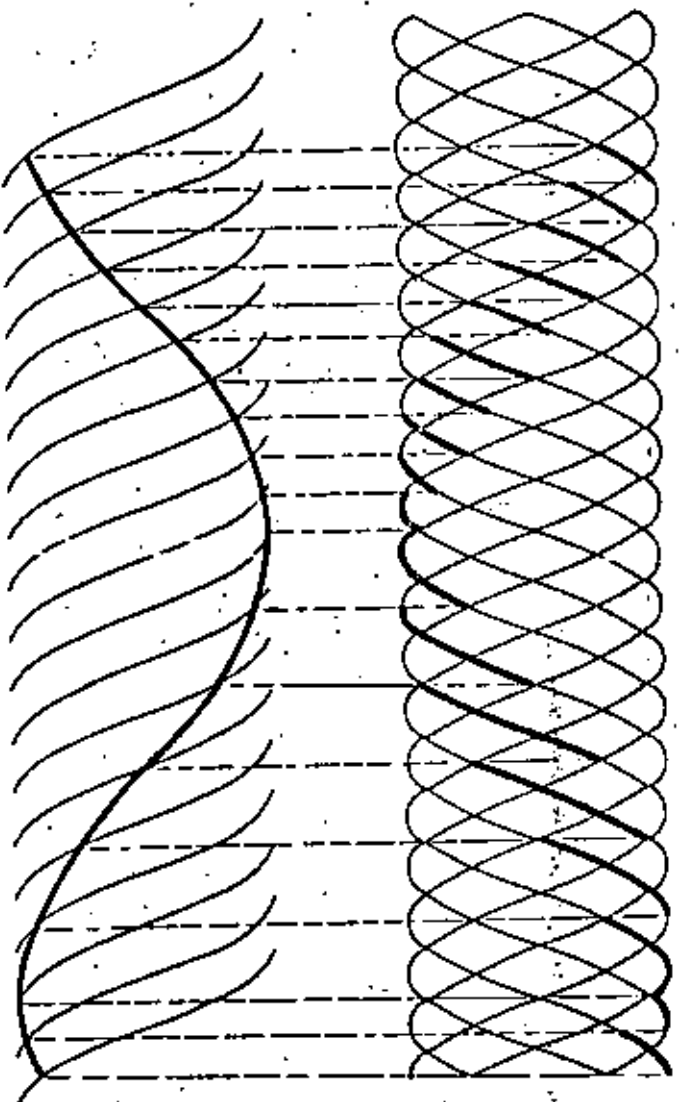


Fig 7 Síntesis de una onda de salida para el puente positivo, $\alpha = 2\pi/3$



(8)

Fig 8 Síntesis de una onda de salida para el puente negativo ; $\alpha = 2\pi/3$

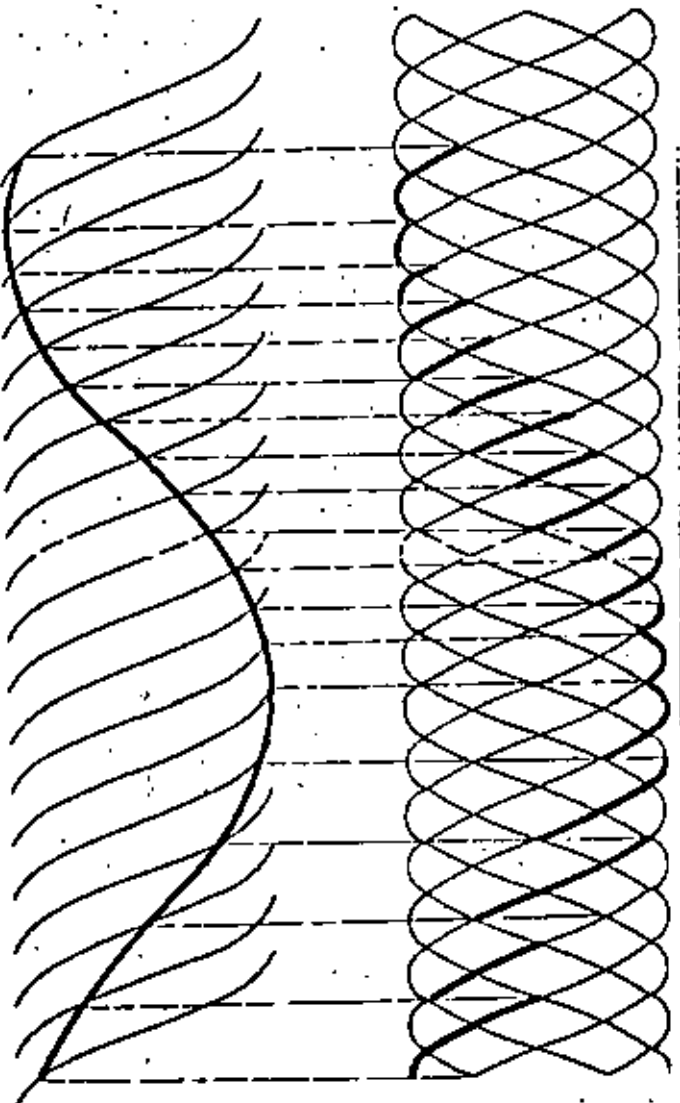
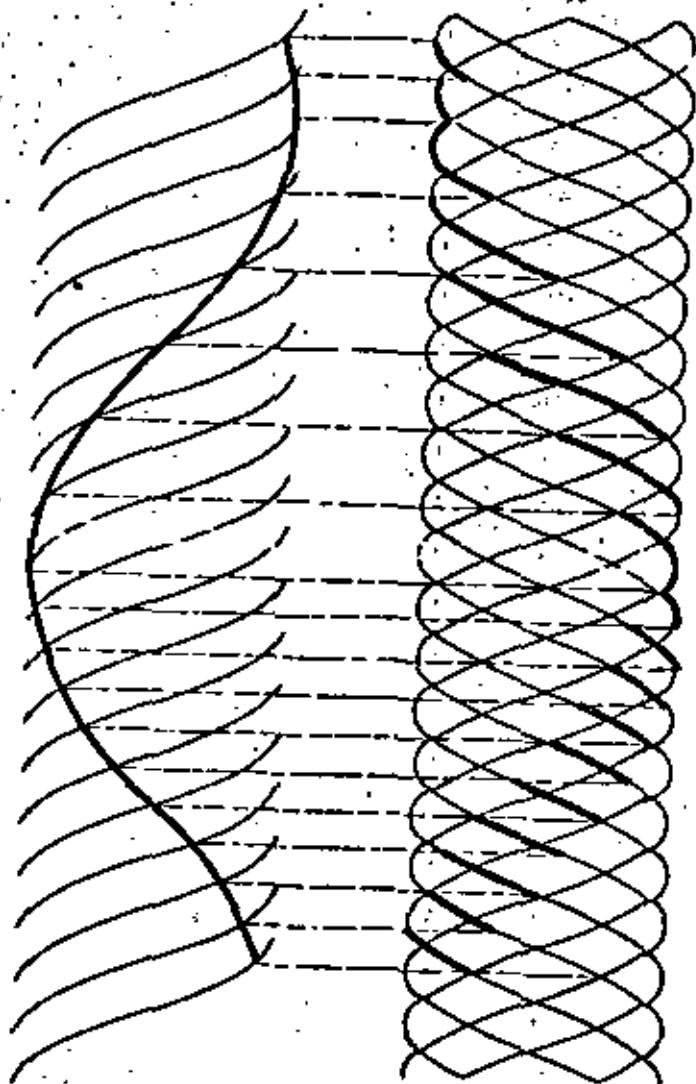


Fig 9 Síntesis de una onda de salida para el puente positivo ; $\alpha = 4\pi/3$

Fig. 10 Síntesis de una onda de salida para el puente negativo, $\alpha = 4\pi/3$



III. SIMPLIFICACION DEL PROCESO DE DETERMINACION DE LOS INSTANTES DE CONMUTACION:

En términos generales, ω_0 puede tomar cualquier valor dentro del rango de operación del cicloconvertidor; sin embargo, el esquema de control se simplifica sustancialmente si se restringe el período de la onda de salida como sigue:

$$T_0 = c \frac{T_1}{f} \quad (10)$$

con "c" entero. Al restringir el período de esa manera se logra que, al coincidir el inicio de la onda deseada con un ángulo de conducción de $\pi/2$, los puntos $T_0/2$ y T_0 también coincidan con ángulos de conducción de igual valor, los cuales pueden o no corresponder al mismo tiristor del inicio.

La restricción propuesta, además de simplificar la síntesis, presenta la ventaja de que asegura la repetitividad, en cada ciclo de salida, de la secuencia de ángulos de conmutación. Por lo que respecta a la cuantización impuesta en la frecuencia de salida, esta no es tan grave como puede parecer en un principio.

Si se acota c a que varíe entre 6 y 45 se obtienen frecuencias entre 4 y 30 hertz. El límite inferior de c (frecuencia máxima) depende de la fidelidad deseada en la salida, para un cicloconvertidor, la máxima frecuencia producible es aproximadamente un tercio de la frecuencia de entrada. El límite superior (frecuencia mínima) está dictado por la magnitud de la secuencia de ángulos de disparo que se obtiene.

Secuencias de disparo.

Dado el número de pulsos, en un momento dado v_0 puede tomar 6 valores diferentes, dependiendo de qué par de tiristores esté conduciendo; sin embargo, el valor actual de v_0 no es aleatorio sino que depende del valor anterior a la conmutación, en forma tal que se tiene una secuencia cíclica única que asegura la condición de conmutación natural.

Con la restricción impuesta por la ecuación 10, el inicio de un ciclo de salida coincide con el cruce por cero (en sentido ascendente) de alguna de las fases de entrada al cicloconvertidor, tomando la onda v_0 correspondiente a $\alpha=0$ como referencia.

Como se tienen tres fases, la secuencia cíclica puede empezar en tres puntos diferentes, dependiendo de la fase en particular que cruzó por cero al inicio del período. Teóricamente, la ecuación que se usa para determinar el ángulo de disparo de una trayectoria puede utilizarse también para identificar esta, en función del subíndice correspondiente a la onda cosenoidal asociada.

Ocurra entonces que, para algunas frecuencias de salida, se tienen tres series de valores diferentes, cada serie formada por los ángulos de disparo y las trayectorias de conducción. Como las diferencias entre las series son las trayectorias, resulta mucho más fácil definir estas independientemente de los ángulos.

Considerando como secuencia cíclica básica la correspondiente al puente positivo de $\alpha=0$, con el cruce por cero de v_{11} al inicio de la síntesis, esta es la siguiente:

$$[v_{11}] \rightarrow T_2 T_5 \rightarrow T_5 T_4 \rightarrow T_4 T_1 \rightarrow T_1 T_6 \rightarrow T_6 T_3 \rightarrow T_3 T_2$$

Esta secuencia aplica para los seis puentes, la diferencia estriba en el punto de inicio para un cruce dado.

Es importante notar que, para el puente negativo correspondiente a $\alpha=4\pi/3$ y el positivo de $\alpha=2\pi/3$, la primera conmutación no ocurrirá en

v_0 , sino que estará más o menos alejada del origen, dependiendo del valor de "r". Para sistematizar el proceso, se definirá para estos casos una trayectoria inicial en función de la magnitud de "r".

(10)

La tabla A relaciona el punto de inicio de la secuencia con los cruces por cero y "r".

Punto de inicio	0		2π/3		4π/3		Punto de inicio	
	+	-	+	-	+	-		
r	x	x	r=1	r<1	x	x	r=1	r<1
Cruce por cero	v_{11}	v_{11}	v_{11}	v_{11}	v_{11}	v_{11}	v_{11}	$T_2 T_5$
			v_{11}		v_{12}	v_{11}		$T_5 T_4$
	v_{12}	v_{12}	v_{12}	v_{12}			v_{12}	$T_4 T_1$
			v_{12}		v_{13}	v_{12}		$T_1 T_6$
		v_{13}	v_{13}	v_{13}		v_{13}	$T_6 T_3$	
		v_{13}		v_{11}	v_{13}		$T_3 T_2$	

Tabla A.- Inicios de secuencias cíclicas para síntesis.

Por ejemplo: supóngase que $r=0.7$ y cruzó por cero la fase v_{13} ; las secuencias para los puentes son:

$\alpha=0$, puente positivo: $T_6 T_3 - T_3 T_2 - T_2 T_5 - T_5 T_4 - T_4 T_1 - T_1 T_6$

$\alpha=0$, puente negativo: $T_6 T_3 - T_3 T_2 - T_2 T_5 - T_5 T_4 - T_4 T_2 - T_2 T_6$

$\alpha=2\pi/3$, puente positivo: $T_6 T_3 - T_3 T_2 - T_2 T_5 - T_5 T_4 - T_4 T_1 - T_1 T_6$

$\alpha=2\pi/3$, puente negativo: $T_6 T_3 - T_3 T_2 - T_2 T_5 - T_4 T_4 - T_4 T_1 - T_1 T_6$

$\alpha=4\pi/3$, puente positivo: $T_1 T_6 - T_6 T_3 - T_3 T_2 - T_2 T_5 - T_5 T_4 - T_4 T_1$

$\alpha=4\pi/3$, puente negativo: $T_6 T_3 - T_3 T_2 - T_2 T_5 - T_5 T_4 - T_4 T_1 - T_1 T_6$

Segunda parte: Métodos digitales de control.

IV. CONTROL CON LÓGICA ALAMBRA DA.

Los métodos más simples de control del cicloconvertidor con lógica alambrada se implementan por medio de memorias tipo "PROM". Todos estos métodos son muy fáciles de implementar; sin embargo, tienen el inconveniente de que están limitados a generar pocas ondas diferentes.

A continuación se presentan dos métodos basados en el uso de PROM's para el control de cicloconvertidores.

IV.1 Control para amplitud y frecuencia fijas.

En este método se asocia a cada tiristor del cicloconvertidor uno de los bits de salida de la memoria que se barrerá durante la generación de un ciclo de salida. Si en determinado momento del ciclo uno de los bits está en bajo, entonces el tiristor asociado deberá estar apagado, encendiéndose cuando el bit cambia a alto.

Supongase que la onda por sintetizar tiene una frecuencia de 10hz y amplitud máxima. Para este caso, los instantes de conmutación de los tiristores se listan en la tabla 1, referidos al ciclo de salida del puente positivo.

Tabla 1. Instantes de conmutación (en milisegundos) para $f=10\text{hz}$ y $m=1$.

0.000	26.191	45.237	64.283	86.666
3.333	28.572	47.618	66.664	90.000
6.667	30.952	50.000	69.045	93.333
10.000	33.334	52.380	71.426	96.666
13.334	35.715	54.759	73.807	100.000
16.667	38.096	57.140	76.664	
20.000	40.477	59.521	80.000	
23.333	42.856	61.902	83.333	

La tabla contiene información respecto a los momentos en los cuales deben dispararse los tiristores, pero no dice cuáles de ellos.

Métese que la onda que se desea sintetizar cumple con la restricción de la ecuación 10, y que además la frecuencia de entrada es un múltiplo entero de la frecuencia de salida; esto implica que la onda terminará en la curva de modulación correspondiente a los tiristores con los cuales coincidió el inicio. De esta forma, todos los ciclos generados se empezarán siempre disparando los mismos tiristores.

Escogiendo como sincronización de inicio de ciclo el cruce por cero de la fase v_{11} , la secuencia de disparo de los tiristores es: 6,2 - 5,4 - 1,4 - 1,6 - 3,6 - 3,2, si se hubiera escogido v_{12} , la secuencia se iniciaría con los tiristores 3 y 6.

Ahora bien, supóngase que se tiene una memoria de 2048 bytes, la cual debe barrerse en 100 milisegundos, la frecuencia de reloj necesaria para efectuar el barrido es:

$$f_{CK} = \frac{\text{Número de localidades}}{T_0} = \frac{2048}{100 \text{ ms}} = 20.480 \text{ khz.}$$

$$T_{CK} = \frac{1}{f_{CK}} = 48 \mu\text{s.}$$

Necesitamos cuantificar ahora el ciclo de salida en 2048 lapsos, cada uno de ellos con una duración de 48 μs y determinar el estado de los bits en cada lapso.

La primera conmutación ocurre a los 3.333 milisegundos; entonces:

$$\frac{3.333 \text{ ms}}{T_{CK}} = \frac{3.333 \text{ ms}}{48 \mu\text{s}} = 68$$

de acuerdo con ello, de la localidad $i = 1$ a la 68 únicamente los bits asociados con los tiristores 5 y 2 deben estar en alto.

La segunda conmutación ocurre a los 6.667 milisegundos, entonces

$$\frac{6,667 \text{ ms}}{48 \text{ } \mu\text{s}} = 137$$

y de la localidad 69 a la 137 únicamente los bits de los tiristores 5 y 4 deben estar en alto.

El resto del PROM se llena de forma similar.

El procedimiento a seguir para llenar la memoria que controlará al puente negativo es idéntico. Aún cuando no se incluye aquí la tabla de conmutaciones, es posible calcularla basándose en la del puente positivo. Debe aclararse en este punto que las secuencias de disparo en las mismas.

El circuito de control se muestra en la figura 11, la operación es como sigue: con la salida Q del flip-flop con alto y el interruptor "s" cerrado, los contadores 4024 están detenidos en 000H; al presentar se un flanco ascendente en la línea θ_1 , correspondiente al detector de cruce por cero de la fase v_{11} , el flip-flop conmuta, habilitando los contadores y deshabilitándose a sí mismo.

Los contadores reciben la señal del reloj 4027 y generan las direcciones para la memoria, obteniéndose en la salida de esta las señales para las compuertas de los tiristores.

Cuando los contadores generan la dirección 000H (después de que han barrido toda la memoria), el duodécimo bit de direcciones limpia el flip-flop, este deshabilita los contadores y el proceso se repite.

Si el interruptor "s" está abierto, el control está deshabilitado (cicloconvertidor apagado).

Debe tenerse cuidado, al grabar la memoria, de colocar todos los bits de la localidad 000H en bajo a fin de mantener apagado el cicloconvertidor.

(12)

Fig 11 Circuito de control, amplitud y frecuencia filias

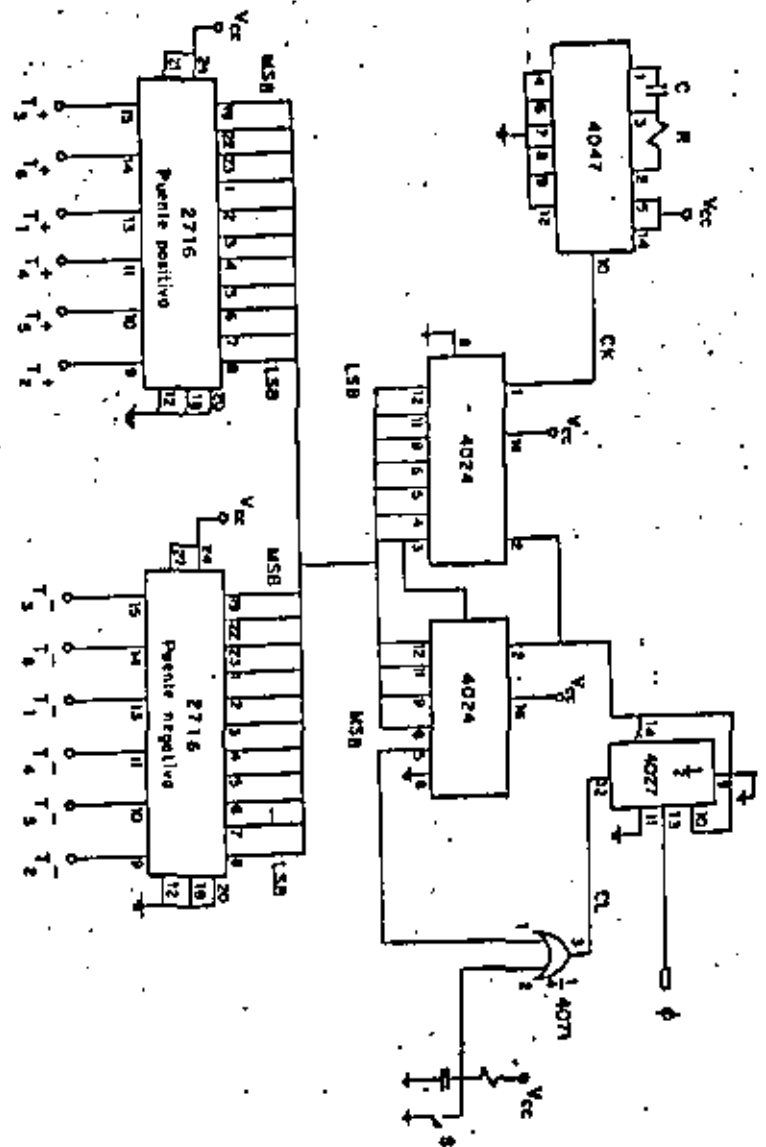
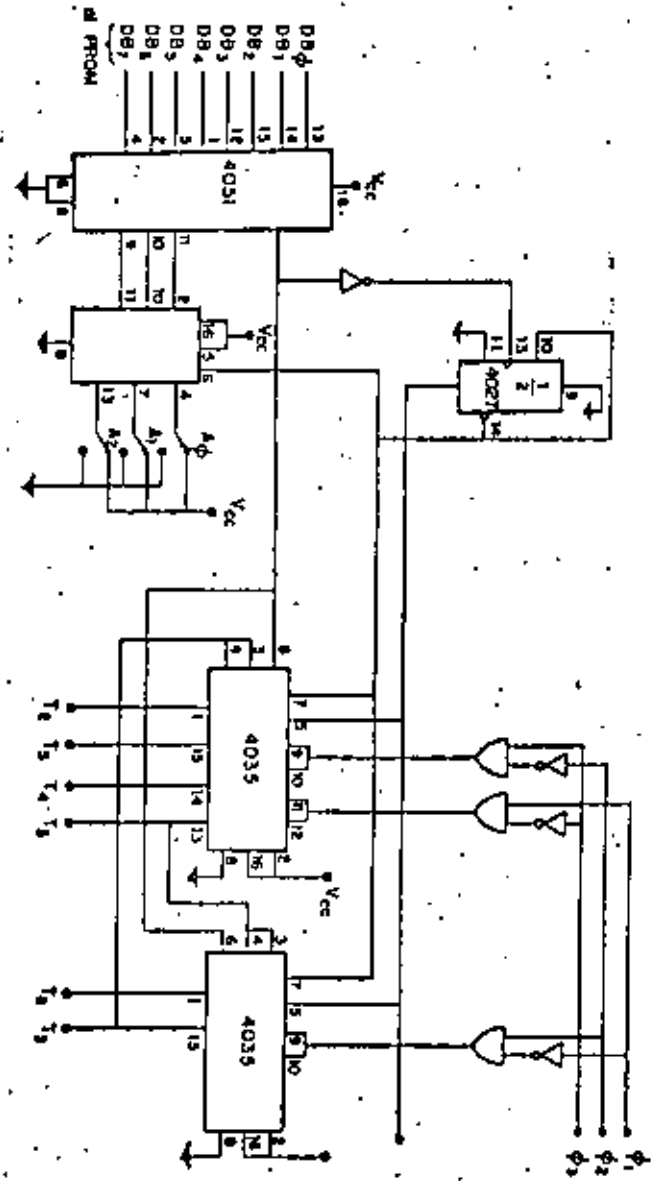


Fig. 12 Circuito de control de amplitud y frecuencia variables



V. CONTROL POR MEDIO DE MICROPROCESADORES.

Quando se desea tener gran variabilidad en los parámetros de la onda sintetizada, la opción mas viable consiste en emplear sistemas basados en microprocesadores; esta opción se vuelve aún más atractiva con la aparición de procesadores más veloces y con conjuntos de instrucciones más amplios.

La forma en que se implementa el control por medio de microprocesadores depende, básicamente, del sistema que el cicloconvertidor esté alimentando. Si el sistema que se maneja tiene constantes de tiempo grandes, como sucede en la mayoría de los casos, puede utilizarse una extensión a la lógica programada de los controles alambrados propuestos en páginas anteriores.

En el control alambrado se calculaba una secuencia de conmutaciones para un punto de operación voltaje y frecuencia dado; esta información se almacenaba en memoria y posteriormente se utilizaba para disparar los tiristores adecuadamente.

Ahora bien, si la secuencia de conmutaciones la calcula el microprocesador cada vez que se necesita, podemos seguir un método parecido.

Claramente, la bondad del método propuesto depende de la capacidad del microprocesador para calcular la secuencia de conmutaciones. A primera vista, esto implica resolver un gran número de ecuaciones trascendentales, lo cual resulta engorroso y dilatado; así pues, antes que nada es necesario encontrar una forma de reducir el número de ecuaciones por resolver.

V.1 Reducción del número de ecuaciones.

Considere únicamente un cicloconvertidor monofásico, cuya secuencia de conmutaciones debe determinarse en la forma ilustrada por las figuras 4 y 5.

Nota: Se usará un signo "*" como superíndice para indicar las conmutaciones.

laciones del puente positivo. El signo contrario se usa para el puente negativo.

Si se cumple con la restricción impuesta por la ecuación 10, entonces ocurre que, para ambos puentes, los puntos 0 , $T_0/2$ y T_0 coinciden con ángulos de retraso de $\pi/2$. Es decir:

$$T_0 = t_N^+ - t_N^- \quad (11)$$

$$\frac{T_0}{2} = t_{N/2}^+ = t_{N/2}^- \quad (12)$$

además: $N = 2C$.

Si definimos los j -ésimos lapsos entre conmutaciones de la manera siguiente:

$$\Delta t_j^+ = t_j^+ - t_{j-1}^+ \quad (13)$$

$$\Delta t_j^- = t_j^- - t_{j-1}^- \quad (14)$$

entonces se cumple que:

$$\Delta t_j^+ = \Delta t_{N-j+1}^- = \Delta t_{\frac{N}{2}-j+1}^- = \Delta t_{\frac{N}{2}+j}^+ \quad (15)$$

Lo anterior implica que basta determinar los instantes de conmutación de un semiciclo para cualquiera de los dos puentes, para poder generar las secuencias completas, usando los lapsos entre conmutaciones.

La forma más simple de hacerlo, es determinando las intersecciones de la curva dada por la ecuación 5 con las curvas:

$$B_n(t) = \sin(\omega_1 t - n \frac{\pi}{3}) \quad (16)$$

donde: $n = 0, 1, 2, \dots, C$

en el intervalo: $0 \leq t \leq T_0/2$

El esquema propuesto se muestra en la figura 13. Como puede verse, necesitamos recorrer los lapsos en sentido ascendente-decendente para generar la secuencia correspondiente al puente negativo; y en sentido descendente-ascendente para el puente positivo.

La bondad del método propuesto es evidente: hemos reducido el número de ecuaciones por resolver a un cuarto, con el consiguiente ahorro en tiempo de cálculo.

Si se incluye en este punto las fases faltantes para un cicloconvertidor trifásico, resulta que las relaciones que existen no son tan simples como la del caso anterior.

Las relaciones son las siguientes:

La secuencia de lapsos entre conmutaciones para el puente positivo, con $\alpha = 2\pi/3$, corresponde, en sentido inverso, al mismo puente con $\alpha = 4\pi/3$.

La secuencia de lapsos entre conmutaciones para el puente negativo, con $\alpha = 2\pi/3$, corresponde, en sentido inverso, al mismo puente con $\alpha = 4\pi/3$.

De acuerdo a lo establecido, basta determinar los lapsos entre conmutaciones para una de las fases.

1.2. Algoritmo de solución:

Supongase que deseamos determinar la secuencia de conmutaciones para el puente positivo, con $\alpha = 4\pi/3$, en este caso tenemos las siguientes ecuaciones:

$$A(t) = r \sin(\omega_0 t + \frac{4\pi}{3}) \quad (17)$$

$$B_n(t) = \cos(\omega_1 t + \frac{\pi}{2} - n \frac{\pi}{3}) \quad (18)$$

La ecuación 17 puede manipularse de la siguiente forma:

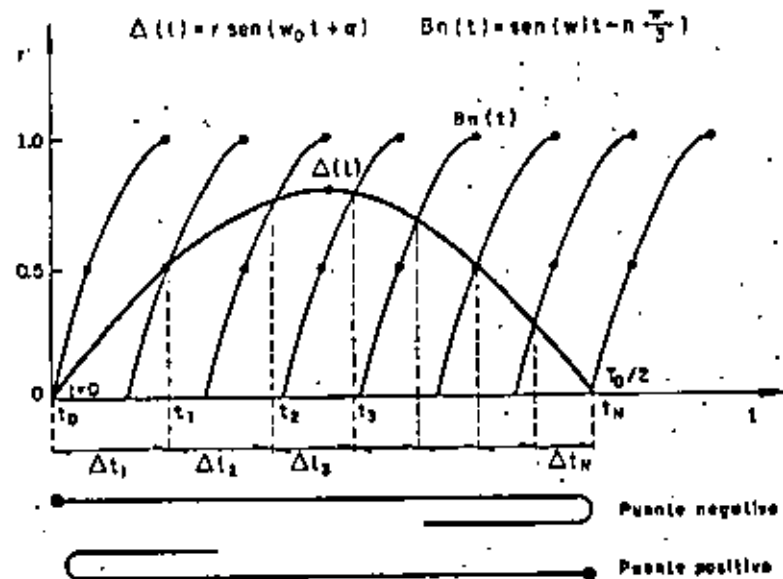


Fig. 13 Semicíclo de determinación de instantes de conmutación

$$a(t) = r \sin(\omega_0 t + \pi + \frac{\pi}{3}) = -r \sin(\omega_0 t + \frac{\pi}{3}) \quad (19)$$

$$a(t) = r \sin(\omega_0 t + 2\pi - \frac{2\pi}{3}) = r \sin(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) \quad (20)$$

$$a(t) = r \sin(\omega_0 t + 3\pi - \frac{5\pi}{3}) = -r \sin(\omega_0 t - \frac{5\pi}{3}) \quad (21)$$

A su vez, la ecuación 18 puede manipularse como sigue:

$$B_n(t) = -\sin(\omega_1 t - n \frac{\pi}{3}) \quad (22)$$

$$B_n(t) = \cos(\omega_1 t - n \frac{\pi}{3} + \pi - \frac{\pi}{2}) = \cos(\omega_1 t - (n-3) \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{2})$$

$$B_n(t) = \sin(\omega_1 t - (n-3) \frac{\pi}{3}) \quad (23)$$

Para determinar las intersecciones podemos utilizar cualesquiera de las formas equivalentes de las ecuaciones 12 y 18. Si usamos las ecuaciones 19 y 22 en el intervalo $0 \leq t \leq T_0/3$; 20 y 23 $T_0/3 < t \leq 2T_0/6$; y 21 con 22 en el intervalo $5T_0/6 < t \leq T_0$, para obtener las intersecciones a lo largo de todo el período de salida, únicamente se está operando con la función seno.

Además, después de efectuar las operaciones pertinentes, el argumento de la función nunca será mayor a π , evitándose de esta manera tratar con cantidades negativas.

Podemos seguir un procedimiento parecido para los puentes restantes. Al final, si inicializamos las variables involucradas adecuadamente, podemos utilizar el semicíclo mostrado en la figura 13 para determinar los lapsos entre conmutaciones de los seis puentes.

En la figura 14 se muestra, en forma de diagrama de flujo, el algoritmo usado para determinar los lapsos entre conmutaciones. El algoritmo utiliza la técnica de aproximaciones sucesivas.

Para acceder al algoritmo, es necesario definir previamente lo siguiente:

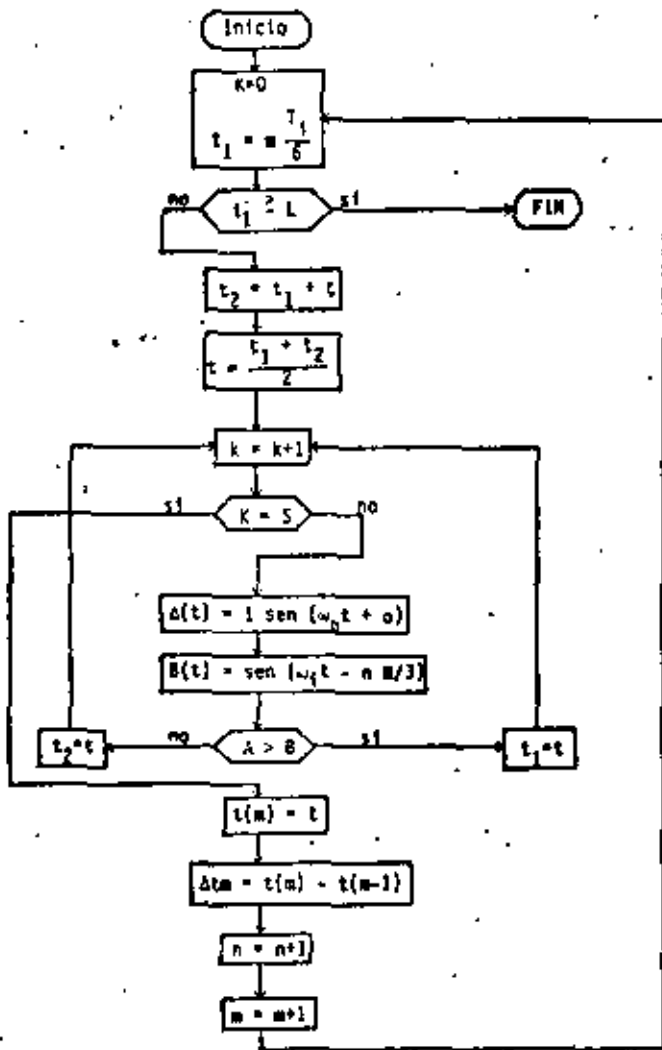


Figura 14. Algoritmo de determinación de instantes de conmutación.

- a) α , para determinar la curva $s(t)$.
- b) n , a fin de determinar el punto inicial de la búsqueda de la intersección entre $s(t)$ y una $B_n(t)$ dada.
- c) c , para definir el intervalo en el cual se buscará la intersección.
- d) n , para definir la primera curva de modulación que se empleará.
- e) S , para indicar el número de iteraciones para cada intersección.
- f) L , para determinar el límite de modulación.
- g) $t(0)=0$, en caso de que el algoritmo se accese por primera vez.

El algoritmo arroja como resultado una tabla, la cual contiene los lapsos entre conmutaciones $D(m)$ correspondientes a un intervalo dependiente de los valores iniciales. Para $\alpha=0$, basta con realizar un solo acceso al algoritmo.

Para $\alpha=2\pi/3$ y $4\pi/3$ son necesarios seis accesos más.

A continuación se especifican los valores iniciales necesarios y la interpretación de las salidas.

- a) $\alpha=0$, ambos puentes.

Entradas: $n=m=0$, $L=T_g/2$, $S=8$, $t(0)=0$, $c=T_g/4$, $\alpha=0$.

Salidas: Tabla de lapsos; sentido ascendente-descendente para el puente negativo, descendente-ascendente para el puente positivo.

- b) $\alpha=2\pi/3$ y $\alpha=4\pi/3$; puentes positivos.

Entradas:

Primer acceso: $n=m=0$, $S=8$, $t(0)=0$, $c=T_g/4$, $\alpha=2\pi/3$, $L=T_g/3$

Segundo acceso: $n=m=3$, $c=T_g/4$, $\alpha=-2\pi/3$, $L=T_g/6$.

Tercer acceso: $n=m=3$, $c=T_g/4$, $\alpha=5\pi/6$, $L=T_g$.

Salidas: Tabla de lapsos; sentido ascendente para $\alpha=4\pi/3$, descendente para $\alpha=2\pi/3$.

c) $\alpha=2\pi/3$ y $\alpha=4\pi/3$, puentes negativos

Entradas:

Primer acceso: $n=n+0$, $t(0)=0$, $S=B$, $c=T_1/4$, $\alpha=2\pi/3$, $L=T_0/6$.

Segundo acceso: $n=n+3$, $c=T_1/4$, $\alpha=\pi/3$, $L=2T_0/3$.

Tercer acceso: $n=n+3$, $c=T_1/4$, $\alpha=5\pi/6$, $L=T_0$.

Salidas: Tabla de lapsos; sentido ascendente para $\alpha=2\pi/3$, descendente para $\alpha=4\pi/3$.

Nota: Sentido ascendente es aquel en el cual se formó la tabla.

V.3 Implementación del control con microprocesador.

Se implementó un sistema digital basado en la técnica descrita para controlar un motor eléctrico en lazo abierto a través de un cicloconvertidor, tal como se muestra en la figura 15.



Figura 15. Control en lazo abierto

En este sistema de control, trató de controlarse la velocidad y el par desarrollados por una máquina síncrona, variando la amplitud y la frecuencia de la alimentación trifásica. Se describirá inicialmente la circuitería del sistema y posteriormente la programación y operación.

V.3.a Circuitería del sistema

La entrada de referencia usada en este caso específico fue una consola con interfaz tipo RS 232.

El cicloconvertidor incluye la parte de potencia del sistema. Bajo el punto de vista de la microcomputadora, esta consta de lo siguiente:

- 36 entradas, correspondientes a las compuertas de los tiristores que forman un cicloconvertidor trifásico.
- 3 salidas, correspondientes a los detectores de cruce por cero de las señales de entrada al cicloconvertidor.

Estos detectores generan un nivel alto cuando el voltaje de la fase a la cual están conectados es positivo, y un nivel bajo cuando es negativo.

La microcomputadora usada era una monolitica basada en el procesador 8080. A esta se le agregaron periféricos adicionales para cubrir las necesidades del sistema; estas eran:

- 6 puertos de salida; cada uno de ellos correspondiendo a un puente rectificador.
- Un puerto de entrada, correspondiente a las salidas de los detectores de cruce por cero.
- Seis contadores programables operables en modo descendente.
- Una unidad aritmética, para agilizar la ejecución del algoritmo.

El resto de las necesidades estaban cubiertas por la circuitería existente en la tabilla, esta incluía, entre otras cosas, un receptor-transmisor asíncrono con interfaz RS232; un controlador para ocho niveles de interrupción; y 4K bytes de memoria tipo RAM.

En la figura 15, el bloque marcado "S" tiene como objeto denegar la generación de un ciclo de salida del cicloconvertidor al estar

completa una secuencia de disparos a los tiristores, y producirse el cruce por cero de alguna de las fases de entrada.

En la figura 16 se muestra la relación que guarda la señal de inicio de síntesis con las señales de cruce por cero. La función lógica que involucra es sumamente sencilla de implementar con lógica alambrada.



Figura 16. Temporización de la señal de inicio de síntesis

4.3.4 Programación del sistema

La programación está dividida en cinco bloques funcionales, tales como se ilustra en la figura 17.

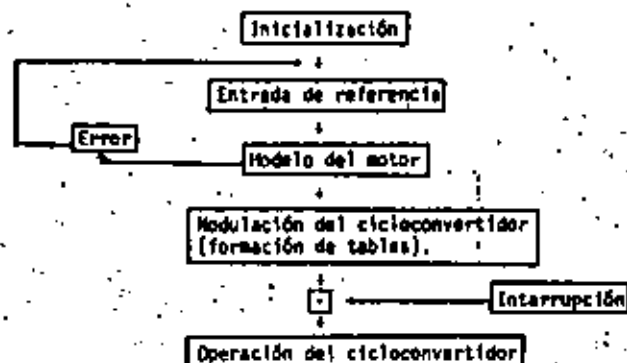


Figura 17. Estructura básica del programa de control.

Las funciones específicas de los bloques son las siguientes:

Bloque I. Inicialización: este bloque tiene como función básica colocar a la microcomputadora y al cicloconvertidor en un estado conocido; esto incluye tomar acciones tales como apagar los tiristores, inicializar variables y banderas, etc.

Bloque II. Entrada de referencia: tiene como función controlar la consola del sistema, enviar mensajes a esta y adquirir los parámetros de operación del motor deseado.

Bloque III. Modelo del motor: este bloque es el encargado de obtener, a partir de los parámetros de operación deseados, los parámetros necesarios para controlar el cicloconvertidor. También realiza la detección de posibles condiciones de error (parámetros fuera de rango).

Lo que se hace es determinar, a partir de una velocidad y un par dados, los valores de frecuencia y amplitud necesarios en la alimentación. Obviamente, la determinación depende del motor; en este caso específico se usó el modelo más simple posible.

Si los valores resultantes están fuera de las posibilidades del cicloconvertidor (v.g: frecuencia muy alta), o si son dañinos para el motor (v.g: relación volts/hertz demasiado grande), se indica error en los parámetros.

Bloque IV. Modulación del cicloconvertidor: Este bloque determina las secuencias de disparo de los tiristores basándose en los parámetros calculados por el bloque anterior.

Se ha planteado ya el algoritmo básico para determinar los instantes de conmutación, quedando por aclarar algunos aspectos prácticos.

El primero de ellos es la implementación de la función seno. La forma más simple de hacerlo es por medio de una tabla de búsqueda.

Para obtener una resolución de medio grado en el argumento, es neces

Bibliografía:

1. Pelly, Brian R.: "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters", Wiley-Interscience 1971.
2. Pelly, B., y Gyugyi L.: "Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and applications", Wiley-Interscience, 1976.
3. Lawson, L.: "The practical cycloconverter", IEEE Trans. Ind. Gen. Appl. Vol. IGA-4, March/April 1968.
4. Matouka M.: "Rom trigger generator for phase-controlled cycloconverters", IEEE Trans. Ind. Elect. Cont. Inst., Vol. IECI-25, May 1978.
5. Fukao, T. y Miyairi, S.: "A direct digital control of a three-phase, six pulse cycloconverter using a microprocessor", Proc. IECI 1975.

20
sario que la resolución de la función sea de $1/10000$; ahora, si se multiplica la función por 10^4 (para operar con cantidades enteras), el valor máximo de la función requiere 14 bits para expresarse. Por lo tanto, a cada valor de la función se le asignan dos palabras de ocho bits (o localidades de memoria, si el microprocesador es de 8 bits) y, ya que la tabla solo debe incluir los valores de la función para ángulos entre 0° y 180° , la longitud total resulta ser de 722 "bytes".

Por supuesto, es posible reducir la tabla a la mitad pero, dado que la obtención de la función se encuentra en un lazo de programa, esto no resulta aconsejable.

Por otro lado, los argumentos se generan multiplicando cantidades en el orden de 10^2 por cantidades en el orden de 10^{-4} (ω y t respectivamente). Dada la diferencia de ordenes de magnitud, parecería razonable operar en punto flotante.

Si expresamos a ω como una cantidad entera sin signo de 16 bits, y a t como una fracción sin signo de 17 bits; entonces, si t es menor a 0,5 segundos, el bit más significativo (el coeficiente de 2^{-1}) es igual a cero. Multiplicando en punto fijo los 16 bits restantes por ω , se obtiene un resultado de 32 bits, de los cuales los 16 bits más significativos representan directamente el ángulo con una resolución de medio grado. Este procedimiento limita el valor de t a 499,92 milisegundos ($f_0 > 2$ hz).

La resolución en t del orden de 2^{-17} es excesiva; si la reducimos a 2^{-15} (30,51 microsegundos), y además restringimos los lapsos entre conmutaciones a ocupar un solo "byte", podemos representar un lapso máximo de 7,781 milisegundos, lo cual es más que suficiente.

Debe hacerse notar que esta reducción se refleja al resultado que se obtiene al restar el instante de conmutación anterior al presente; es decir, el valor que se almacena en las tablas de salida.

Todo lo anterior requiere que las constantes estén definidas adecuadamente.

damente. Así, por ejemplo, se tiene que $T_{1/4} = 4.166$ milisegundos; convirtiéndolo a una fracción binaria y omitiendo el exponente, esto es equivalente a 221H; $T_{1/6} = 2.47$ milisegundos es equivalente a 160H.

Bloque V. Operación del cicloconvertidor: Este bloque genera las señales apropiadas para disparar los tiristores de acuerdo a las secuencias calculadas por el bloque IV, en sincronía con los cruces por cero de las fases de entrada. Este bloque se activa por medio de interrupciones y le corresponde la mayor prioridad de ejecución.

V.3.c Operación del sistema:

Al encenderse el sistema todos los dispositivos y variables del programa que así lo requieran son programados adecuadamente, esto incluye apagar todos los tiristores; a continuación la microcomputadora adquiere a través de la consola los parámetros correspondientes al punto de operación del motor deseado. Estos parámetros se convierten al equivalente necesario para la modulación del cicloconvertidor.

Seguidamente se calculan las tablas de lapsos ya mencionadas. Una vez formadas las tablas, y solo entonces, se procede a la síntesis de un ciclo de salida.

Este ciclo se inicia por medio de una interrupción con el cruce por cero de cualquiera de las fases de entrada; inicialmente todos los contadores programables se cargan con los primeros lapsos, y todos los tiristores se disparan debidamente de acuerdo con la fase que generó la interrupción.

A cada contador le corresponde una línea de interrupción y una rutina de servicio; estas rutinas se activan cuando han transcurrido los lapsos cargados en los contadores; es responsabilidad de cada rutina cargar el nuevo lapso y conmutar los tiristores.

Ovviamente, dado que la frecuencia de línea es mayor a la sintetizada, los cruces por cero continuarán generando la interrupción de sincronización durante la síntesis.

27) Para evitar errores, la rutina de sincronización se autoenmascara al terminar de ejecutarse, y es responsabilidad de las rutinas de servicio a los contadores desenmascararla al finalizar el ciclo.

Simultáneamente se procede a solicitar nuevos datos, en caso de existir estos, se formará un nuevo juego de tablas, se le evitará esto a las rutinas de interrupción y al iniciarse el siguiente ciclo, este se generará de acuerdo al nuevo punto de operación.

V.4 Selección del microprocesador

El control puede implementarse con casi cualquier procesador de ocho bits; sin embargo, algunos de ellos permitirán facilitar la programación más que otros. Basándose en la experiencia del sistema descrito, es importante considerar lo siguiente:

Conjunto de instrucciones: Algunos procesadores incluyen instrucciones para multiplicar en punto fijo; en caso de que el procesador que se desea usar no las incluye, puede ser necesario incluir una unidad aritmética almacenada, dependiendo de los retrasos que se pueden tolerar en el sistema.

Apuntadores: Dado que se está operando con información tabulada, resulta conveniente emplear procesadores que posean registros índices, así como instrucciones relativas a tales registros.

Interrupciones: El procesador debe ser capaz de manejar hasta siete niveles de interrupción. Aun cuando el procesador no lo pueda hacer directamente, es posible que existan circuitos integrados compatibles que le ayuden a lograrlo. Al responder a una interrupción, algunos procesadores solo salvan el contador del programa en la pila; otros guardan varios registros adicionales automáticamente; mientras mayor sea el número de operaciones que el procesador realiza por sí solo, mayor será la eficiencia.

Por lo que respecta a los periféricos necesarios, no existe una gran

diferencia entre las diferentes familias. Todo lo que se requiere es: 6 puertos de salida (una para cada puente), y 6 contadores programables que operen en el modo descrito.

Obviamente, si al procesador se le asignan otras tareas, deben asignarse los periféricos de manera consecuente.

Debe hacerse notar especialmente que las características globales del control dependen básicamente del procesador. Puede suceder, por ejemplo, que las ventajas que ofrece la inclusión de una unidad aritmética se vean opacadas por la dificultad que representa transferirle los operandos y recoger los resultados.

TOMADO DEL
BOLETIN DE ELECTRONICA DE FAPESA
1975
ARGENTINA

**CIRCUITOS RECTIFICADORES MONOFASICOS
CIRCUITOS RECTIFICADORES
CON CARGA RESISTIVA**

En las figuras 2 y 3 se muestran respectivamente los circuitos rectificadores monofasicos comunmente usados y las formas de onda de la tensión de salida para esos circuitos cuando se los emplea con carga resistiva. Debe notarse que el símbolo del diodo indica el flujo de corriente convencional, desde el ánodo hasta el cátodo. La tensión secundaria de entrada aplicada al circuito es sinusoidal, y tiene un valor de cresta $E_T(\text{max})$. Para los tres circuitos de la figura 2 la tensión de cresta de salida es $E_{\text{max}} = E_T(\text{max})$.

El circuito rectificador de media onda conduce durante el semiciclo positivo y se bloquea durante el semiciclo negativo de la tensión alterna aplicada.

En el circuito de onda completa con punto medio los rectificadores están montados de tal modo que el rectificador A conduce cuando el punto (x) se hace positivo, y el rectificador B lo hace cuando el punto (y) se hace positivo.

En el circuito puente de onda completa, los rectificadores 1 y 2 conducen durante el semiciclo positivo, y los rectificadores 3 y 4 durante el semiciclo negativo.

En cada uno de los tres circuitos mencionados anteriormente, la corriente que circula por la carga es unidireccional.

Si se supone que los rectificadores y transformadores empleados son ideales, puede calcularse el comportamiento de cualquiera de estos circuitos. Como ejemplo, realizaremos los cálculos para el circuito puente de onda completa con carga resistiva. El comportamiento de otros circuitos monofásicos podrá ser deducido en forma similar a la que se describe a continuación. Los valores obtenidos para cada uno de los circuitos vistos anteriormente están dados en la Tabla 1.

COMPORTAMIENTO DEL CIRCUITO PUENTE DE ONDA COMPLETA CON CARGA RESISTIVA

La tensión sinusoidal rectificada de un circuito rectificador en puente puede expresarse como una serie que contiene una componente continua y componentes armónicas.

$$e = \frac{2}{\pi} E_{max} - \frac{4}{3\pi} E_{max} \cos 2 \omega t - \frac{4}{15\pi} E_{max} \cos 4 \omega t - \frac{4}{35\pi} E_{max} \cos 6 \omega t \dots$$

Esta serie para la tensión rectificada se deduce de la siguiente forma:

La componente continua está dada por:

$$E_{dc} = \frac{1}{2\pi} 2 \int_0^{\pi} E_{max} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\pi}{2} E_{max}$$

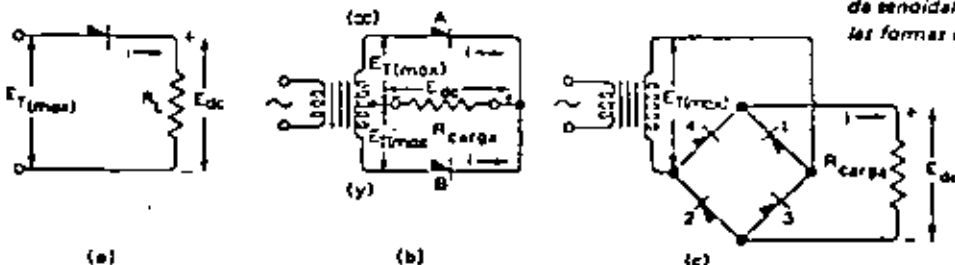


Fig. 2: Circuitos rectificadores monofásicos

(a) onda media

(b) onda completa c/punto medio

(c) puente de onda completa

El valor de las componentes de ripple, de frecuencia $n\omega/2\pi$, puede encontrarse mediante la serie de Fourier.

$$\begin{aligned} \text{Componentes de ripple} &= \frac{2 E_{max}}{\pi} \int_0^{\pi} \cos n\omega t \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{2 E_{max}}{\pi} \left[\frac{\cos (n-1) \omega t}{2(n-1)} - \frac{\cos (n+1) \omega t}{2(n+1)} \right] \pi \\ &= \frac{2 E_{max}}{\pi} \frac{-2}{n^2 - 1} \end{aligned}$$

donde $n = 2, 4, 6, \dots$

Si las componentes continua y de ripple se suman, la tensión rectificada puede reducirse a un término de c.c. más una armónica de frecuencia igual a la fundamental de ripple, suponiendo despreciables las amplitudes de las armónicas de mayor orden. Por lo tanto podemos escribir

$$e = \frac{2}{\pi} E_{max} - \frac{4}{3\pi} E_{max} \cos 2 \omega t \quad (1)$$

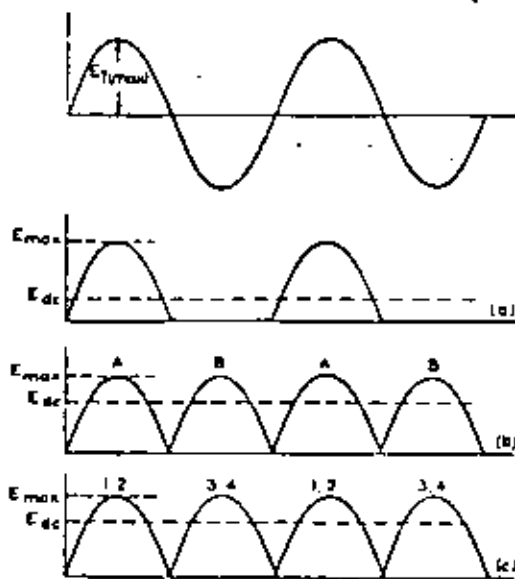


Fig. 3: Formas de onda para circuitos monofásicos. La entrada sinusoidal se muestra en la parte superior, y debajo las formas de onda de salida.

(a) onda media.

(b) onda completa c/punto medio

(c) puente de onda completa

Relaciones de tensión

El valor pico de la tensión de salida E_{max} es igual al valor pico de la tensión de entrada $E_T(\text{max})$. La tensión de salida E_{dc} en función de E_{max} es, a partir de la ecuación (1)

$$E_{dc} = \frac{2}{\pi} E_{max} = 0.636 E_{max}$$

La tensión de salida E_{dc} en función de la tensión eficaz de salida E_{rms} se deduce de la expresión

$$\begin{aligned} E_{rms} &= \sqrt{\left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_{max}^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t) \right\}} \\ &= E_{max} \sqrt{\left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{1}{2} - \frac{\cos 2\omega t}{2} \right) d(\omega t) \right\}} \\ &= \frac{E_{max}}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

y por lo tanto

$$E_{dc} = 0.636 \sqrt{2} E_{rms} = 0.9 E_{rms}$$

Relaciones de corriente

Para carga resistiva, la forma de onda de la corriente de salida será igual a la forma de onda de la tensión de salida.

La corriente de salida I_{dc} en función de I_{pk} estará dada por

$$I_{dc} = \frac{2}{\pi} \frac{E_{max}}{R_{carga}} = 0.636 I_{pk}$$

mientras que en función de $I_{rms}(\text{total})$ queda expresada por

$$I_{dc} = 0.9 \frac{E_{rms}}{R_{carga}} = 0.9 I_{rms}(\text{total})$$

La corriente continua total está provista por dos pares de rectificadores, de manera que la corriente media por cada rama rectificadora será

$$I_a = \frac{1}{2} I_{dc}$$

En forma totalmente análoga la corriente eficaz por cada rama rectificadora será

$$I_{rms} = \frac{I_{rms}(\text{total})}{\sqrt{2}} = \frac{I_{dc}}{0.9 \sqrt{2}} = 0.785 I_{dc}$$

Finalmente, la corriente pico por cada rama rectificadora queda expresada por

$$I_{pk} = \frac{E_{max}}{R_{carga}} = \frac{I_{dc}}{0.636} = 1.57 I_{dc}$$

Tensión de cresta de trabajo

La tensión eficaz total del secundario del transformador por rama está expresada como

$$E_T(\text{rms}) = \frac{E_{dc}}{0.9} = 1.11 E_{dc}$$

siendo entonces la tensión de cresta de trabajo

$$V_{Rw} = \sqrt{2} E_T(\text{rms}) = 1.57 E_{dc}$$

y en función de E_{rms}

$$V_{Rw} = \sqrt{2} E_{rms} = 1.414 E_{rms} = 1.414 E_T(\text{rms})$$

Régimenes del transformador

La corriente eficaz en el secundario del transformador está dada por

$$I_T(\text{rms}) = \sqrt{2} I_{rms} = 1.11 I_{dc}$$

y por ello el producto volt-amperes del secundario es

$$VA_s = E_T(\text{rms}) \cdot I_T(\text{rms}) = 1.23 E_{dc} \cdot I_{dc}$$

Si la relación de transformación primario a secundario es N_p/N_s , podemos expresar el producto VA del primario como

$$\begin{aligned} VA_p &= E_T(\text{rms}) \frac{N_p}{N_s} I_T(\text{rms}) \frac{N_s}{N_p} \\ &= E_T(\text{rms}) \cdot I_T(\text{rms}) = 1.23 E_{dc} \cdot I_{dc} \end{aligned}$$

El factor de utilidad U se define como la relación entre la potencia de salida y el régimen volt-amperes del transformador. Este factor indica cuán eficientemente es usado el bobinado del transformador en un circuito en particular. Para el circuito puente de onda completa:

$$\text{Factor de utilidad del secundario } U_s = \frac{E_{dc} \cdot I_{dc}}{VA_s} = 0.813$$

$$\text{Factor de utilidad del primario } U_p = \frac{E_{dc} \cdot I_{dc}}{VA_p} = 0.813$$

Porcentaje de ripple

Si se supone que las amplitudes de las armónicas de orden superior son pequeñas comparadas con la de la frecuencia fundamental f_r , entonces

$$V_R \% = \frac{\text{Tensión eficaz de ripple fundamental}}{E_{dc}} \times 100 = \frac{4}{3\pi} \frac{E_{max}}{\sqrt{2}} \times 100 = 47.2$$

Teniendo en cuenta la ecuación (1), la componente eficaz a la frecuencia fundamental (que para este circuito es el doble de la frecuencia de red) será

$$\frac{4}{3\pi} \frac{E_{max}}{\sqrt{2}}$$

y por lo tanto

$$V_R \% = \frac{\frac{4}{3\pi} \frac{E_{max}}{\sqrt{2}}}{\frac{2}{\pi} E_{max}} \times 100 = 47.2$$

CIRCUITOS MONOFÁSICOS CON FILTRO DE ENTRADA A CAPACITOR

En esta sección se discutirán los circuitos monofásicos de media onda, onda completa y dobladores de tensión.

Circuito de media onda

El circuito de media onda (figura 4) es el esquema de rectificación más simple que proporciona corriente de carga continua. En ausencia del capacitor C el rectificador entregará potencia a la carga durante el semiciclo positivo, y quedará bloqueado durante el semiciclo negativo. Esto implica que se tendrán valores discontinuos de tensión y corriente en la carga.

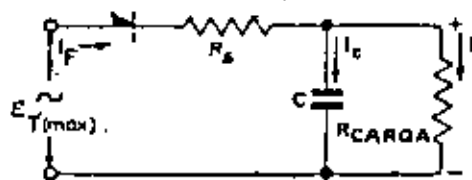


Fig. 4: Circuito monofásico de media onda

Con el capacitor C en el circuito, este elemento se carga al valor de cresta de la tensión aplicada en el primer semiciclo positivo. Cuando la tensión aplicada cae por debajo del valor de cresta, la tensión sobre el capacitor es superior a la tensión de entrada y por lo tanto el rectificador queda polarizado inversamente. En estas condiciones el capacitor se descarga sobre la resistencia de carga, hasta el momento en que la tensión aplicada excede nuevamente la tensión de C. En ese instante el rectificador queda polarizado directamente y vuelve a cargar al capacitor hasta el valor de cresta de la tensión aplicada. El rectificador deja entonces de con-

ducir —como se explicó previamente— y se repite el ciclo.

En la figura 5 se muestran las formas de onda idealizadas de corriente para este circuito, una vez alcanzado el régimen estacionario. En la práctica la corriente que circula por el rectificador no aumenta instantáneamente, debido a la constante de tiempo formada por el capacitor C, la resistencia interna de la fuente de C.A., la resistencia interna del rectificador y cualquier otra resistencia serie que pueda existir en el circuito.

El capacitor actúa almacenando energía durante el período en que el rectificador conduce. Por lo tanto, el valor de la corriente que circula por el rectificador será la suma de las corrientes del capacitor y de la carga.

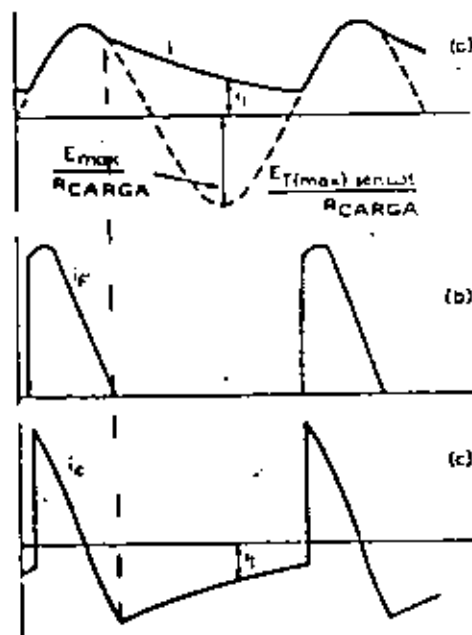


Fig. 5: Formas de onda para el circuito monofásico de media onda, una vez alcanzado el régimen estacionario.

- (a) corriente por la carga
- (b) corriente por el rectificador
- (c) corriente por el capacitor

El capacitor pierde parte de su carga durante el período en que el rectificador no conduce, puesto que se descarga a través de la resistencia de carga. En consecuencia, la corriente que circula por la carga durante este período será igual a la corriente I_c del capacitor. Debido a este fenómeno, la tensión sobre el capacitor no permanecerá constante, siendo el ripple de la misma frecuencia que la de la tensión alterna aplicada.

El resistor serie R_s se incluye en el circuito a fin de limitar el pico de corriente que circula por el rectificador durante el encendido (ver página 82 "corriente de pico inicial").

Rendimiento del circuito de media onda

La corriente de carga fluye desde el rectificador al capacitor en pulsos de gran amplitud. La frecuencia de ripple es la misma que la de la tensión aplicada, y por lo tanto debe emplearse un capacitor de filtro relativamente costoso para reducir la tensión de ripple a valores aceptables.

Si se utiliza un transformador para proveer la potencia necesaria para el funcionamiento del circuito, sólo circulará corriente por el secundario durante el periodo de conducción del rectificador, siendo la misma unidireccional. Por ello, el transformador deberá ser especificado para la máxima corriente eficaz que fluirá a través del rectificador.

La corriente unidireccional que circula por el secundario del transformador puede producir la saturación del núcleo, lo cual a su vez provocará un aumento de la corriente de magnetización y de las pérdidas por histéresis, y la aparición de armónicas en la tensión secundaria.

La regulación y la eficiencia de conversión del circuito son bajas. Si se emplea un transformador, también será bajo el factor de utilidad del mismo. Debido a todas estas desventajas, este circuito normalmente se emplea alimentado directamente desde la red —sin transformador— y en aquellos casos en que el costo es de mayor importancia que la eficiencia.

Circuito de onda completa

Existen dos tipos: el circuito puente rectificador de onda completa (fig. 6) y el circuito de onda completa con punto medio (fig. 7). El rendimiento de ambos es el mismo, con la salvedad de que al se emplean rectificadores con una determinada tensión de crista de trabajo, la tensión continua disponible a la salida de un circuito puente es el doble que la obtenible a partir de un circuito con transformador con punto medio. Las formas de onda de tensión y de corriente para ambos circuitos se muestran en la figura 8.

En el circuito puente de onda completa la tensión alterna aplicada es rectificadas por el puente, y la salida se filtra con un capacitor de manera similar a la descrita para el circuito de media onda. En este caso se obtiene un filtrado más eficiente puesto que el capacitor debe mantener la corriente de la carga durante un periodo más corto, y por lo tanto la variación de la tensión sobre el capacitor será menor. Esto implica que la tensión continua disponible a la salida será mayor que la obtenida con el circuito de media onda y que la tensión de ripple será menor. La frecuencia de ripple es el doble de la frecuencia de la tensión alterna aplicada.

El circuito con punto medio opera de manera similar. Los rectificadores conducen alternativamente, y por lo tanto la corriente fluye también alternativamente, a través de cada mitad del secundario del transformador. Los

rectificadores deben soportar una tensión de crista de trabajo igual al valor pico de la tensión aplicada sobre ambas mitades del secundario del transformador.

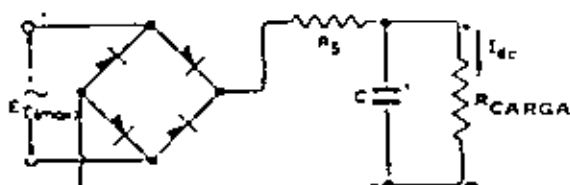


Fig. 6: Circuito puente monofásica de onda completa

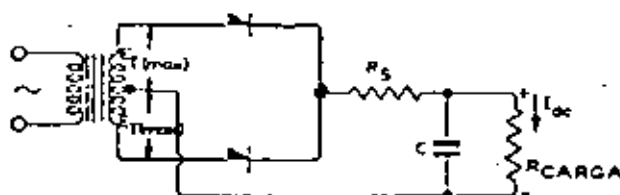


Fig. 7: Circuito monofásica de onda completa con punto medio (también conocido como bifásica de media onda)

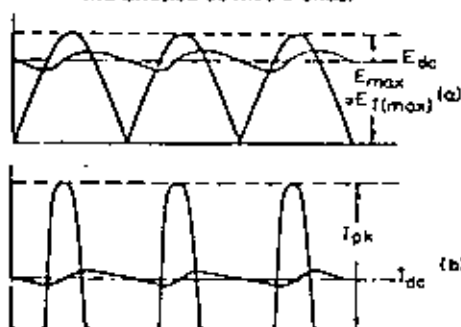


Fig. 8: Formas de onda para circuitos monofásicos de onda completa.
(a) tensión (b) corriente

Aplicación de los circuitos monofásicos de onda completa

La principal desventaja del circuito con punto medio es el costo del transformador. Este esquema nunca puede utilizarse sin un transformador, mientras que en ciertas circunstancias el circuito puente de onda completa puede ser alimentado directamente desde la red, si los rectificadores empleados están especificados para soportar la correspondiente tensión de crista de trabajo. Por

otra parte, partiendo del circuito con punto medio, es fácil obtener una fuente de C.C. de tres conductores con un único transformador.

El puente rectificador es el más ampliamente usado de los circuitos de onda completa. Se lo emplea generalmente en aquellos casos en que la tensión de salida deseada es aproximadamente igual a la tensión eficaz aplicada. El circuito de onda completa con punto medio se emplea en aplicaciones de baja tensión y baja potencia donde además se desea poca tensión de ripple.

TABLA 2

Comparación entre los circuitos monofásicos de onda completa

	Punto (Fig. 4)	Punto medio (Fig. 7)
N° de rectificadores	4	2
Frecuencia de ripple f_r	$f_r = 2f$	$f_r = 2f$
Amplitud de ripple	Pequeña comparada con el circuito de media onda	
Filtrado	Relativamente sencillo	
Tensión de cresta de trabajo	$E_{T(max)}$	$2E_{T(max)}$
Eficiencia de conversión	Relativamente alta, pero ligeramente inferior a la del circuito con punto medio, debido a la caída de tensión sobre el rectificador adicional.	Alta
Transformador	Bajo régimen VA del secundario del transformador	Alto régimen VA del secundario del transformador

Circuitos dobladores de tensión

Existen dos tipos: el simétrico y el circuito con terminal común.

Doblador de tensión simétrico

El doblador de tensión simétrico (Fig. 9) es esencialmente la combinación de dos circuitos rectificadores de media onda —con sus celdas de filtrado conectadas en serie— pero alimentados desde la misma fuente de C.A.

En la figura 10 se muestra la forma de onda de la tensión de salida resultante.

Cuando el punto (a) es positivo, la corriente que fluye a través de R_s y el rectificador A carga a C_1 , uno de cuyos terminales está conectado al punto (b). Cuando este punto se hace positivo se carga C_2 , y la circulación de corriente se verifica a través del rectificador B y R_s . Por lo tanto, cada capacitor se carga hasta el valor pico de la tensión aplicada. A su vez, los capacitores se descargan continuamente sobre la resistencia de carga, y actúan también como elementos de filtrado. Por todo lo anteriormente expuesto, la tensión de salida tenderá al doble del valor pico de la tensión aplicada, pero nunca alcanzará este nivel a menos que se desconecte R_{CARGA} .

Los rectificadores empleados deben ser capaces de soportar —en polarización inversa— el doble del valor pico de la tensión aplicada mientras que los capacitores deberán especificarse con una tensión de aislación por lo menos igual al valor pico de la tensión de entrada. Finalmente, la frecuencia de ripple del circuito será el doble de la correspondiente a la tensión aplicada.

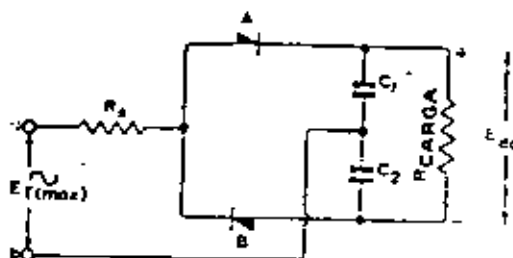


Fig. 9: Circuito doblador de tensión simétrico.

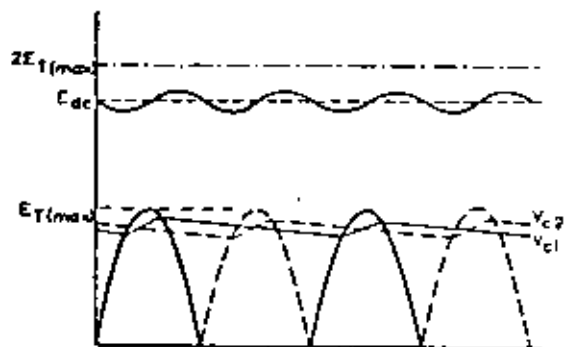


Fig. 10: Forma de onda de la tensión de salida para el doblador de tensión simétrico.

Doblador de tensión con terminal común

El doblador de tensión con terminal común se muestra en la figura 11, mientras que la correspondiente forma de onda de la tensión de salida se muestra en la figura 12.

Durante el primer semiciclo negativo de la tensión aplicada, C_1 se carga —a través del rectificador A—

hasta la tensión pico $E_T(\max)$. Durante el siguiente semiciclo positivo, la tensión desarrollada sobre C_1 queda en serie con la tensión aplicada, y por ello C_2 se carga hasta el nivel $2E_T(\max)$ a través del rectificador B. El capacitor C_1 pierde parte de su carga durante este proceso, pero se carga nuevamente hasta la tensión $E_T(\max)$ durante el siguiente semiciclo negativo, con lo cual se repite toda la operación.

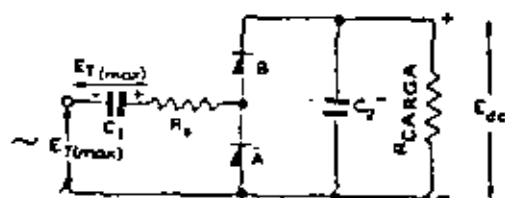


Fig. 11: Circuito doblador de tensión con terminal común.

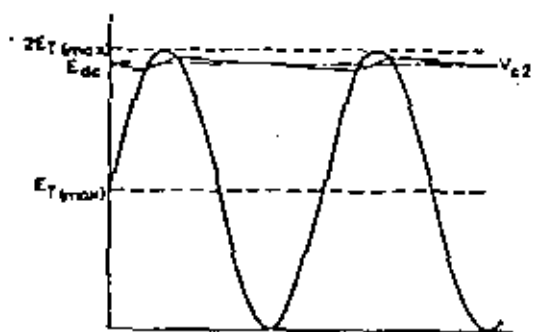


Fig. 12: Forma de onda de la tensión de salida para el doblador de tensión con terminal común.

La tensión sobre C_2 no permanece constante en el valor $2E_T(\max)$, puesto que este capacitor se descarga a través de R_{CARGA} durante el semiciclo en que el rectificador B no conduce. La frecuencia de ripple es la misma que la de la tensión aplicada. Tanto el capacitor C_2 como los rectificadores empleados deberán soportar tensiones del orden del doble del valor pico de la tensión aplicada.

Aplicando un razonamiento similar es relativamente sencillo construir un triplicador o cuadruplicador de tensión, o cualquier circuito en el cual la tensión de salida sea múltiple de la tensión pico aplicada. Los aspectos fundamentales a tener en cuenta son (a) la máxima tensión de cresta de trabajo que deben soportar los rectificadores, y (b) los regímenes de tensión de los capacitores.

Aplicación de los circuitos dobladores de tensión

Es evidente la utilidad de un circuito rectificador capaz de suministrar una tensión continua superior al

TABLA 3

Comparación entre los circuitos dobladores de tensión monofásicos

	Simétrico	Terminal común
Tensión de cresta de trabajo	$2E_T(\max)$	$2E_T(\max)$
Frecuencia de ripple f_r	$f_r = 2f$	$f_r = f$
Regímenes de los capacitores	Los regímenes de C_1 y C_2 deben ser iguales a la tensión pico aplicada.	El régimen de C_1 debe ser igual a la tensión pico aplicada, y el de C_2 igual al doble de dicha tensión. C_1 debe especificarse para soportar la corriente de carga eficaz.
Regulación	Pobre, pero mejor que para el doblado con terminal común.	Pobre

valor pico de la tensión alterna aplicada. Estos circuitos pueden emplearse, por ejemplo, para proveer la alta tensión necesaria para el funcionamiento de los tubos para rayos X y osciloscopios.

En el doblador de tensión con terminal común, el capacitor de salida se carga hasta una tensión igual a la suma de la tensión desarrollada sobre C_1 y el valor pico positivo de la tensión aplicada.

Es por ello que este circuito puede emplearse como indicador del valor pico a pico de formas de onda asimétricas, si se provee además de alguna forma de medir la tensión continua de salida sin apreciable drenaje de corriente.

La corriente continua que puede suministrar el doblador de tensión con terminal común está limitada por el hecho de que por C_1 circulará la corriente de carga eficaz que fluye a través del rectificador B.

PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE CIRCUITOS MONOFÁSICOS CON FILTRO DE ENTRADA A CAPACITOR

Los circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor han sido investigados analíticamente por Wal-

delich, Roberts y muchos otros; y gráficamente por Schade. Ambos métodos de análisis son largos y complicados, pero afortunadamente conducen a resultados de simple utilización. Los análisis mencionados anteriormente fueron originalmente efectuados para diodos de alto vacío y de vapor de mercurio, pero también son válidos para rectificadores de silicio con pocas —o ninguna— modificaciones.

Los análisis gráficos efectuados por Schade han probado en la práctica que conducen a resultados suficientemente exactos, y además que el procedimiento de diseño derivado de ellos es el más simple, por lo cual ha sido tomado como base para el desarrollo que sigue.

La caída de tensión directa sobre el rectificador de silicio es pequeña, y varía ligeramente en función de la corriente directa.

El aumento de la caída de tensión directa puede despreciarse sin perder la exactitud de los cálculos, debido a que en la mayoría de los circuitos representa un porcentaje muy bajo respecto de la tensión de salida. Por ello, a los efectos del diseño la caída de tensión directa puede tomarse como aquella que ocurre en el rectificador cuando a través del mismo circula la máxima corriente media requerida.

Factores a considerar

Al diseñar cualquier circuito rectificador es necesario verificar que no se sobrepasen los regímenes publicados para el rectificador. Las características principales que deben tomarse en cuenta en los circuitos con filtro de entrada a capacitor son:

- (1) Régimen de máxima tensión de cresta de trabajo del rectificador.
- (2) Corriente pico inicial que circula a través del rectificador durante el encendido.
- (3) Corriente pico repetitiva que circula a través del rectificador.
- (4) Corriente de ripple a través del capacitor.

Máxima tensión de cresta de trabajo

Cuando se aplica una tensión alterna, el rectificador deberá soportar la tensión de cresta de trabajo para la cual está especificado. También deberá soportar la tensión pico transitoria —generalmente mayor que la tensión de cresta de trabajo— si se aplican transitorios de tensión al circuito. Tales transitorios ocurren en la red, y el diseñador deberá verificar que los rectificadores a emplear estén en condiciones de soportar aquellos transitorios de tensión cuya ocurrencia sea probable. Además, puede emplearse un circuito de amortiguación R-C serie para proteger parcialmente a los rectificadores

frente a este fenómeno. Los valores de R y C se calcularán de acuerdo a la información proporcionada por los datos publicados para el rectificador.

Al considerar los regímenes del rectificador, será necesario también tomar en cuenta las fluctuaciones de la tensión alterna aplicada, como así también la distorsión de la forma de onda de entrada debido a las armónicas.

Corriente de pico inicial

Al emplear un filtro de entrada a capacitor, será inevitable el flujo de grandes corrientes en el instante inicial de encendido. Esto se debe a que en principio el capacitor se hallará descargado y la carga presentada al rectificador será efectivamente un cortocircuito. En estas condiciones, la corriente que circula por el rectificador quedará limitada exclusivamente por la resistencia presentada por la fuente de C.A. La corriente pico deberá mantenerse por debajo del valor especificado para el rectificador, puesto que ello evitará su destrucción.

Sin embargo, la resistencia de la fuente de C.A. no deberá ser demasiado grande porque provocaría una pérdida de eficiencia y un empeoramiento de la regulación, debido a la caída de tensión que se desarrolla sobre dicha resistencia.

Corriente de pico repetitiva

La corriente pico repetitiva fluye a través del rectificador cada vez que éste conduce. El valor de esta corriente dependerá del valor del capacitor de filtrado. Por ello, una mejora en el filtrado —aumentando C— provocará una reducción en el ángulo de conducción del rectificador y el consiguiente aumento en la corriente pico repetitiva. Esta corriente pico repetitiva deberá ser limitada debajo de un valor especificado, a fin de evitar la destrucción del rectificador, o bien la disminución de su vida útil.

Corriente de ripple

El capacitor empleado en el circuito deberá ser especificado de tal modo que pueda soportar la corriente de ripple que circulará a través del mismo. La corriente eficaz total $\{I_{C(rms)}\}$ que pasará por el capacitor de filtrado puede calcularse partiendo de la corriente eficaz que circulará a través de cada rectificador I_{rm} , y la corriente continua de salida I_{dc} .

Para los circuitos monofásicos de media onda y dobladores de tensión tendremos

$$I_{C(rms)} = \sqrt{I_{rm}^2 - I_{dc}^2} \quad (2)$$

En los circuitos rectificadores de onda completa fluye la mitad de la corriente eficaz total por cada rectificador, y por lo tanto será

$$I_c(rms) = \sqrt{(2I_{ms}^2 - I_{dc}^2)} \quad (3)$$

A partir de las consideraciones anteriores queda claro que los circuitos rectificadores que emplean capacitores de filtro estarán limitados en cuanto a su capacidad de manejo de corriente.

DISEÑO GRAFICO DE LOS CIRCUITOS QUE EMPLEAN FILTROS DE ENTRADA A CAPACITOR

En las figuras 13 a 18 se presenta la solución gráfica de un circuito rectificador con filtro de entrada a capacitor, tal como fue propuesto por Schade. La resistencia pico R_s introducida por Schade para considerar

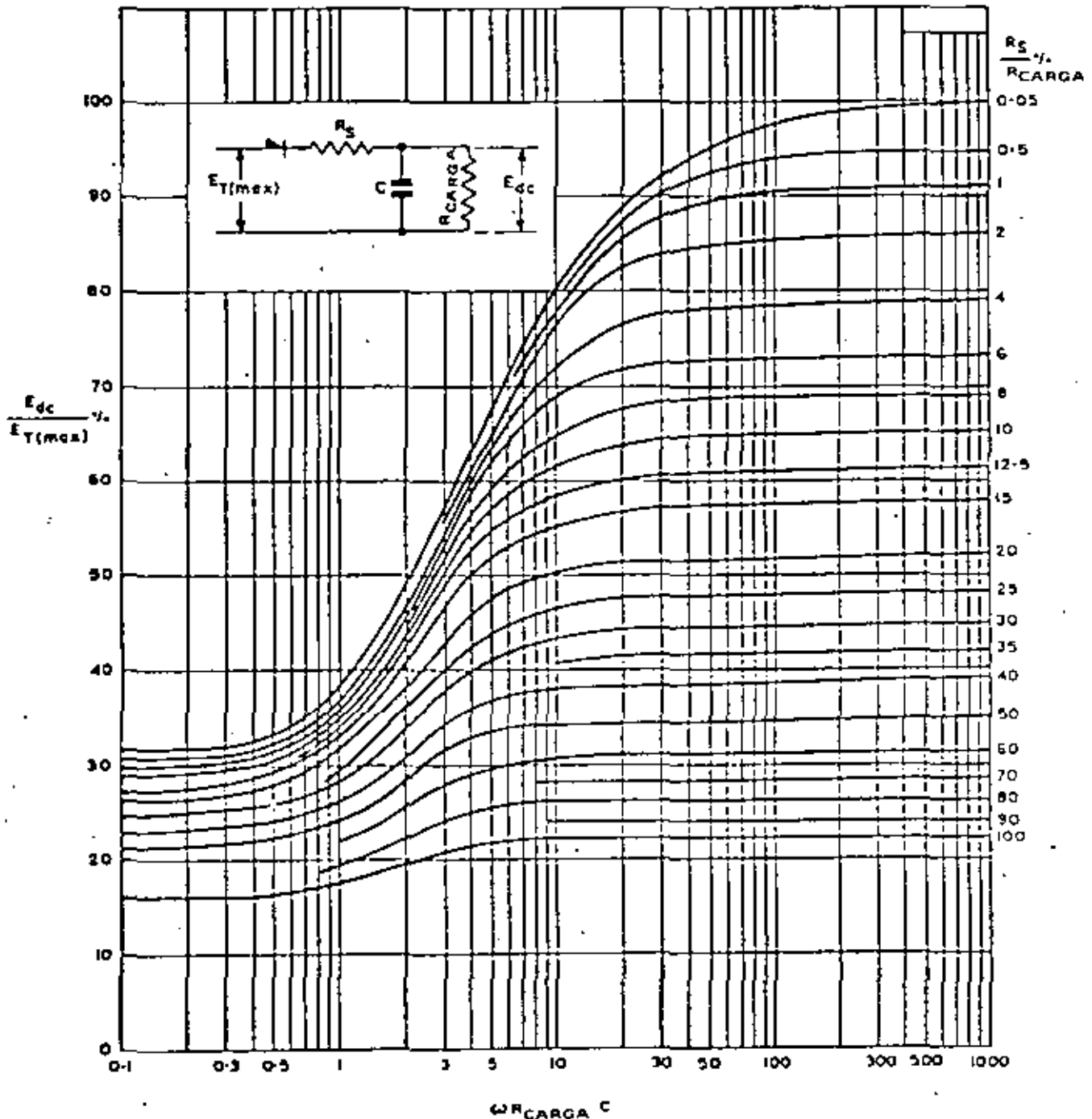


Fig. 13: $E_{dc}/E_T(max) \%$ en función de $\omega R_{CARGA} C$ para los circuitos de media onda. Con f , y R_{CARGA} en Ω $\omega = 2\pi f$

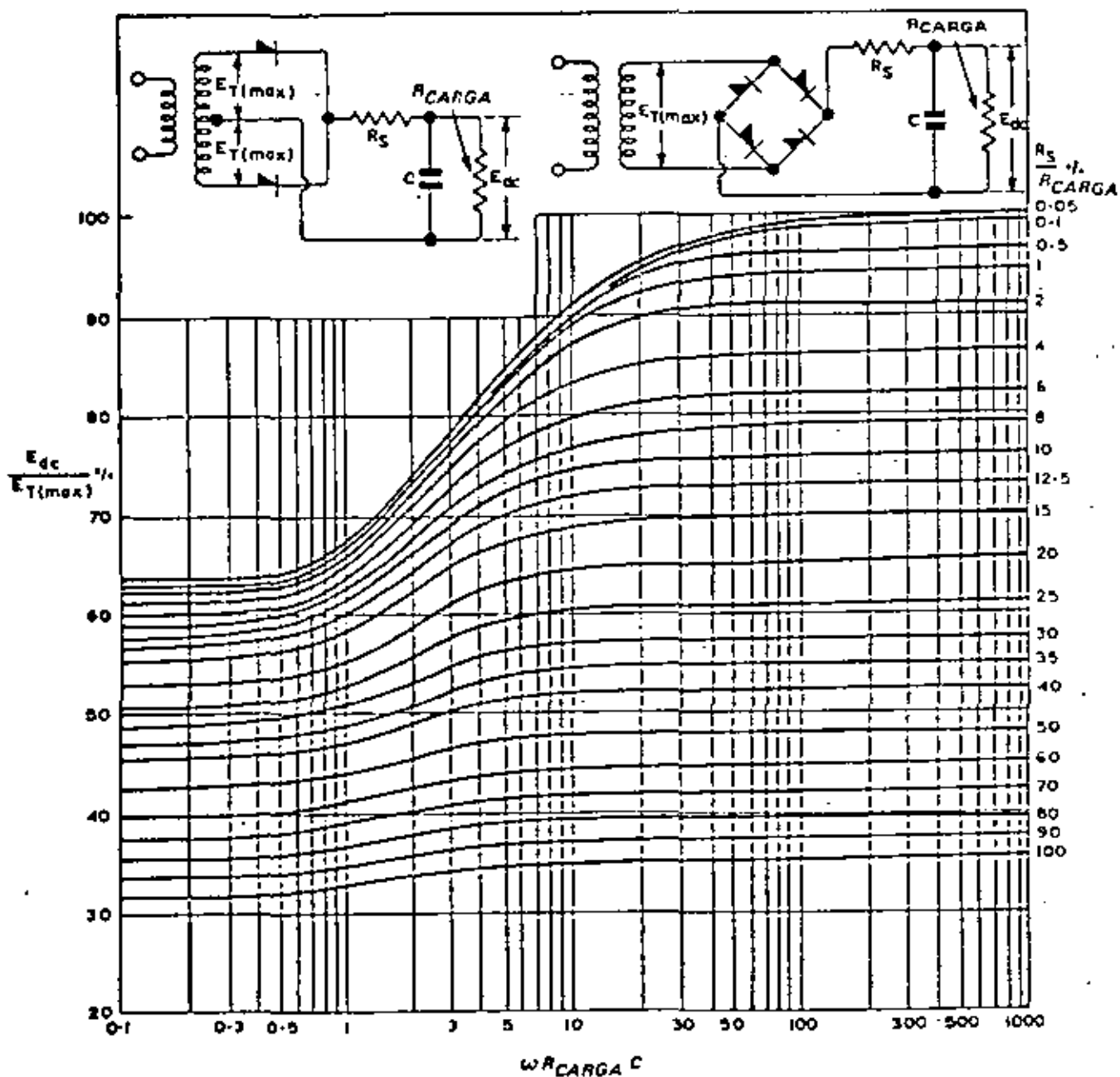


Fig. 14: $E_{dc}/E_T(\max) \%$ en función de $\omega R_{CARGA} C$
 para los circuitos de onda completa.
 Con F y R_{CARGA} en Ω $\omega = 2\pi f$

la resistencia pico de la válvula, ha sido reemplazada por la resistencia de fuente R_s , que incluye las resistencias del bobinado del transformador y la del rectificador, y la resistencia serie agregada para limitar la corriente pico inicial del rectificador.

Las figuras 13, 14, y 15 proporcionan la relación de conversión $E_{dc}/E_T(\max)$ en función de $\omega R_{CARGA} C$ para los circuitos de media onda, onda completa y dobladores de

tensión respectivamente. Esta relación de conversión depende del valor de $(R_s/R_{CARGA} \%)$. Para obtener una operación confiable, el valor de $\omega R_{CARGA} C$ debe ser seleccionado de modo tal que permita la operación en la porción plana de las curvas.

La figura 16 indica el valor mínimo de $\omega R_{CARGA} C$ que debe emplearse para reducir al porcentaje de ripple a valores razonables.

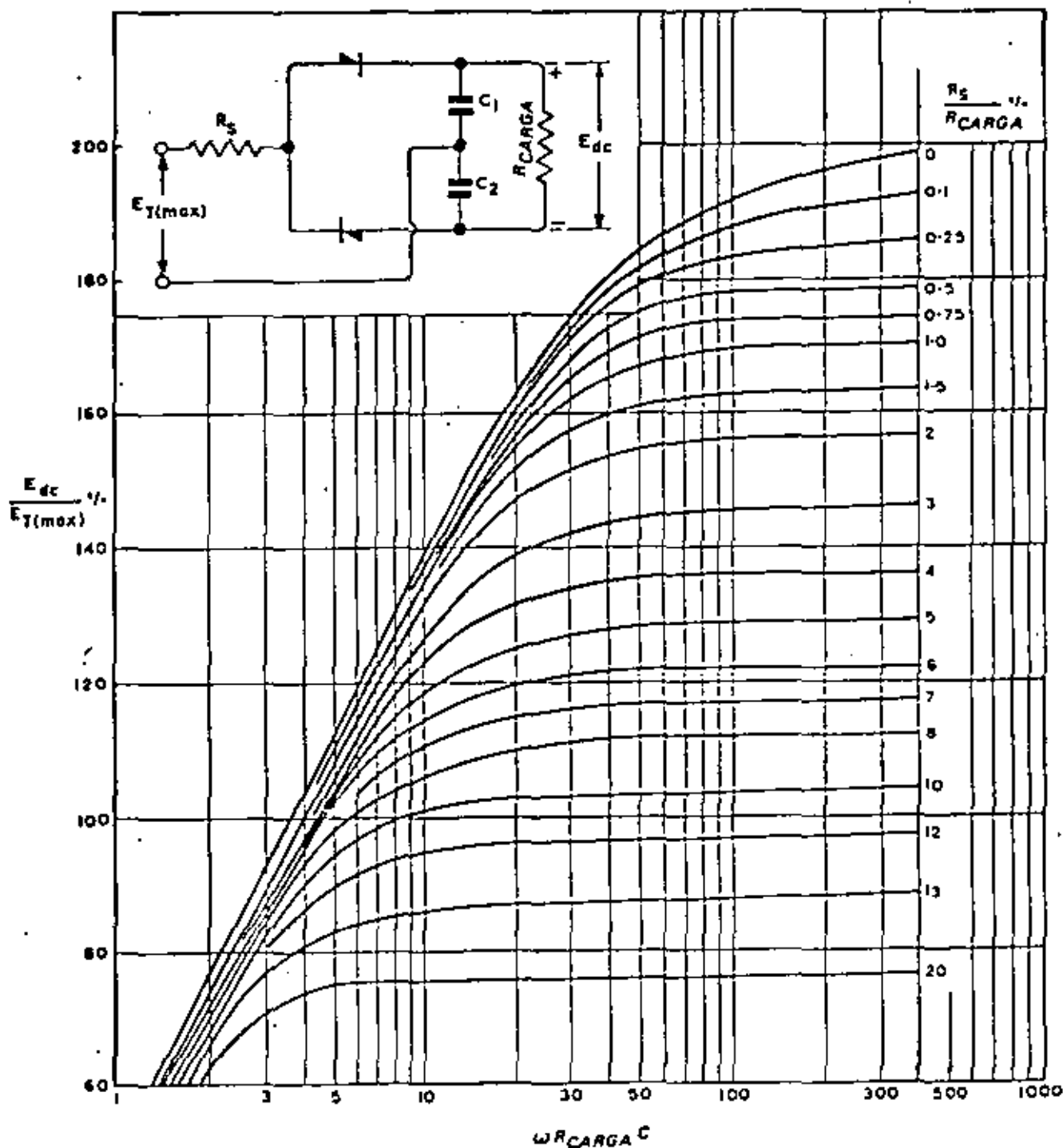


Fig. 15: $E_{dc}/E_T(\text{max}) \%$ en función de $\omega R_{\text{CARGA}} C$ para los circuitos dobladores de tensión. Con f , y R_{CARGA} en Ω . $\omega = 2\pi f$

Las figuras 17 y 18 dan respectivamente la relación entre la corriente eficaz del rectificador y la corriente media por rectificador; y la relación entre la corriente pico repetitiva del rectificador y la corriente media por rectificador, estando ambas relaciones dibujadas en fun-

ción de $n \omega R_{\text{CARGA}} C$. Estas relaciones dependen del valor de $R_s/n R_{\text{CARGA}} \%$.

En el procedimiento de diseño no ha sido tomada en cuenta la reactancia parásita del transformador. Sin em-

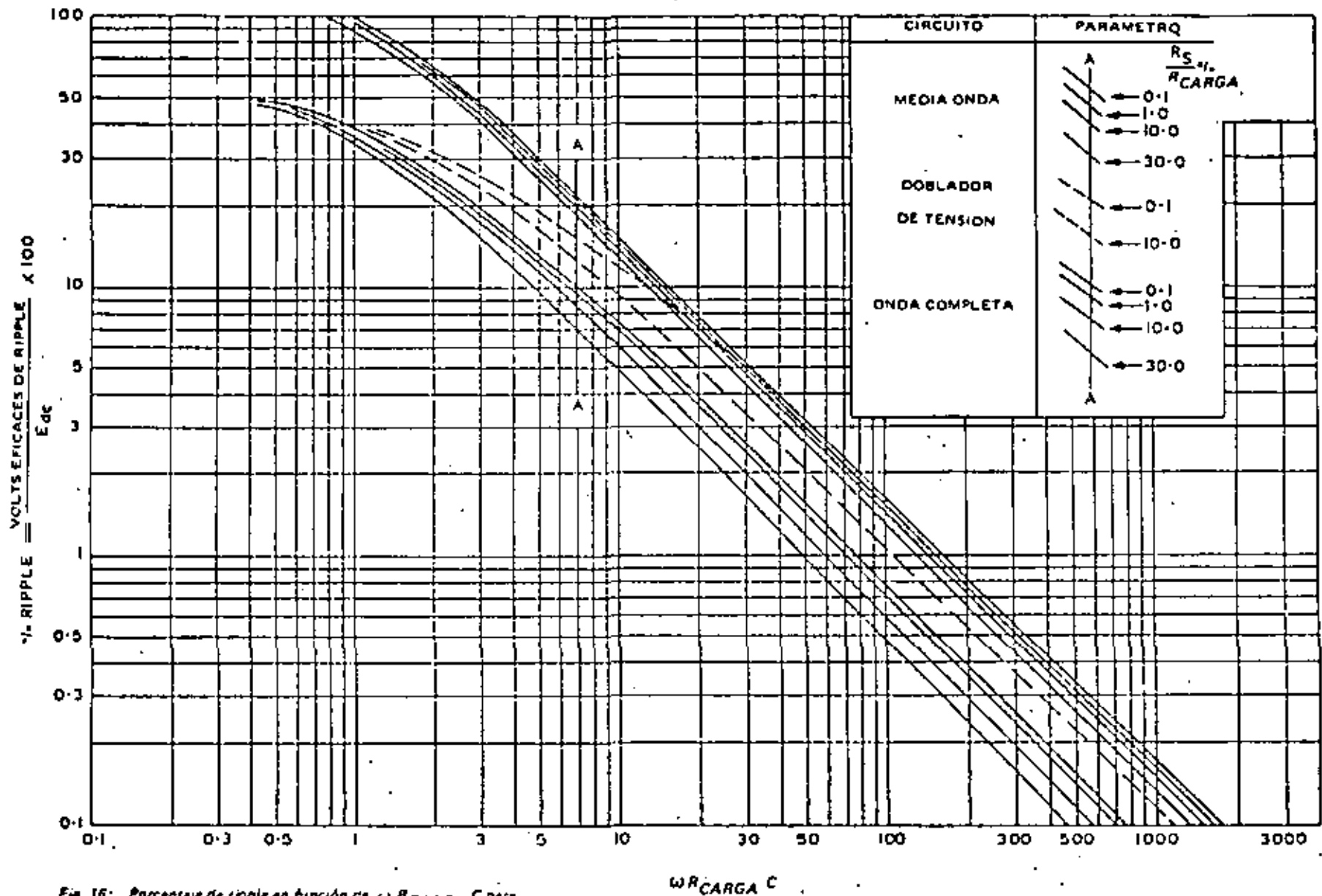


Fig. 16: Porcentaje de ripple en función de $\omega R_{CARGA} C$ para

el filtro de entrada a capacitor

Con F , y R_{CARGA} en Ω

$\omega = 2\pi f$

f = frecuencia de línea

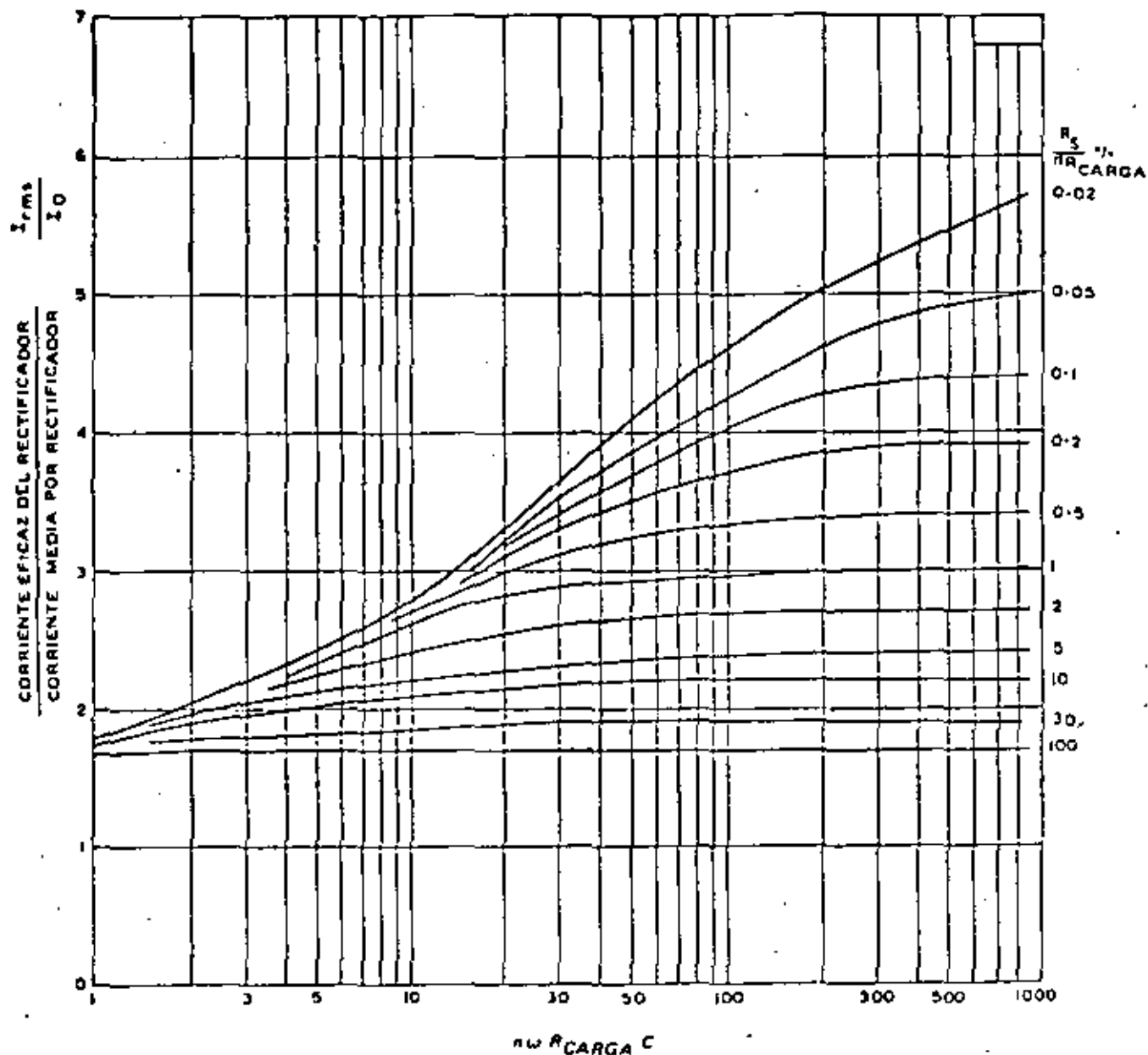


Fig. 17: Relación entre la corriente eficaz del rectificador y la corriente media por rectificador, en función de $n \omega R_{CARGA} C$.

Con F_r y R_{CARGA} en Ω

$n = 1$ para media onda

$n = 2$ para onda completa

$n = 0.5$ para doblador de tensión.

bargo, este parámetro tiende a reducir la corriente pico del rectificador, y por lo tanto ayuda a la limitación de la misma.

Procedimiento de diseño

Para el diseño de circuitos rectificadores monofásicos con filtro de entrada a capacitor, se recomienda el siguiente procedimiento:

- (1) Determinar el valor de R_{CARGA} .
- (2) Adoptar un valor para R_s (generalmente entre el 1 y el 10 % de R_{CARGA}).
- (3) Calcular R_s/R_{CARGA} %.
- (4) A partir del gráfico que muestra el porcentaje de ripple en función de $\omega R_{CARGA} C$ (Fig. 16), determinar el valor de $\omega R_{CARGA} C$ necesario para reducir el ripple al valor deseado, teniendo en

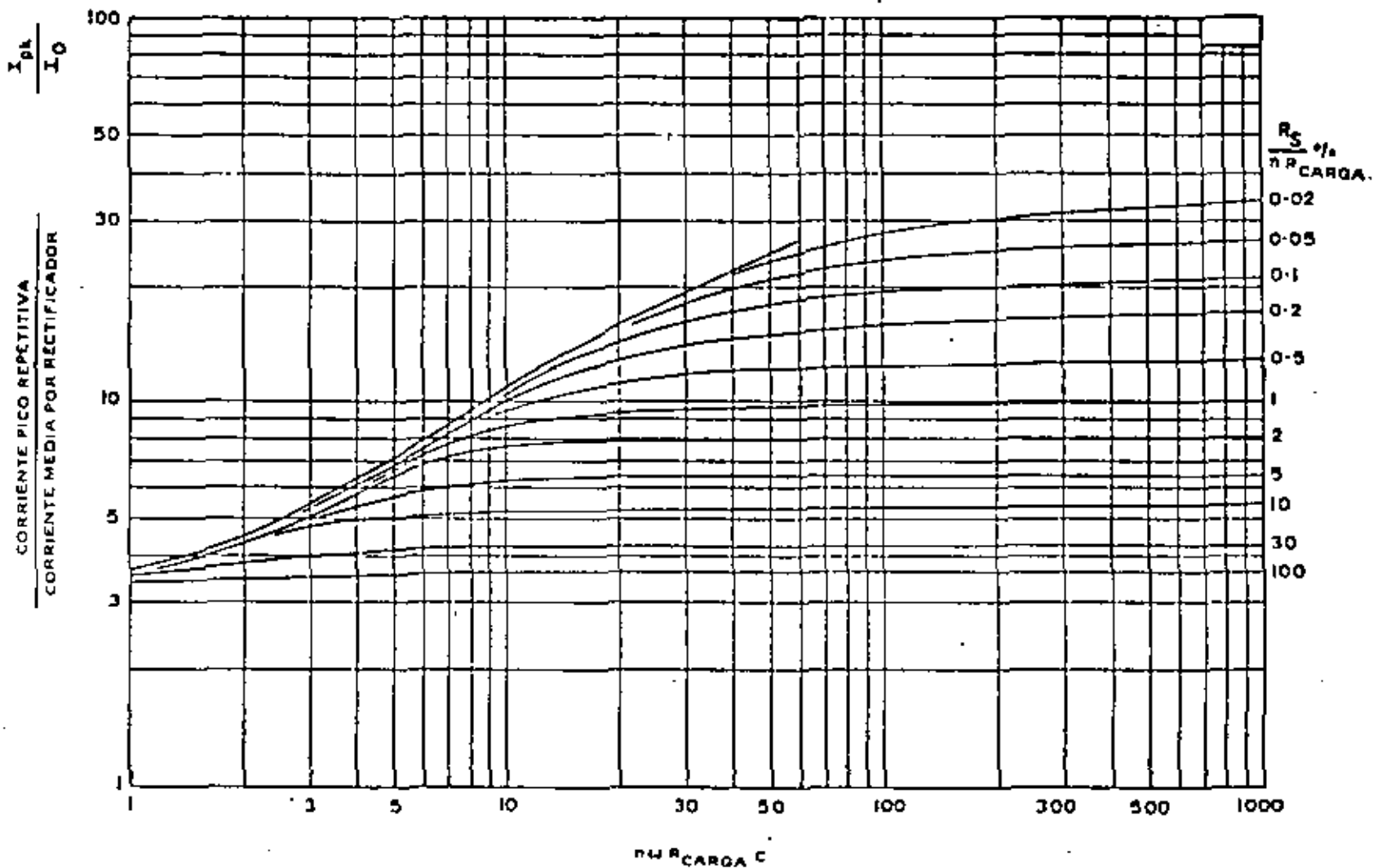


Fig. 18: Relación entre la corriente pico repetitiva y la corriente media por rectificador, en función de $n R_{CARGA} C$.

Cen f , y R_{CARGA} en Ω $\omega = 2\pi f$
 n = frecuencia de línea
 n = 1 para media onda
 n = 2 para onda completa
 n = 0.5 para doblador de tensión

cuenta el valor de R_s/R_{CARGA} % determinado en (3). Calcular el valor de C requerido.

- (5) De las curvas que dan $E_{dc}/E_T(I_{max})$ % en función de $\omega R_{CARGA} C$ para el circuito considerado (Fig. 13, 14 ó 15), determinar la relación de conversión para el valor de $\omega R_{CARGA} C$ hallado en (4) y R_s/R_{CARGA} % hallado en (3).
- (6) Determinar los valores de $E_T(I_{max})$ y $E_T(I_{min})$ que deben aplicarse al circuito, utilizando los datos encontrados en (5).
- (7) Determinar la tensión de cresta de trabajo que deben soportar los rectificadores.
- (8) Determinar, a partir de la figura 17, el valor de la corriente eficaz por rectificador.
- (9) Elegir los rectificadores a emplear.
- (10) Verificar la corriente pico repetitiva por rectificador, a partir de la figura 18.
- (11) Verificar la corriente inicial de encendido I_{on} dada por $E_T(I_{max})/R_s$. Si el valor obtenido excede al especificado para el rectificador, deberá incrementarse R_s y repetir el procedimiento de diseño.
- (12) Diseñar el transformador y ajustar en consecuencia el valor de R_s , tomando en cuenta la resistencia del transformador y la resistencia directa del diodo para la corriente media de operación.
- (13) Verificar la corriente eficaz de ripple que circulará por el capacitor.
- (14) Diseñar el circuito de amortiguación R-C tal como sea recomendado en la información publicada para el rectificador.
- (15) Determinar las dimensiones del disipador necesario para permitir la operación de los rectificadores a la temperatura deseada (emplear los datos publicados para el rectificador elegido).

Ejemplo de diseño

En la Tabla 4 se muestra el diseño de los cuatro tipos de circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor. En todos los casos se ha seguido el procedimiento descrito anteriormente.

Círculo de amortiguación R-C

El circuito de amortiguación R-C para los cuatro ejemplos descritos puede diseñarse mediante el procedimiento que se detalla a continuación. Puede conectarse tanto al primario como al secundario del transformador (ver datos del BYZ10).

Los componentes del circuito de amortiguación determinados por las expresiones que se darán más abajo son

adecuados para reducir los transitorios de tensión a valores menores que $2V_{RWM}$. Consideremos el circuito puente rectificador de onda completa. Si el circuito de amortiguación se conecta al primario del transformador, entonces

$$C_1 = 200 \frac{I_{mag}}{V} \mu F \text{ y } R_1 = \frac{150}{C_1} \Omega$$

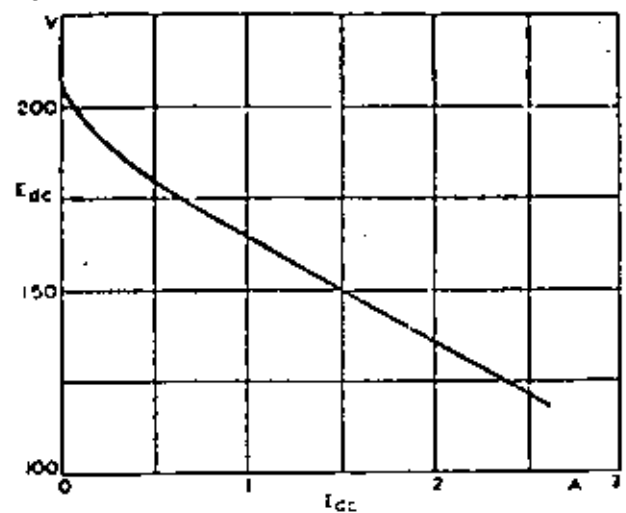


Fig. 19: Regulación de tensión del circuito monofásico de media onda con filtro de entrada a capacitor.

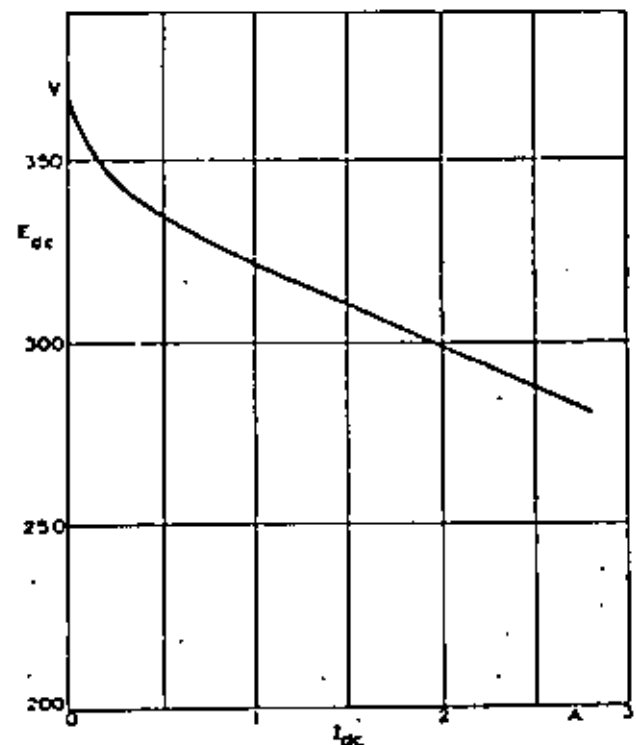


Fig. 20: Regulación de tensión del circuito puente monofásico de onda completa con filtro de entrada a capacitor.

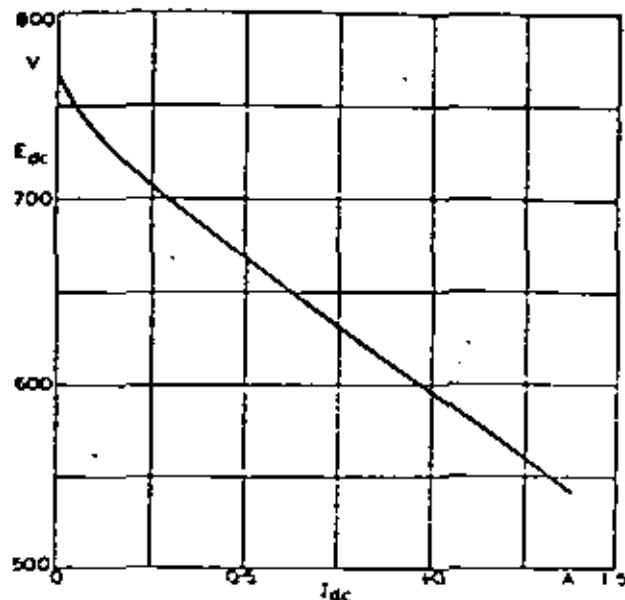
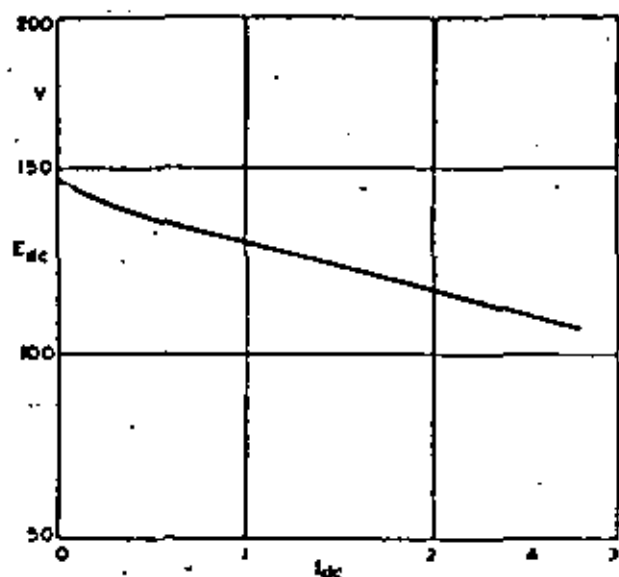


Fig. 21: Regulación de tensión del circuito monofásico con punto medio, y filtro de entrada a capacitor.

Fig. 22: Regulación de tensión del circuito monofásico doblador de tensión con filtro de entrada a capacitor.

TABLA 4

Ejemplos de diseño para circuitos monofásicos con filtro de entrada a capacitor

Circuito rectificador

	Media onda	Puente de onda completa	Onda completa con punto medio	Doblador de tensión
Requisitos				
E_{dc}	150V	300V	120V	600V
I_{dc}	1.5A	2.0A	2.0A	1.0A
V_R % ripple	< 1%	< 1%	< 1.3%	< 1%
f	50c/s	50c/s	50c/s	50c/s
Solution				
(1) Resistencia de carga $R_{CARGA} = E_{dc}/I_{dc}$	100Ω	150Ω	60Ω	600Ω
(2) Adoptando la resistencia de fuente R_s igual a	6Ω	9Ω	3.6Ω	12Ω
(3) R_s/R_{CARGA} %	6%	6%	6%	2%
(4) Valor de $\omega R_{CARGA} C$ - Fig. 16	150	66	50	≈ 150
$C = \frac{(\omega R_{CARGA} C)}{2 \times 50 R_{CARGA}}$	4780μF	1400μF	2660μF	795μF
Valor práctico de C	5000μF	1800μF	3000μF	1000μF
Nuevo valor de $\omega R_{CARGA} C$	157	85	56.5	188
(5) Relación de conversión E_{dc}/E_T (max) usando % R_s/R_{CARGA} obtenido en (3) y el nuevo valor de $\omega R_{CARGA} C$ hallado en (4)	De Fig. 13 0.73	De Fig. 14 0.82	De Fig. 14 0.82	De Fig. 15 1.56
(6) $E_{T(max)} = \frac{E_{dc}}{\text{Relación de conversión}}$	205V	365V	146.5V	385V
$E_{rms} = \frac{E_{T(max)}}{\sqrt{2}}$	145V	258V	103.5V	272V

TABLA 4

Continuación

	Circuito rectificador			
	Medio onda	Fuente de onda completa	Onda completa con punto medio	Doblador de tensión
(7) Tensión de cresta de trabajo que deben soportar los rectificadores	205V	366V	293V	710V
(8) corriente eficaz por rectificador I_{rms} , de la Fig. 17, para $n\omega R_{CARGA} C$ $R_s/n R_{CARGA} \%$ I_{rms}/I_0 Corriente media por rectificador: I_0 por lo tanto I_{rms}	157 6% 2.34 1.5A 3.31A	170 3% 2.6 1.0A 2.6A	113 3% 2.6 1.0A 2.6A	94 4% 2.5 1.0A 2.5A
(9) Rectificadores adecuados, con margen para transitorios	BYZ12	BYZ10	BYZ11	2 x BYZ10 en serie
(10) Tomando los valores de $n\omega R_{CARGA} C$ y $R_s/n R_{CARGA} \%$ de (B); y empleando la Fig. 18, resulta I_{pk}/I_0 Por lo tanto I_{pk}	6.2 9.3A	7.5 7.5A	7.5 7.5A	6.9 6.9A
(11) Corriente inicial de encendido I_{0n} $E_T(max)/R_s$ Comparar este valor con el régimen de sobre corriente de los rectificadores elegidos.	34.2A	40.7A	41.2A	32A
(12) Diseño del transformador Para tensión de red de 230 V, la relación de transformación primario a secundario es $N = 230/E_T(rms)$ Si la resistencia del arrollamiento primario es r_p y la resistencia del secundario es r_s entonces la resistencia del transformador referida al secundario es $r_p + (r_p/N^2)$ Caída de tensión V_D sobre el rectificador a la corriente media I_0 por lo tanto, la resistencia del rectificador en el circuito a la corriente media es $r_r = V_D/I_0$ Resistencia total en el circuito secundario $= r_p + (r_p/N^2) + r_s = r_{tot}$ La resistencia serie externa debe ser $R_s = r_{tot}$ Adoptamos $R_s = r_{tot}$ Corriente eficaz del secundario $I_T(rms)$ Tensión eficaz del secundario $E_T(rms)$ Régimen VA del secundario $VA_s = E_T(rms) \cdot I_T(rms)$ Régimen de potencia del resistor serie	1.585 1.5Ω 2.0Ω 2.6Ω 1.0V 0.67Ω 3.27Ω 2.73Ω 3.0Ω 3.51A 145V 508VA 37W	0.892 1.6Ω 2.0Ω 4.0Ω 0.95V 2 x 0.95Ω 3.9Ω 3.1Ω 3.0Ω $\sqrt{2} \times 2.6 = 3.68A$ 258V 950VA 40.6W	2.22 (medio secundario) 1.6Ω 1.2Ω (medio secundario) 1.5Ω 0.95V 0.95Ω 2.45Ω 1.15Ω 1.0Ω 2.6A (medio secundario) 103.5V 269 + 269VA 13.6W	0.845 1.5Ω 2.0Ω 4.1Ω 0.95V 2 x 0.95Ω 6.0Ω 6.0Ω 6.0Ω $\sqrt{2} \times 2.5 = 3.55A$ 272V 963VA 75W
(13) Corriente eficaz de ripple $I_c(rms)$	3.18A (Ec. 2)	3.54A (Ec. 3)	3.09A (Ec. 3)	2.29A (Ec. 2)

TABLA 1

RENDIMIENTO DE LOS CIRCUITOS RECTIFICADORES IDEALIZADOS

	Monofásicos			Trifásicos			
	Media onda	Onda completa con punto medio	Puente onda completa	Media onda	Puente de onda completa	Punto medio	Doble estrella
Tipo de circuito rectificador							
Tensión de entrada secundaria por fase							
Tensión de salida sobre a-b							
Número de pulsos (N) de tensión de salida por ciclo	1	2	2	3	6	6	6
TENSION DE SALIDA.							
E_{dc} en función de la E_{ef} de entrada por fase $E_{T(rms)}$	$0.45E_{T(rms)}$	$0.90E_{T(rms)}$	$0.90E_{T(rms)}$	$1.17E_{T(rms)}$	$2.34E_{T(rms)}$	$1.35E_{T(rms)}$	$1.17E_{T(rms)}$
E_{dc} en función de la tensión eficaz de salida E_{rms}	$0.636E_{rms}$	$0.90E_{rms}$	$0.90E_{rms}$	$0.98E_{rms}$	E_{rms}	E_{rms}	E_{rms}
E_{dc} en función de la tensión pico de salida E_{max}	$0.318E_{max}$	$0.636E_{max}$	$0.636E_{max}$	$0.826E_{max}$	$0.955E_{max}$	$0.955E_{max}$	$0.955E_{max}$
Tensión pico de salida E_{max} en función de E_{dc}	$1.57E_{dc}$	$1.11E_{dc}$	$1.11E_{dc}$	$1.02E_{dc}$	$1.00E_{dc}$	$1.00E_{dc}$	$1.00E_{dc}$
Tensión eficaz de salida E_{rms} en función de E_{dc}	$1.41E_{dc}$	$1.57E_{dc}$	$1.57E_{dc}$	$1.21E_{dc}$	$1.05E_{dc}$	$1.05E_{dc}$	$1.05E_{dc}$

CORRIENTE DE SALIDA								
Corriente media I_0 por rama rectificadora		I_{dc}	$0.5I_{dc}$	$0.5I_{dc}$	$0.33I_{dc}$	$0.33I_{dc}$	$0.167I_{dc}$	$0.167I_{dc}$
I_{rms} por rama rectificadora	R	$1.57I_{dc}$	$0.785I_{dc}$	$0.785I_{dc}$	$0.588I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.408I_{dc}$	$0.293I_{dc}$
	L		$0.707I_{dc}$	$0.707I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.408I_{dc}$	$0.289I_{dc}$
I_{pk} por rama rectificadora	R	$3.14I_{dc}$	$1.57I_{dc}$	$1.57I_{dc}$	$1.21I_{dc}$	$1.05I_{dc}$	$1.05I_{dc}$	$0.525I_{dc}$
	L		I_{dc}	I_{dc}	I_{dc}	I_{dc}	I_{dc}	$0.5I_{dc}$
REGIMENES DEL TRANSFORMADOR								
Tensión eficaz secundaria por rama del transformador E_T (rms)		$2.22E_{dc}$	$1.11E_{dc}$ (a punto medio)	$1.11E_{dc}$ (total)	$0.855E_{dc}$ (a neutral)	$0.428E_{dc}$ (a neutral)	$0.74E_{dc}$ (a neutral)	$0.855E_{dc}$ (a neutral)
Corriente eficaz secundaria por rama del transformador I_T (rms)	R	$1.57I_{dc}$	$0.785I_{dc}$	$1.11I_{dc}$	$0.588I_{dc}$	$0.816I_{dc}$	$0.408I_{dc}$	$0.293I_{dc}$
	L		$0.707I_{dc}$	I_{dc}	$0.577I_{dc}$	$0.816I_{dc}$	$0.408I_{dc}$	$0.289I_{dc}$
Volt-Amp del secundario VA_s	R	$3.48E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.74E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.23E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.50E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05I_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.81E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.50E_{dc} \cdot I_{dc}$
	L		$1.57E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.11E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.48E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05I_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.81E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.48I_{dc} \cdot I_{dc}$
Factor de utilidad del secundario	R	0.287	0.574	0.813	0.666	0.95	0.552	0.666
	L		0.636	0.90	0.675	0.95	0.552	0.675
Tensión primaria por rama del transformador (Relación de transformación 1:1)		$2.22E_{dc}$	$1.11E_{dc}$	$1.11E_{dc}$	$0.855E_{dc}$	$0.428E_{dc}$	$0.74E_{dc}$	$0.855E_{dc}$
Corriente primaria por rama del transformador (Relación de transformación 1:1)	R	$1.57I_{dc}$	$1.11I_{dc}$	$1.11I_{dc}$	$0.588I_{dc}$	$0.816I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.408I_{dc}$
	L		I_{dc}	I_{dc}	$0.471I_{dc}$	$0.816I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.408I_{dc}$
Volt-Amp. del primario	R	$3.48E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.23E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.23E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.50I_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05I_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.28E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05E_{dc} \cdot I_{dc}$
	L		$1.11E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.11E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.21E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05I_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.28E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05E_{dc} \cdot I_{dc}$
Factor de utilidad del primario U_p	R	0.287	0.813	0.813	0.666	0.95	0.78	0.95
	L		0.90	0.90	0.827	0.95	0.78	0.95
Frecuencia fundamental de ripple f_r		f	$2f$	$2f$	$3f$	$6f$	$6f$	$6f$
% Ripple = $\frac{\text{Tensión eficaz de ripple fundamental}}{E_{dc}} \times 100$		111	47.2	47.2	17.7	4.0	4.0	4.0
Tensión de cresta de trabajo En función de E_{dc} En función de E_T (rms)		$3.14E_{dc}$	$3.14E_{dc}$	$1.57E_{dc}$	$2.09E_{dc}$	$1.05E_{dc}$	$2.09E_{dc}$	$2.42E_{dc}$
		$1.41E_{T(rms)}$	$2.82E_{T(rms)}$	$1.41E_{T(rms)}$	$2.45E_{T(rms)}$	$2.45E_{T(rms)}$	$2.83E_{T(rms)}$	$2.83E_{T(rms)}$

R = Carga resistiva

L = Carga inductiva

f = Frecuencia de la red c/s

En los cálculos presentados se han despreciado la caída de tensión directa del rectificador y la impedancia del transformador.

El régimen volt-ampere del primario del transformador no toma en cuenta la corriente de magnetización correspondiente a dicho arrollamiento.

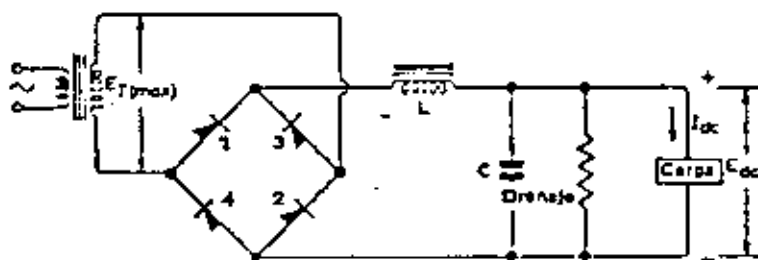


Fig. 23: Circuito puente monofásico de onda completa con filtro de entrada a choke.

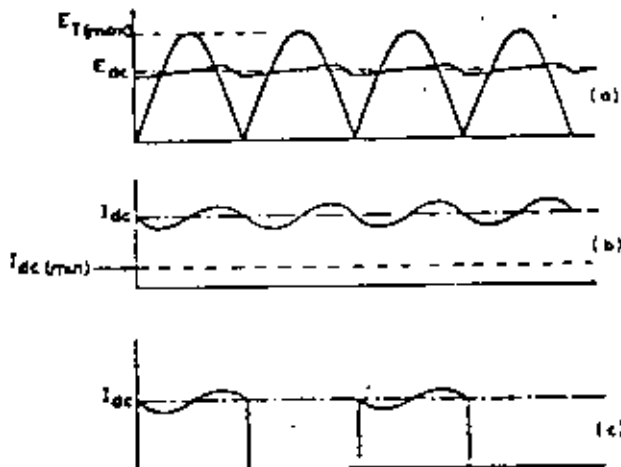


Fig. 24: Formas de onda para el circuito puente de onda completa con filtro de entrada a choke.

(a) tensión de salida.

(b) corriente a través del choke.

(c) corriente a través de los rectificadores (1 y 2) ó (3 y 4)

donde

V = tensión eficaz del primario del transformador
 I_{mag} = corriente eficaz de magnetización del primario (A).

De la Tabla 4, la corriente eficaz del primario es $3,66/0,892 = 4,13$ A.

Si $I_{mag} = 10\%$ de la corriente eficaz del primario, entonces

$$C_1 = 200 (0,413/230) = 0,36 \mu F$$

y adoptando $C_1 = 0,5 \mu F$ resulta

$$R_1 = 150/0,5 = 300 \Omega$$

Si el circuito de amortiguación está conectado al secundario,

$$C_2 = \frac{225 (I_{mag} T^2)}{V} \mu F \text{ y } R_2 = \frac{200}{C_2} \Omega$$

donde

$$T = \frac{\text{tensión eficaz del primario del transformador}}{\text{tensión eficaz del secundario del transformador}}$$

Por lo tanto

$$C_2 = \frac{225 \times 0,413}{230} \left(\frac{230}{258} \right)^2 = 0,31 \mu F$$

y haciendo $C_2 = 0,5 \mu F$ resulta $R_2 = 400 \Omega$.

Diseño de los disipadores

Los disipadores para los cuatro circuitos que estamos tratando pueden diseñarse a partir de la información provista por los datos del rectificador. Para ilustrar el procedimiento a seguir, determinaremos las dimensiones del disipador necesario para el puente rectificador de onda completa.

De los datos del BYZ 10 y tomando una corriente media de 1 A, vemos que si se monta el rectificador sobre un disipador que tenga una resistencia térmica de $14,4^\circ C/W$ ($\theta_j + \theta_{j,h} = 15^\circ C/W$), éste podrá operar hasta una temperatura ambiente de $63^\circ C$. Si los disipadores se ensamblan para producir un conjunto rectificador en puente, el área del disipador deberá ser del orden de los 30 cm^2 (una cara). Será suficiente contar con un disipador de $6 \text{ cm} \times 6 \text{ cm}$.

Rendimiento

Las curvas de regulación para los cuatro ejemplos están dadas en las figuras 19 a 22. De las mismas puede verse que la tensión de salida a la corriente requerida está dentro del 2% del valor especificado.

PROCEDIMIENTO DE DISEÑO PARA CIRCUITOS RECTIFICADORES CON FILTRO DE ENTRADA A CHOKE

El análisis de los circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor ha demostrado que para cualquier conversión de alta corriente los circuitos requieren capacitores de filtro de alto valor, que además deben soportar grandes corrientes de ripple.

Asimismo se ha visto que en estos casos circularán grandes corrientes iniciales y pico repetitivas a través de los rectificadores. Estas limitaciones quedan superadas mediante el empleo de los filtros de entrada a choke.

El circuito monofásico de media onda (fig. 4) no puede ser utilizado con un filtro de entrada a choke, puesto que requeriría un valor infinito de inductancia para causar el flujo de corriente durante todo el ciclo.

Para los circuitos puente de onda completa (fig. 6) y de onda completa con punto medio (fig. 7), se debe reemplazarse por un choke L en serie.

El circuito puente de onda completa con filtro de entrada a choke resultante se muestra en la figura 23, y las formas de onda de tensión y de corriente correspondientes pueden verse en la figura 24. La acción del choke reduce tanto el valor pico como el valor eficaz de la corriente, y también reduce la tensión de ripple. Sin embargo, el circuito con filtro de entrada a choke requiere una mayor tensión aplicada que el circuito con filtro de entrada a capacitor, para producir la misma tensión de salida.

Circuito de filtrado

El filtro de entrada a choke debe —en el caso ideal— dejar pasar una única frecuencia, que vale cero, y atenuar todas las demás. El filtro debe permitir el flujo de la corriente continua hacia la carga sin excesiva pérdida de potencia, presentando al mismo tiempo una alta impedancia a la fundamental y otras frecuencias de ripple. El capacitor en paralelo con la carga deriva las corrientes armónicas, que de otro modo circularían por la carga.

El factor de atenuación K del filtro con el choke L en serie y el capacitor C en paralelo, se define como la relación entre la impedancia de entrada total del filtro y la impedancia de la combinación en paralelo del capacitor C y la carga R_{CARGA} . Para que el filtro de entrada a choke sea eficiente la reactancia del choke a la frecuencia fundamental de ripple f_r debe ser mucho mayor que su resistencia para la corriente continua, y la reactancia del capacitor debe ser mucho menor que la mínima resistencia de carga utilizada.

Si se supone que la inductancia del choke es L , debe ser

$$2\pi f_r L \gg \text{resistencia del choke } R_L$$

y además

$$\frac{1}{2\pi f_r C} \ll R_{\text{CARGA}}(\text{min})$$

de donde resulta

$$K = \frac{2\pi f_r L - \frac{1}{2\pi f_r C}}{1}$$

Operando con esta expresión obtenemos finalmente

$$K = 4\pi^2 f_r^2 LC - 1 \quad (4)$$

El valor de la inductancia L utilizada en el circuito debe ser tal que permita la conducción de los rectificadores durante más de un ciclo de la frecuencia fundamental de ripple. Si el periodo de conducción de los rectificadores es inferior a este lapso, el comportamiento del filtro de entrada a choke será semejante al de un filtro de entrada a capacitor. Esto provocará un aumento de la corriente pico repelativa que circula a través de los rectificadores y un empeoramiento de la regulación.

El empleo de un valor suficiente de inductancia permitirá que los rectificadores conduzcan durante un tiempo superior al ciclo completo; mientras que el filtro de entrada a capacitor sólo permite la conducción del rectificador durante una fracción de ciclo. De todo lo anterior surge inmediatamente que, para una corriente dada, habrá un cierto valor de inductancia para el cual el rectificador dejará de conducir antes de la terminación del ciclo. Este valor se denomina inductancia crítica L_{CRIT} .

Tensión de salida

Consideremos el circuito puente monofásico de onda completa mostrado en la figura 23, y las correspondientes formas de onda de tensión y corriente de la figura 24. La tensión rectificadora aplicada al filtro de entrada a choke puede expresarse como una serie que contenga una componente de C.C. y componentes armónicas, tal como quedó expresado en la página 78. El valor de cresta E_{max} de la tensión de salida es en este circuito igual a $E_T(\text{max})$.

Suponiendo despreciables las componentes armónicas de orden superior, la tensión rectificadora puede expresarse en forma aproximada como un término de C.C. más una armónica a la frecuencia fundamental de ripple. De este modo, tal como se realizó en la página 78 (ecuación 1), obtenemos

$$e = \frac{2}{\pi} E_{\text{max}} - \frac{4}{3\pi} E_{\text{max}} \cos 2\omega t$$

Inductancia crítica

De la figura 24 puede verse que para que el rectificador conduzca durante todo el ciclo de ripple fundamental, la corriente pico de ripple —en sentido negativo— suministrada por el rectificador no debe exceder la mínima corriente continua, que ocurre con una carga de valor $R_{\text{CARGA}}(\text{max})$. Por lo tanto tendremos

$$I_{dc}(\text{min}) = \frac{E_{dc}}{R_{\text{CARGA}}(\text{max})} = \frac{2E_{\text{max}}}{\pi} \cdot \frac{1}{R_{\text{CARGA}}(\text{max})} \quad (5)$$

Si $2\pi f_r L \gg R_L$ y

$$\frac{1}{2\pi f_r C} \ll R_{CARGA(\min)}$$

resulta

$$\text{corriente alterna pico} = \frac{4}{3\pi} E_{\max} \frac{1}{2\pi f_r L} \quad (6)$$

La inductancia crítica será aquella con la cual la corriente alterna pico sea igual a la corriente continua. Por lo tanto

$$\frac{4}{3\pi} E_{\max} \frac{1}{2\pi f_r L_{crit}} = \frac{2 E_{\max}}{\pi} \frac{1}{R_{CARGA(\max)}}$$

de donde surge

$$L_{crit} = \frac{R_{CARGA(\max)}}{3\pi f_r} \quad (7)$$

Para una frecuencia de red de 50 c/s y rectificación de onda completa, es $f_r = 100$ c/s, por lo cual

$$L_{crit} = \frac{R_{CARGA(\max)}}{943} \quad (8)$$

Debido a las aproximaciones realizadas será necesario emplear un valor de inductancia algo mayor que L_{crit} . En la práctica se ha comprobado que para obtener una operación satisfactoria y confiable, la inductancia óptima que debe ser empleada tendrá el doble del valor de L_{crit} .

Es obvio que debido a la naturaleza del circuito no será posible mantener el valor crítico de la inductancia en todo el rango de valores posibles de la corriente de carga. Esto requeriría, por ejemplo, un valor infinito de inductancia para valores nulos de la corriente de carga. Sin embargo, se dispone de dos métodos para asegurar el flujo de corriente a lo largo de todo el ciclo y mantener además una buena regulación en un amplio rango de corrientes de carga. Estos métodos se basan en el empleo de una resistencia de drenaje o bien de un choke variable.

Resistencia de drenaje

Se conecta una resistencia de drenaje de valor adecuado en paralelo con el capacitor, a fin de mantener la corriente mínima que satisface la condición de inductancia crítica aun cuando la carga esté desconectada. El uso de una resistencia de drenaje evitará que la tensión de salida aumente --en ausencia de carga-- hasta el valor pico de la tensión aplicada.

Choke variable

El método del choke variable se basa en el hecho de que la inductancia de un inductor con núcleo de hierro depende parcialmente del valor de la corriente continua que circula a través del mismo.

El choke variable se diseña de manera que tenga un alto valor de inductancia a bajas corrientes, por la cual dicho valor de inductancia disminuirá a medida que aumente la corriente continua tomada por la carga. Por lo tanto, el empleo del choke variable es muy satisfactorio para mantener una buena regulación en un amplio rango de corriente de carga, y es más eficiente que el método de la resistencia de drenaje.

Dado que la inductancia varía continuamente con la corriente de carga, la tensión de ripple dependerá ahora de dicha corriente. Al emplear el choke variable es necesario verificar que la inductancia no llegue a valores muy bajos para la máxima corriente de carga, puesto que se producirían altas corrientes pico repetitivas. En la práctica, el valor de inductancia a plena carga (L_f) deberá ser

$$L_f = 2 R_{CARGA(\min)} / 943$$

Tensión y corriente de ripple

Si $2\pi f_r L \gg R_L$,

$$\frac{1}{2\pi f_r C} \ll R_{CARGA(\min)}$$

y

$$2\pi f_r L \gg \frac{1}{2\pi f_r C}$$

entonces la corriente eficaz de ripple será

$$I_C(\text{rms}) = \left(\frac{4}{3} \cdot \frac{E_{\max}}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \frac{1}{2\pi f_r L}$$

Como

$$Edc = \frac{2}{\pi} E_{\max}$$

$$I_C(\text{rms}) = \frac{\sqrt{2}}{3} Edc \frac{1}{2\pi f_r L} \quad (9)$$

% ripple = % ripple antes del filtrado $\times 1/K$.

De la Tabla 1, es % ripple antes del filtrado = 47.2 %. En la ecuación (4), si

$$4\pi^2 fr^2 LC \gg 1 \text{ obtenemos}$$

$$K = 4\pi^2 fr^2 LC$$

$$\% \text{ ripple} = \frac{47.2}{4\pi^2 fr^2 LC} = \frac{1.193}{fr^2 LC} \quad (10)$$

Para frecuencia de red de 50 c/s, y rectificación de onda completa es $fr = 100$ c/s, con lo cual resulta

$$\% \text{ ripple} = 119.3/LC \quad (11)$$

donde L está expresada en henrios y C en μF .

Valor mínimo de la capacitancia paralelo

Al evaluar el porcentaje de ripple y el factor de atenuación del filtro, se supuso que la reactancia del capacitor a la frecuencia fundamental de ripple sea mucho menor que la mínima impedancia de carga. En la práctica se ha demostrado que es posible obtener resultados satisfactorios cuando se emplea un capacitor cuya reactancia es inferior a un quinto de la mínima resistencia de carga, es decir:

$$\frac{1}{2\pi f C} \leq R_{CARGA(\min)} / 5$$

De esta última expresión obtenemos

$$C \geq \frac{5 \times 10^6}{2\pi} \frac{1}{f R_{CARGA(\min)}} \mu F$$

$$\geq \frac{796.000}{f R_{CARGA(\min)}} \mu F \quad (12)$$

Debido a la naturaleza del circuito, el capacitor entrará en resonancia con el inductor a una cierta frecuencia. A esta frecuencia la impedancia de salida será mayor que la reactancia del capacitor. Es por esta razón que cuando se emplea una carga alineal deberán tomarse ciertas precauciones para asegurar que la impedancia de salida del filtro sea de bajo valor a la frecuencia de la corriente tomada por la carga.

Secciones de filtrado adicionales

Cuando es necesario reducir a muy bajos valores la tensión de ripple desarrollada sobre la carga, un filtro de entrada a choke de una sola etapa requiere altos valores de inductancia y capacidad, con la cual resulte un diseño poco económico. En este caso pueden obtenerse los mismos resultados empleando un filtro multi-etapa con valores razonables de capacidad e inductancia. Puede demostrarse que se obtiene un filtro óptimo cuando todas las etapas son idénticas.

La figura 25 muestra el factor de atenuación K en función de f^2LC para filtros de 1, 2 y 3 etapas. Estudiando las características de los filtros podrá ahora elegir la combinación más adecuada a cada diseño en particular. Para un factor K entre 23 y 160, es más económico el filtro de dos etapas, mientras que para un factor K superior a 160 es más adecuado emplear un filtro de tres etapas.

Ejemplo de un circuito puente rectificador de onda completa con filtro de entrada a choke.

Supongamos que se requiere un puente de onda completa que suministre una tensión de salida de 200 V,

para consumos desde 0 hasta 4 amperes. La tensión de ripple deberá ser menor que el 0.5 %, la frecuencia de red es $f = 50$ c/s. y como datos adicionales se estima la resistencia del choke en 7.5 ohms y la caída de tensión sobre cada rectificador en el orden de 1 V.

Adoptando un drenaje de corriente = 0.5 A, la resistencia de drenaje será $R_b = 200/0.5 = 400 \Omega$.

La carga externa para máxima corriente tendrá el valor $R_{CARGA(\max)} = 200/4 = 50 \Omega$.

Para corriente de carga nula, la resistencia total del circuito resulta aproximadamente $400 + 7.5 = 407.5 \Omega$.

De la ecuación (8)

$$L_{opt} = R_{CARGA(\max)} / 943 = 407.5 / 943 = 0.432 \text{ H.}$$

y por lo discutido anteriormente el valor óptimo será 0.864 H.

En la Tabla I se dan las relaciones entre las tensiones y corrientes alternas y continuas, para circuitos sin filtros. Los valores indicados para los circuitos con carga inductiva pueden también ser usados para los circuitos con filtro de entrada a choke.

Para emplear las relaciones dadas para los circuitos idealizados (Tabla I), el valor de E_{dc} deberá incrementarse por encima de la tensión continua de salida, requerida a fin de tener en cuenta las caídas de tensión sobre el choke y los rectificadores. Por lo tanto se tendrá

$$E_{dc} = \text{tensión continua de salida requerida} + \text{caída de tensión sobre el choke} + \text{caída de tensión sobre los rectificadores.}$$

Aplicando los valores del ejemplo

$$E_{dc} = 2.00 + 7.5 (4 + 0.5) + (2 \times 1) = 236 \text{ V}$$

De la Tabla I:

$$E_{\min} = 1.11 E_{dc} = 262 \text{ V.}$$

De la ecuación (12):

$$C \geq \frac{796.000}{f R_{CARGA(\min)}}$$

Para un circuito rectificador en puente es $f = 100$ c/s, por lo cual obtenemos

$$C \geq \frac{796.000}{100 \times 50} \geq 160 \mu F$$

De la ecuación (11), para que el ripple sea inferior al 0.5 % debe cumplirse

$$LC \geq 119.3/0.5$$

y por lo tanto

$$LC \geq 238.6$$

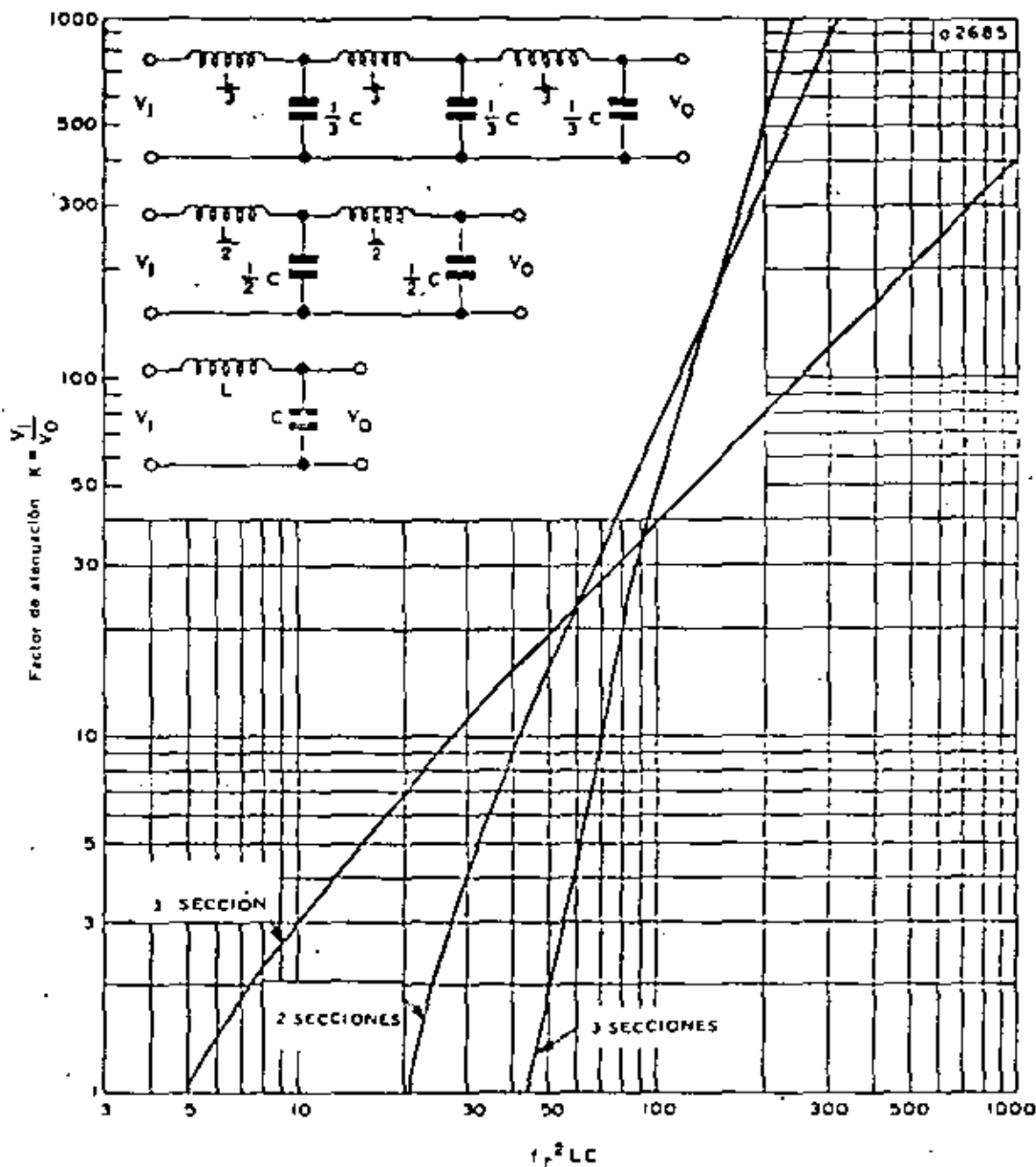


Fig 25' Características de los filtros de entrada a choke
L en H, y C en μF

Si $L = 1$ H, entonces $C \geq 238,6 \mu F$, por lo cual adoptamos el valor práctico $C = 250 \mu F$.

De la Tabla 1, la tensión de cresta de trabajo que deben soportar los rectificadores será:

$$1,57 E_{dc} = 1,57 \times 236 = 370 \text{ V.}$$

Dejando cierta tolerancia para contemplar los transitorios que pudieran ocurrir en el circuito, pueden utilizarse aquí los rectificadores 8YZ10 puesto que satisfacen los requisitos del mismo.

De la Tabla 1 resulta $I_{pk} = I_{dc}$ para carga puramente inductiva.

En este caso puede verse en la figura 24 que I_{pk} es mayor que I_{dc} , pero de todos modos no es tan grande como la corriente pico que se produce con carga resistiva o capacitiva.

La máxima corriente pico repetitiva por rectificador es $I_{pk} < 1,57 I_{dc}$ y por lo tanto

$$I_{pk} < 1,57 \times 4,5 < 7,6 \text{ A.}$$

El régimen del transformador puede determinarse mediante un procedimiento similar al empleado para los circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor (página 91). Deberá tomarse en cuenta la resistencia del transformador, y la relación de espiras adecuada será aquella que permita obtener 262 V eficaces en el secundario.

Para una tensión de red de 230 V, resistencia del bobinado primario = 1 Ω , y resistencia del bobinado secundario = 1 Ω , la relación de transformación es:

$$N = \frac{V_p}{V_s} = \frac{230}{262 + \left(r_s + \frac{r_p}{N^2} \right) I_{dc}} = 0,843$$

Régimen volt-amperes del secundario

$$= \frac{230}{0,843} I_{dc} = 1,230 \text{ VA.}$$

El circuito R-C de amortiguación y el disipador deberán diseñarse de acuerdo al procedimiento dado para los circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor (página 89).

En la figura 26 se muestra la curva de regulación de tensión de un circuito construido con estos componentes. En la misma, puede verse que la tensión de salida a plena carga está dentro del 2% del valor especificado, y que además la resistencia de drenaje está funcionando correctamente. Esto se deduce al ver que la

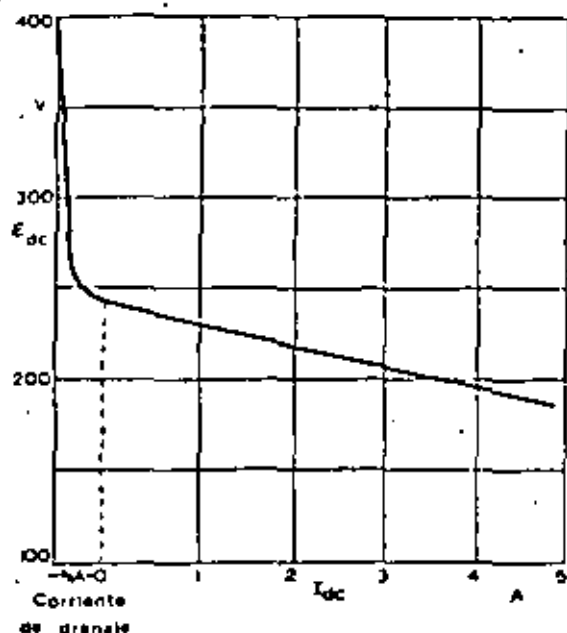


Fig. 26: Regulación de tensión del circuito puente monofásico de onda completa con filtro de entrada a chokes.

corriente a la cual comienza a aumentar rápidamente la tensión de salida es aproximadamente la mitad de la corriente de drenaje.

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° .

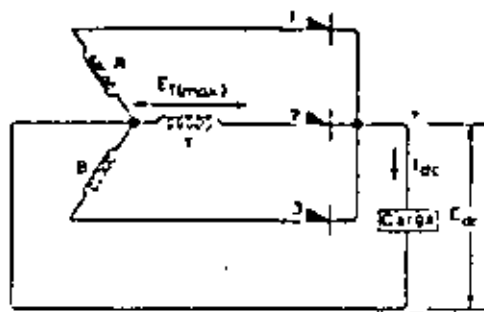
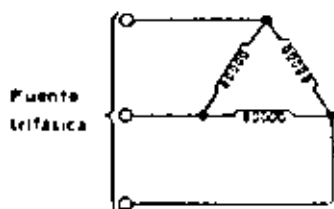


Fig. 27: Circuito trifásico de media onda

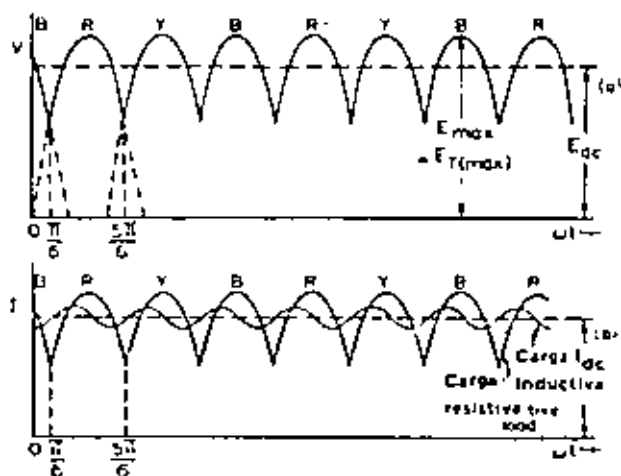


Fig. 28: Formas de onda para el circuito trifásico de media onda (a) tensión (b) corriente

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 alta 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.

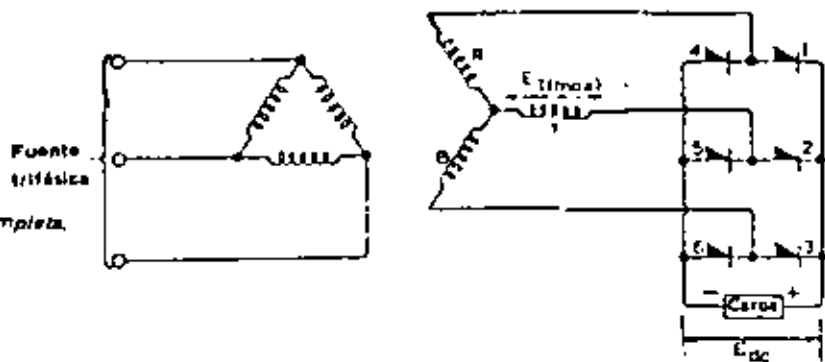


Fig. 29: Circuito puente trifásico de onda completa.

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 $E_{dc} = 0,99 E_{max}$ 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 exafásica. 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

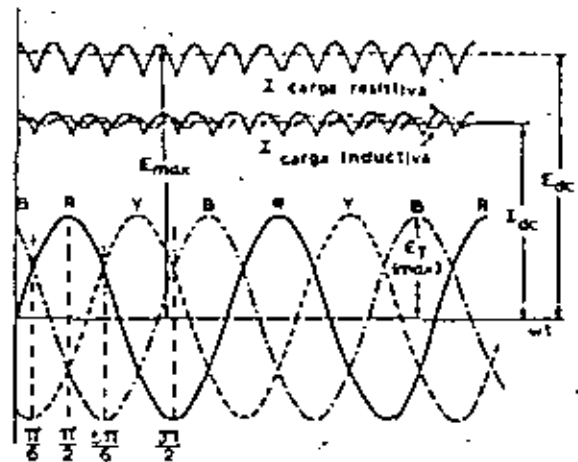


Fig. 30: Formas de onda para el circuito puente trifásico de onda completa.

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 están 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 trifásica. Su empleo reduce la corriente de línea aproximadamente a la mitad de la necesaria para el circuito trifásico con punto medio, por lo cual

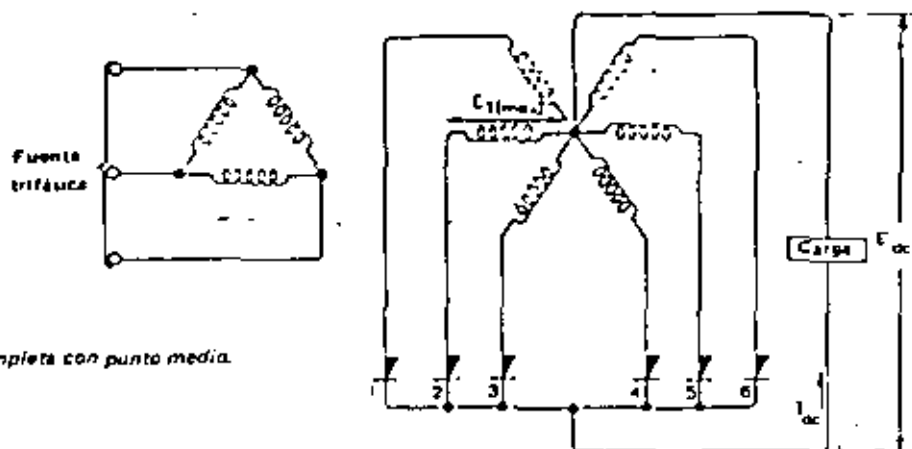


Fig. 31: Circuito trifásico de onda completa con punto medio.

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 la 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 rectificada de salida obtenida a partir de una fuente sinusoidal puede representarse por la serie:

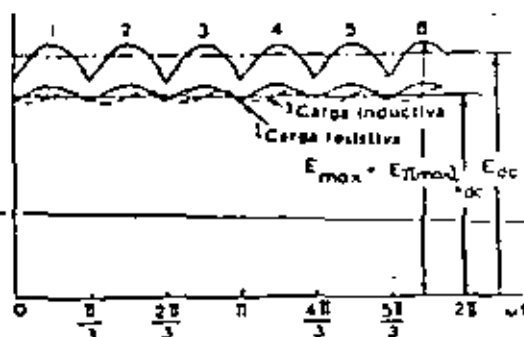


Fig. 32: Formas de onda para el circuito trifásico de onda completa con punto medio.

$$e = E_{max} \frac{N}{\pi} \sin \frac{\pi}{N} \left[1 + \frac{2 \cos N\theta}{N^2 - 1} - \frac{2 \cos 2N\theta}{4N^2 - 1} + \frac{2 \cos 3N\theta}{9N^2 - 1} \dots \right] \quad (13)$$

dónde

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	$N = 6$
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

$$E_{dc} = \frac{1}{2\pi/N} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}} E_{max} \sin \omega t \, d(\omega t)$$

y por lo tanto

$$E_{dc} = \frac{N}{\pi} E_{max} \sin \frac{\pi}{N}$$

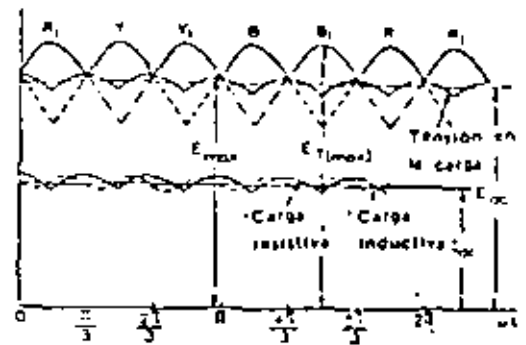


Fig. 34: Formas de onda para el circuito trifásico doble estrella con reactor interfásico

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

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi/N} E_{max}^2 \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}} \sin^2 \omega t \, d(\omega t)}$$

de lo cual resulta

$$E_{rms} = \frac{\pi}{N} \frac{E_{dc}}{\sin \frac{\pi}{N}} \sqrt{\frac{N}{2\pi} \left(\frac{\pi}{N} + \frac{\sin \frac{2\pi}{N}}{2} \right)} \quad (14)$$

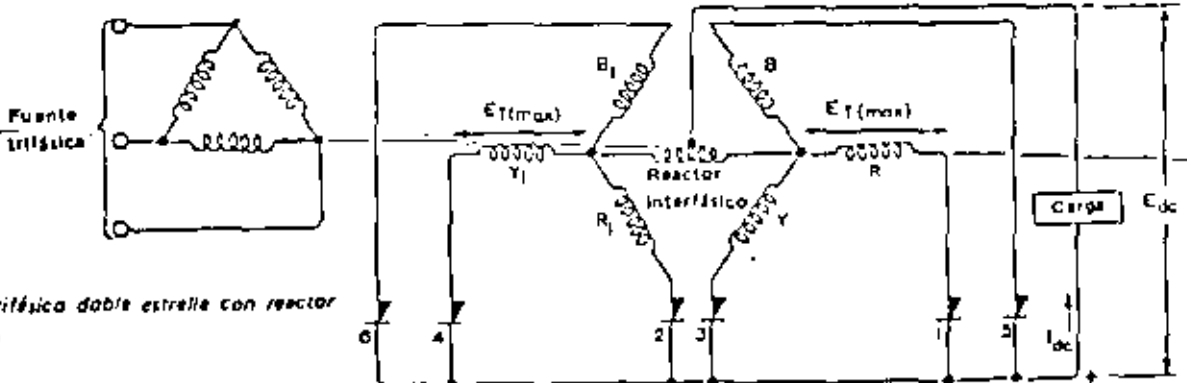


Fig. 33: Circuito trifásico doble estrella con reactor interfásico.

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	$\frac{1.193}{f_r^2 LC}$	$\frac{119.3}{LC}$	$\frac{R_{CARGA} (max)}{3\pi f_r}$	$\frac{R_{CARGA} (max)}{943}$	$\frac{E_{dc}}{13.3 f_r L}$	$\frac{E_{dc}}{1330L}$
Trifásico media onda	$\frac{0.45}{f_r^2 LC}$	$\frac{20}{LC}$	$\frac{R_{CARGA} (max)}{8\pi f_r}$	$\frac{R_{CARGA} (max)}{3770}$	$\frac{E_{dc}}{35.5 f_r L}$	$\frac{E_{dc}}{3310L}$
Puente trifásico onda completa	$\frac{0.102}{f_r^2 LC}$	$\frac{1.133}{LC}$	$\frac{R_{CARGA} (max)}{35\pi f_r}$	$\frac{R_{CARGA} (max)}{33600}$	$\frac{E_{dc}}{155 f_r L}$	$\frac{E_{dc}}{46500L}$

$R_{CARGA} (max)$ 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

$$I_{rms} = \frac{E_{rms}}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{N'}} \tag{15}$$

de la ecuación (14) resulta

$$I_{rms} = \left[\frac{\pi}{N} \frac{I_{dc}}{\sin \frac{\pi}{N}} \sqrt{\frac{N}{2\pi} \left(\frac{\pi}{N} - \frac{\sin \frac{2\pi}{N}}{2} \right)} \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{N'}} \tag{16}$$

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,

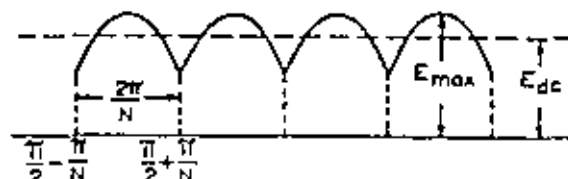


Fig. 35: Forma de onda de la tensión de salida para el circuito trifásico.

y por lo tanto $\sqrt{N'} = 2\sqrt{3}$.

Para una carga inductiva,

$$I_{rms} \text{ por rama rectificadora} = I_{dc} / \sqrt{N'} \tag{17}$$

donde también se aplican los valores de $\sqrt{N'}$ dados para la ecuación (16).

La corriente media por rama rectificadora es $I_c = I_{dc}/N$. 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

$$E_T(rms) = \frac{1}{K} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2} N} \cdot \frac{1}{\text{Sen} \frac{\pi}{N}} E_{dc} \quad (18)$$

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

$$E_{max} = E_T(rms) \cos 30 = \frac{\sqrt{3}}{2} E_T(rms)$$

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 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 aparezca 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

$$\begin{aligned} V_{max} &= E_T(rms) - \frac{E_T(rms)}{2} = \\ &= \frac{E_T(rms)}{2} = \frac{\sqrt{2}}{2} E_T(rms) \end{aligned}$$

La forma de onda triangular puede también representarse mediante una serie sinusoidal

$$v = V_{max} \left(\frac{8}{\pi^2} \left(\sin \theta - \frac{1}{9} \sin 3\theta + \frac{1}{25} \sin 5\theta - \dots \right) \right) \quad (24)$$

Ignorando la tercera armónica y las de orden superior, el valor pico de una onda sinusoidal equivalente sería $E_{eq}(rms)$. Por ello

$$E_{eq}(rms) = \frac{8}{\pi^2} V_{max} = \frac{8}{\pi^2} \frac{\sqrt{2}}{2} E_T(rms)$$

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

$$\frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{E_{dc}}{1,16}$$

Así mismo, 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 5 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	4	6
De la Tabla 1		
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)

$$I_T(I_{rms}) = \sqrt{2} I_{rms} = 0,816 I_{dc}$$

La tensión eficaz del secundario del transformador es, de la ecuación (18)

$$E_T(I_{rms}) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\pi}{6\sqrt{2}} 2 E_{dc} = 0,428 E_{dc}$$

por lo tanto el régimen volt-amperes total del secundario del transformador es, de la ecuación (20)

$$\begin{aligned} VA_s &= (E_T(I_{rms}) \cdot I_T(I_{rms}))^2 \\ &= (0,428 \times 0,816) 3 E_{dc} \cdot I_{dc} \\ &= 1,05 E_{dc} \cdot I_{dc} \end{aligned}$$

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 =

$$= E_T(I_{rms}) \frac{N_p}{N_s} = 0,428 E_{dc} \frac{N_p}{N_s}$$

de donde obtenemos los siguientes resultados:

régimen volt-amperes del primario $V A_p = 0,816 I_{dc} \frac{N_s}{N_p} \times$

$$x 0,428 E_{dc} \frac{N_p}{N_s} = 1,05 E_{dc} \cdot I_{dc}$$

Factor de utilidad del primario = $\frac{E_{dc} \cdot I_{dc}}{1,05 E_{dc} \cdot I_{dc}} = 0,95$

Frecuencia fundamental de ripple = $5f$ (de la ecuación (23))

Porcentaje de ripple $V_R \% = \frac{141}{6^2 - 1} = 4,03 \%$ (de la ecuación (22))

Tensión de cresta de trabajo = $2 E_T(I_{rms}) \cos \frac{5\pi}{8} =$
 $= 2\sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{2} E_T(I_{rms}) = 2,45 E_T(I_{rms})$

o bien

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:

Caída de tensión debido a las pérdidas en el hierro $E_K =$

$$\frac{\text{Pérdidas } P_K \text{ en el hierro del transformador (en watts)}}{I_{dc}} \quad (26)$$

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.

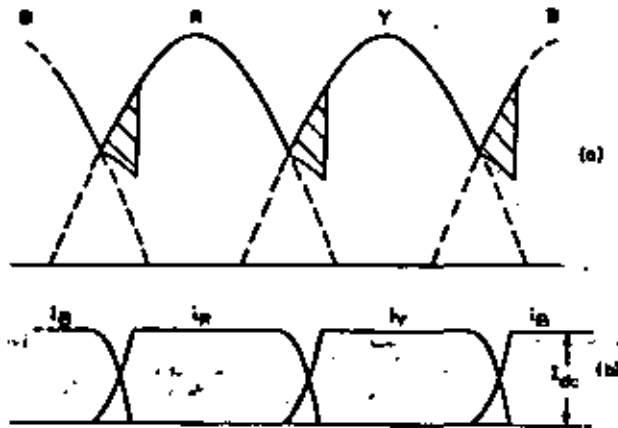


Fig. 36: Pérdida de conmutación debido a la reactancia del transformador
(a) tensión (b) corriente

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

$$E_{com} = \frac{n X_L I_{dc}}{2\pi} \quad \dots (27)$$

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 suministre 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 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/c 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 P_R 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

De la Tabla 1:	Puente trifásico	Trifásico con punto medio
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
Caída de tensión total — a la corriente media — debida a los rectificadores	0.98 x 2 = 1.96V	0.96V
Caída de tensión debida a la conmutación (Ec (27))	$\frac{3 \times 0.05 \times 163}{2\pi} = 3.9V$	$\frac{6 \times 0.05 \times 141.4}{2\pi} = 6.75V$
Caída 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 $E_{dc} \cdot I_{dc}$	364 x 90 = 32.8 kW	173 x 90 = 15.6 kW

Régimen del transformador M volt-empereas
 Conexión del transformador Delta-estrella
 Tensión primaria normal Ep volta
 Tensión secundaria normal Es 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 Es

Eficiencia del circuito

$$\text{eficiencia \%} = \frac{\text{Salida}}{\text{salida} + \text{pérdidas}} \cdot 100 =$$

$$= \left(1 - \frac{\text{pérdidas}}{\text{salida} + \text{pérdidas}} \right) 100 \quad (30)$$

Pérdidas en el núcleo = Wo/c Corriente sin carga = Io/c

Prueba en cortocircuito en el extremo estrella, con el secundario cortocircuitado

donde

Tensión de cortocircuito Vsc/c Pérdidas en el cobre
 $P_x = W_o/c$ watta a la corriente de régimen

$$\text{pérdidas totales} = W_{Jo} + W_{Jc} + I_{Lc} \cdot V_D \times \text{número de rectificadores en serie.}$$

$$\text{Corriente primaria de red} = I_p = \frac{M}{\sqrt{3} E_p}$$

$$\text{Corriente de fase primaria} = I_p / \sqrt{3}$$

$$\text{Pérdidas en el cobre por fase} = \frac{W_{Jc}}{3} \text{ watta}$$

F.e.m. de reactancia por fase a la corriente

$$I_p / \sqrt{3} = E_s = \sqrt{\left[V_{Jc}^2 - \left(\frac{W_{Jc}}{3} \cdot \frac{\sqrt{3}}{I_p} \right)^2 \right]}$$



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

**CONTROL ELECTRONICO
DE MAQUINAS ELECTRICAS**

TECNICAS DIGITALES

Ing. Hugo Calleja Gjumlich

NOVIEMBRE, 1982

6.1 Filosofía del control digital.

Los métodos digitales de control; y sobre todo, los métodos basados en microcomputadoras; han revolucionado las aplicaciones en el área de electrónica de potencia y control de máquinas eléctricas. No solo se han sustituido los sistemas tradicionales por otros más eficientes, sino que ha surgido una gama de sistemas enteramente nueva.

Entre las formas en las cuales los circuitos digitales han aumentado la eficiencia de los sistemas de control, pueden mencionarse las siguientes:

-Flexibilidad del diseño: Dado que en la mayoría de los casos la circuitería es modular, o se intenta que lo sea, las funciones de un sistema pueden modificarse cambiando los módulos adecuados; en algunos casos solo es necesario cambiar los circuitos que contienen la programación del sistema. Esta es probablemente la característica principal de los controles digitales, se dispone de módulos universales los cuales puede configurar el diseñador para satisfacer sus necesidades. Estos módulos varían enormemente en cuanto a tamaño y capacidad, llegando al extremo de disponerse de una microcomputadora completa en un solo circuito integrado, pero lo suficientemente completa como para ejercer funciones de control complejas.

-Implementación de controles inteligentes: En los sistemas tradicionales es necesario conocer las características de la planta; pero un sistema basado en un microprocesador puede modelar el mismo la planta y escoger el tipo de control más adecuado; es decir, tiene la capacidad de aprender y decidir.

-Simplicidad de operación: Un sistema digital puede indicar al operador cual es la acción que este debe tomar en determinado momento, e indicarle los errores que eventualmente pueda cometer. Por ejemplo, puede avisar cuando se está tratando de aplicar un voltaje excesivo a un motor, antes de que se produzcan resultados catastróficos.

-Alta precisión: Es posible obtener un grado muy alto de precisión en los sistemas digitales debido a la capacidad de cómputo del procesador. Además, las resoluciones obtenibles también son muy altas; por ejemplo: las constantes de tiempo de una máquina eléctrica son muy lentas, sin embargo, un microprocesador puede calcularlas con una resolución de microsegundos.

Las razones anteriores justifican plenamente la proliferación de los sistemas digitales de control; actuando estos en combinación con dispositivos electrónicos de potencia, pueden obtenerse controles muy eficientes para máquinas eléctricas.

Comparando los métodos tradicionales (analógicos) con los digitales, se tiene que, para este último, el porcentaje principal del tiempo y el esfuerzo del diseño está dedicado a la programación.

Tómese como ejemplo una máquina síncrona, cuya velocidad desea regularse:

La fuente de alimentación de que se dispone define el tipo de dispositivo electrónico que se usará. Si se dispone de corriente directa la opción es un inversor; si se tiene corriente alterna puede elegirse un cicloconvertidor. Se procede entonces al diseño del dispositivo (potencia de salida, frecuencia, número de fases, etc.).

Una vez con un dispositivo electrónico determinado, se procede a especificar la parte digital tomando en cuenta cuantas señales deben procesarse y cuantas deben generarse. Para el caso de un inversor alimentando al motor, las señales a procesarse pueden ser la velocidad de rotación y el par; las señales a generarse son los comandos a las compuertas de los tiristores.

Con el sistema digital definido, se elige un microprocesador y se diseña la circuitería digital necesaria para hacerlo operativo; o bien, se opta por una microcomputadora, la cual es completamente funcional. Esta última alternativa es la más viable, ya que reduce significativamente el tiempo de diseño.

Queda entonces la programación de la microcomputadora; este proceso exige la especificación total del sistema; por ejemplo: ¿debe ser programable el sistema?, ¿deberá detectar cuando se estén excediendo las especificaciones del motor?, ¿son necesarias técnicas para reducir el contenido armónico de la alimentación?, ¿el control es en lazo cerrado?, ¿qué algoritmo de control se implementará?, etc.

Como puede verse, prácticamente la totalidad de los problemas deben resolverse por programación; la bondad del sistema resultante dependerá de la eficiencia de esta.

De la discusión anterior se deduce que, en la implementación de un control digital para un motor eléctrico, concurren las siguientes ramas de la Ingeniería:

- Teoría de las máquinas eléctricas
- Electrónica de potencia
- Sistemas electrónicos digitales
- Teoría del control
- Programación

De las áreas anteriores, la programación es la menos conocida por las personas involucradas en este tipo de aplicaciones; sin embargo, para que la aplicación sea exitosa, el diseñador debe, si no dominar las diferentes técnicas de programación, sí conocer las potencialidades y limitaciones de los microprocesadores.

A guisa de ejemplo, a continuación se describe la implementación de un control digital.

6.2 Control digital de un motor de corriente directa.

Se describe aquí el sistema de control, en lazo abierto, para un motor de corriente directa; este sistema está basado en una microcomputadora tipo "SDK-85".

(2)

6.2.1 Métodos de control para motores de corriente directa:

La velocidad de motores de D.C. puede variarse controlando ya sea la corriente de campo; o bien, el voltaje de armadura. Para un voltaje de armadura fijo, una disminución en la corriente de campo aumenta la velocidad del motor; con una corriente de campo fija, la velocidad es proporcional al voltaje de armadura.

Independientemente del método que se utiliza (variación de corriente de campo, de voltaje de armadura, o combinación de ambos), el problema puede reducirse al control de una fuente de D.C. variable.

Para implementar esta fuente pueden seguirse varios caminos, dependiendo de las características de la corriente eléctrica de que se dispone.

Si la corriente es alterna, dos posibilidades son las siguientes:

- a) Utilizar un rectificador controlado.
- b) Utilizar un rectificador no controlado y a continuación un trocador.

Por otro lado, si se dispone de corriente directa, se tienen las siguientes posibilidades:

- c) Utilizar un trocador.
- d) Utilizar un inversor y a continuación un rectificador.

De las cuatro opciones propuestas, la utilización del rectificador controlado es la más sencilla de implementar, ya que este dispositivo opera con conmutación natural.

Se ejercerá entonces el control por medio de un dispositivo monofásico de este tipo.

6.2.2 Rectificador controlado monofásico.

Para el rectificador controlado de onda completa, el voltaje a la salida

está dado, considerando una carga puramente resistiva, por:

$$V_o = V_o + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t - \theta_n)$$

El término V_o corresponde al voltaje directo presente; lo sumado corresponde a las armónicas que se suman a este voltaje. El voltaje directo es el voltaje promedio a la salida, y está dado por:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \hat{V} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \hat{V} (-\cos \omega t)_{\alpha}^{\pi}$$

$$V_o = \frac{1}{\pi} \hat{V} [-\cos(\pi) + \cos \alpha] = \frac{1}{\pi} \hat{V} (1 + \cos \alpha)$$

$$V_o = \frac{\hat{V}}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

Para el voltaje de línea normal, el voltaje directo es:

$$V_o = 53 (1 + \cos \alpha) \text{ volts}$$

El voltaje directo, en función del ángulo "α", se muestra en la figura 6.1.

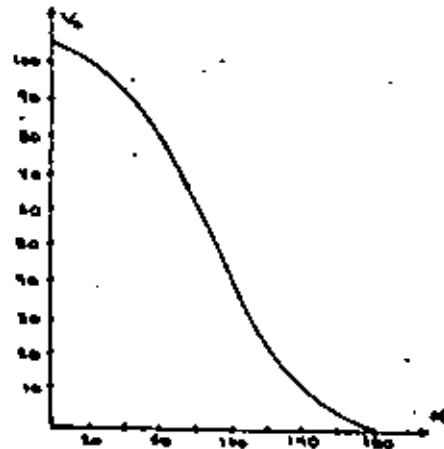


Figura 6.1 Voltaje de salida (promedio) vs ángulo de retraso.

El valor de $\alpha=0$ corresponde al caso de un puente rectificador sin controlar, el valor de $\alpha=180^\circ$ corresponde al dispositivo apagado.

Si a la salida del rectificador se conecta un capacitor suficientemente grande, entonces el voltaje a la salida es:

$$v_o = V_o = \hat{V} \sin \alpha \quad ; \quad \frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi$$

Para este caso, no existe, al menos en principio, ninguna componente alterna sobre el nivel de directa. La restricción en los valores de α obedece al hecho de que, para valores de α menores a $\pi/2$, $v_o = \hat{V}$. Para este caso, la variación del voltaje a la salida con respecto a α se muestra en la gráfica de la figura 6.2.

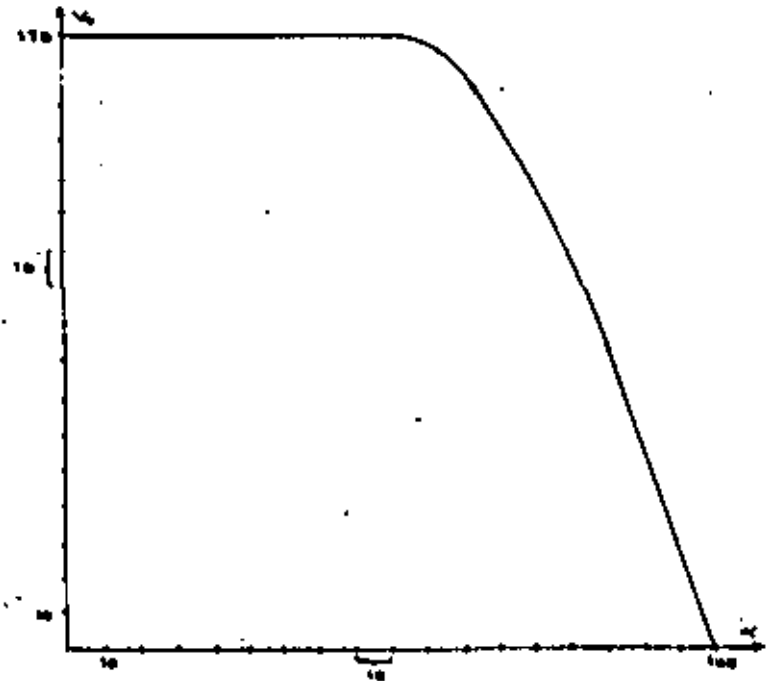


Figura 6.2 Voltaje de salida (pico) vs ángulo de retraso.

Como puede apreciarse de la gráfica, con la adición del capacitor al circuito es posible variar el voltaje de salida entre cero volts y el voltaje pico de entrada al rectificador. Sin embargo, debe notarse que la gráfica corresponde al caso en el cual la descarga del capacitor es mínima, ya sea porque es de valor muy grande, o bien porque no existe ningún otro elemento que pueda descargarlo; evidentemente, esto no corresponde a un caso práctico.

En un caso práctico, el capacitor se descargará en mayor o menor medida, existiendo un voltaje de rizo sobre el nivel de directa; además, el capacitor no se cargará al valor del voltaje de alimentación correspondiente al ángulo α , sino que lo hará a un valor menor. La operación real se ilustra en la figura 6.3.

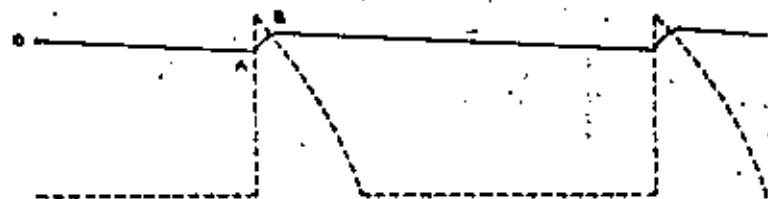


Figura 6.3 Formas de onda del rectificador con capacitor.

En la figura, la traza continua corresponde al voltaje de salida con capacitor, y la traza discontinua al voltaje sin capacitor. Suponiendo que existe algún medio para descargar al capacitor, al llegarse al punto "A", en el capacitor existirá un voltaje menor al inicial, este punto corresponde al encendido del rectificador, por lo tanto, el voltaje que se aplicará a las terminales del capacitor es:

$$V = \hat{V} \sin \alpha > V_c$$

El capacitor tratará de cargarse al voltaje que le presenta el rectificador, pero no lo hará instantáneamente; por otra parte, el voltaje de carga disminuye conforme transcurre el tiempo. El punto "B" corresponde a la intersección del voltaje que presenta el rectificador y la curva de

(5)

carga del capacitor; rebasado este punto, el rectificador se apaga limitándose hasta ese valor el voltaje máximo en el capacitor.

Ovviamente, para voltajes de rizo menores, el valor máximo en el capacitor se aproximará más a los valores dados en la gráfica del caso ideal.

Debe notarse que el flujo de corriente, en el rectificador ocurre en el intervalo entre los puntos "A" y "B". Así se tiene que puede reducirse el rizo utilizando un capacitor de mayor tamaño, pero se tiene a cambio un pulso de corriente más corto y, por lo tanto, de mayor amplitud.

El diagrama del rectificador controlado se muestra en la figura 6.4. Los bloques conectados entre las compuertas y los cátodos de los tiristores son circuitos especiales para disparar estos. Convierten un nivel TTL (0 volts a 5 volts) a niveles compatibles con los SCR's; además, proporcionan un aislamiento eléctrico (por medio de transformadores) entre la parte del circuito conectada a la tensión de línea, y la que genera las señales de disparo.

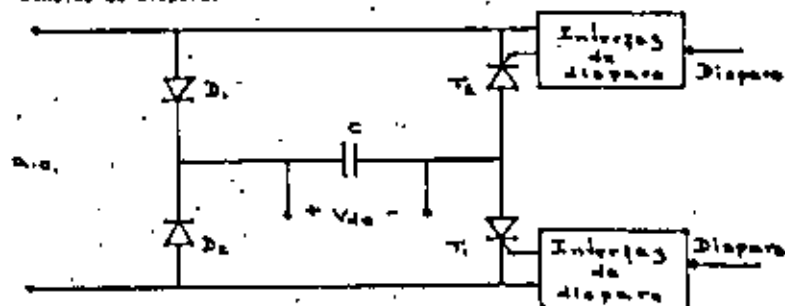


Figura 6.4 Rectificador controlado monofásico.

6.2.3 Detector de cruce por cero.

La temporización de los eventos debe sincronizarse con el cruce por cero de la entrada al rectificador; es necesario entonces contar con un circuito capaz no solo de realizar esta función, sino también de proporcionar aislamiento entre los voltajes de línea y la microcomputadora.

El circuito se muestra en la figura 6.5.

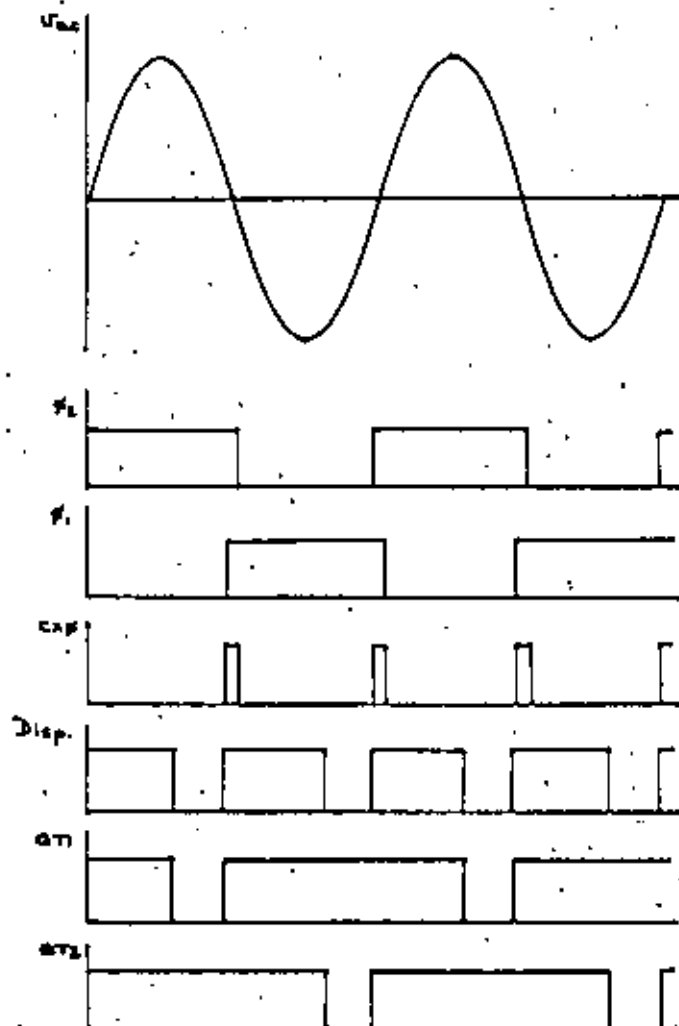


Figura 6.2 Formas de onda del detector de cruce por cero y el selector de SCR.

6.2.4 Descripción de la microcomputadora

El sistema de control se implementará con ayuda de una microcomputadora "SDK-85". Sus características principales son las siguientes:

- Unidad central de procesamiento (CPU) tipo 8085.

- 2048 "bytes" de memoria de lectura (ROM); en esta memoria se encuentra cargado el monitor propio de la microcomputadora.

- 512 "bytes" de memoria de lectura y escritura (RAM); el programa de control se cargará en estas localidades.

- 60 líneas de entrada/salida programables, a través de las cuales la microcomputadora se comunica con el exterior.

- Una interfaz para conectar una consola a la microcomputadora.

Los puntos anteriores determinan en gran medida el esfuerzo necesario para implementar el control. Así se tiene que la complejidad del programa es función directa del CPU, ya que este posee un conjunto de instrucciones particular, el cual puede simplificar algunas operaciones y dificultar otras.

Por lo que respecta al monitor, puede incluir algunas rutinas que sean de utilidad en el programa de control. Para el caso específico del SDK-85, el monitor incluye rutinas de servicio a la consola; de comparación de valores binarios y de generación de retrasos.

La dimensión de la memoria de lectura y escritura limita el tamaño que el programa de control puede tener; debe notarse que, por razones inherentes al SDK-85, solo están completamente disponibles alrededor de 400 localidades.

Las líneas de entrada/salida definen la cantidad de variables que la microcomputadora puede manejar con el exterior; para el caso actual, 60 es un número sobrado.

Finalmente, la consola permite tener una interacción más fácil con el sistema.

6.2.5 Modelado del motor DN-100 impulsado a un generador sincrónico.

Para modelar el motor de corriente directa, impulsando a una máquina trifásica operando como generador, se conectó una fuente variable a la alimentación y se midieron la velocidad de rotación resultante, y el período de la señal producida por el generador. Los resultados se muestran en la tabla 6.1.

v_s (volts)	r.p.m.	T (milisegundos)
30	831	36.0
60	984	30.4
70	1119	26.8
80	1248	24.0
90	1362	22.0
100	1470	20.4
110	1587	18.9
120	1683	17.8

Tabla 6.1 Modelado del conjunto motor-generador

Ahora bien, para obtener la relación entre la velocidad de rotación y los ángulos de retraso, es necesario recurrir a la gráfica de voltaje pico de salida versus ángulo de retraso. Los resultados se muestran en la tabla 6.2. La columna de la derecha representa el retraso, expresado en microsegundos, a partir del cruce por cero de la señal de entrada al rectificador.

r.p.m.	α (grados)	Δt (μs)
831	163	7612
984	159	7447
1119	156	7278
1248	152	7104
1362	148	6903
1470	144	6735
1587	140	6536
1683	135	6324

Tabla 6.2 Relación velocidad angular - ángulo de retraso.

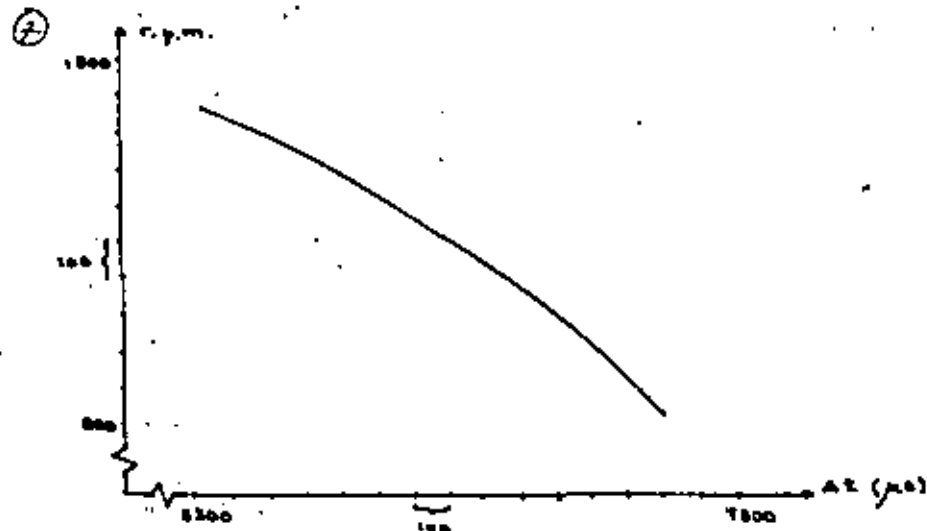


Figura 6.8 Revoluciones por minuto versus retraso.

En la figura 6.8 se muestra gráficamente la relación entre la velocidad angular del motor y el retraso, expresado en microsegundos, y contado a partir del cruce por cero.

La relación mostrada es ideal, es decir: supone que el capacitor a la salida del rectificador se cargará instantáneamente al voltaje de línea presente en el momento del disparo de los tiristores; evidentemente, esto no sucederá. En el caso real, la curva se desplazará hacia abajo; es decir, para los retrasos del eje horizontal se obtendrán velocidades inferiores a las dadas por la gráfica.

De cualquier manera, la gráfica proporciona un punto de partida; los ajustes necesarios pueden determinarse experimentalmente.

6.2.6. Sistema de control:

En la figura 6.9 se muestran los bloques que constituyen el sistema

de control y sus relaciones.

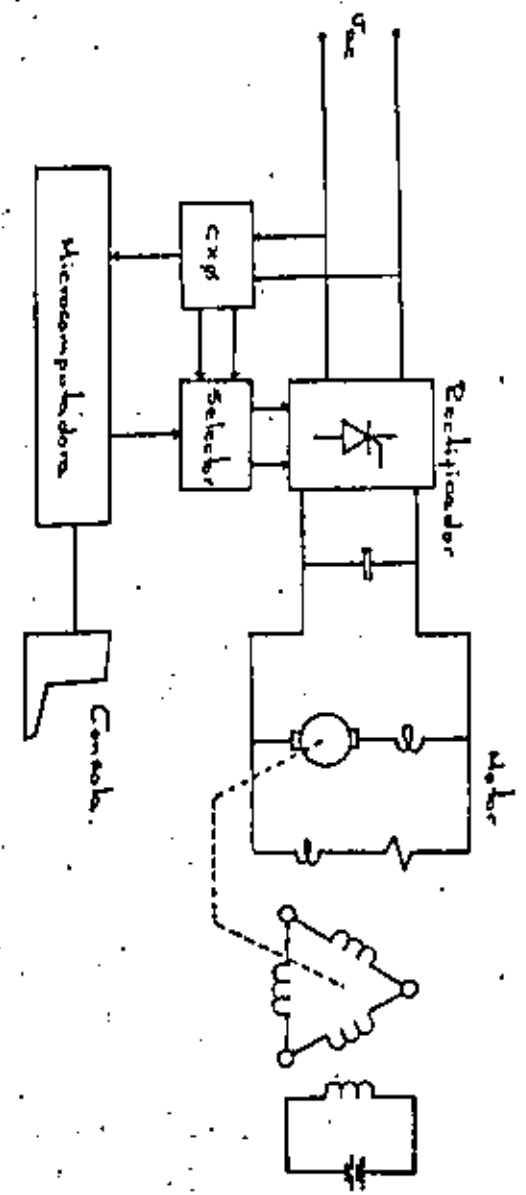
La microcomputadora regula indirectamente la velocidad del motor, variando el voltaje de alimentación a este. El campo y la armadura del motor están conectados en paralelo, alimentados por el rectificador controlado; la única razón para esta configuración es evitar tener una fuente de corriente directa adicional para energizar el campo o la armadura, según el esquema que se escoja.

El motor impulsa a una máquina síncrona trifásica conectada como generador; esta actúa como carga para el motor, y como transductor de velocidad ya que la frecuencia generada es directamente proporcional a este parámetro.

La microcomputadora acepta, por medio de la consola, datos referente a las condiciones de operación del motor; obtiene un ángulo de retraso adecuado y, cuando el detector de cruce por cero así se lo indica, lo genera. Llegado el momento, procede a disparar los tiristores.

(2)

Figura 6.9 Sistema de Control.



6.2.3. Programación

La programación del sistema puede dividirse en cuatro bloques básicos, tal como se muestra en la figura 6.10.

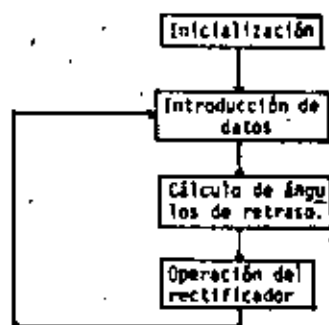


Figura 6.10. Bloques básicos de la programación.

A continuación se describen los bloques:

Inicialización: Este bloque tiene como función colocar a la microcomputadora en un estado inicial conocido; para ello, define y programa los puertos de entrada y salida, y apaga los tiristores.

Introducción de datos:

La microcomputadora acepta tres tipos diferentes de datos, estos son:

- Número de puntos de operación.
- Voltaje deseado en el punto de operación.
- Tiempo durante el cual se desea el punto de operación.

Para introducir los datos a la microcomputadora se utiliza la rutina del monitor denominada "GETHX". Esta rutina acepta una cadena de dígitos hexadecimales, teclados en la consola, y entrega su valor binario correspondiente en los registros B y C. El número debe terminar con un regreso de carro y, en caso de haberse dado más de cuatro dígitos, sólo se recon-

cen los cuatro últimos.

Una vez reconocido el dato, se compara contra determinados límites, si está fuera de estos, se imprime una indicación de error (signo de interrogación) y se espera un nuevo dato dentro de límites.

Los límites correspondientes son:

- $1 \leq \text{Número de puntos de operación} \leq 5$
- $50 \text{ volts} \leq \text{voltaje de operación} \leq 150 \text{ volts}$
- $1 \text{ minuto} \leq \text{tiempo de operación} \leq 8 \text{ minutos}$

El primer límite se impuso de manera arbitrario, no existe ninguna razón, excepto la disponibilidad de memoria RAM en la microcomputadora, que pueda limitar el número de puntos de operación.

Por lo que respecta al voltaje, con valores inferiores a 50 volts se dificulta el arranque; el límite superior es para evitar la aplicación de voltajes excesivos al motor.

El límite inferior del tiempo de operación está dado en forma tal que permite al motor alcanzar el estado estable; puede analizarse así la respuesta del motor a diferentes excitaciones. Con respecto al límite superior, se tiene que la computadora calcula el tiempo de operación contando el número de cruces por cero; entonces, debe multiplicar los minutos por 7200, para obtener el número de cruces; si se restringe este número a dos por dos "bytes", (por facilidad de programación) se obtiene el límite superior.

Debe notarse que la rutina de introducción de datos acepta dígitos hexadecimales; si se evitan los dígitos alfabéticos, lo que se obtiene a la salida de la rutina es el equivalente en BCD del número teclado. Por ejemplo, si se dió un voltaje, de 100 volts, los registros B y C contendrán 100H; si este dato se interpreta como binario, se tiene un voltaje de 256 volts.

En la figura 6.11 se muestra el diagrama de flujo correspondiente.

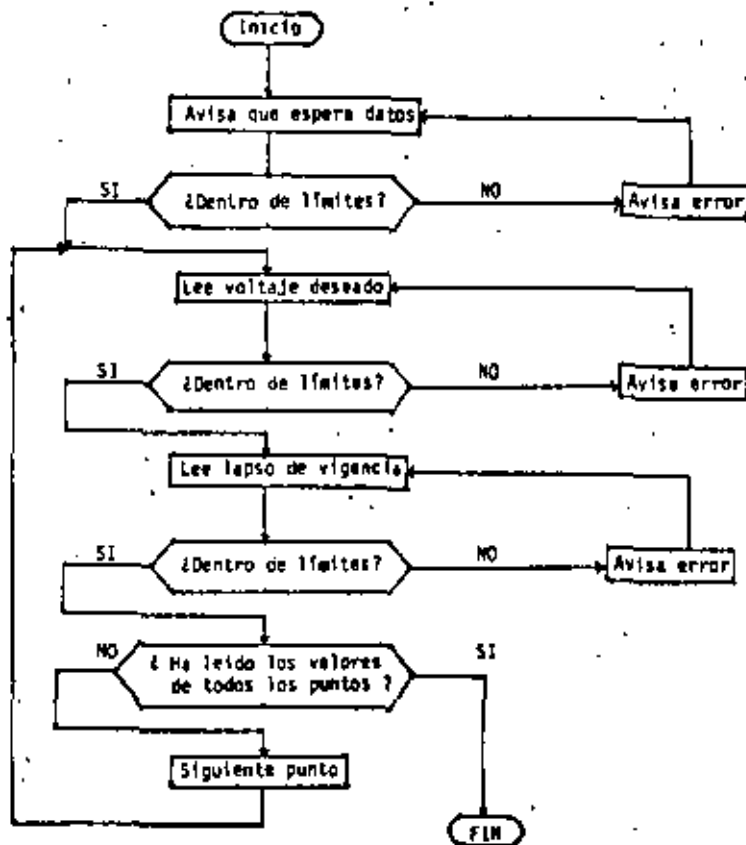


Figura 6.1 Diagrama de flujo de la introducción de los datos

Cálculo de ángulos de retraso:

Este cálculo se refiere a determinar el tiempo que debe transcurrir entre el cruce por cero y el instante de disparo de los tiristores.

Para generar los retrasos se utiliza la rutina del monitor denominada "DELAY", la cual decrementa sucesivamente un contador hasta que esto se hace cero; como cada paso de la rutina dura 7.8 microsegundos, el retraso está dado por:

$$\text{Retraso} = 7.8 \times \text{contador (microsegundos)}$$

Debe determinarse entonces el contador necesario para un ángulo de retraso dado; la determinación se hace por medio de una tabla, en la cual las direcciones de las localidades se asocia con los voltajes, y los contenidos son los contadores.

Cada contador ocupa dos "bytes", los dos primeros "bytes" de la tabla corresponden al retraso necesario para generar 50 volts, los dos segundos corresponden al siguiente voltaje, etc.

El problema ahora es determinar la dirección debida para un voltaje dado, redondeando el voltaje a decenas, la dirección puede calcularse con la siguiente relación:

$$\text{Dirección} = \frac{\text{voltaje} - 50}{10} \times 2$$

La relación anterior determina la dirección referida al inicio de la tabla; es decir, el primer "byte" le corresponde la dirección cero.

Una vez, conocida la dirección correspondiente al voltaje dado, el contador así contenido se copia en otra tabla que contiene los puntos de operación, la cual contiene además los lapsos de vigencia.

El método descrito recibe el nombre de "tabla de búsqueda"; es útil cuando la relación entre dos variables es compleja. Evidentemente, el contenido de la tabla debe definirse previamente.

En la figura 6.12 se muestra el diagrama de flujo del proceso seguido para calcular el retraso.

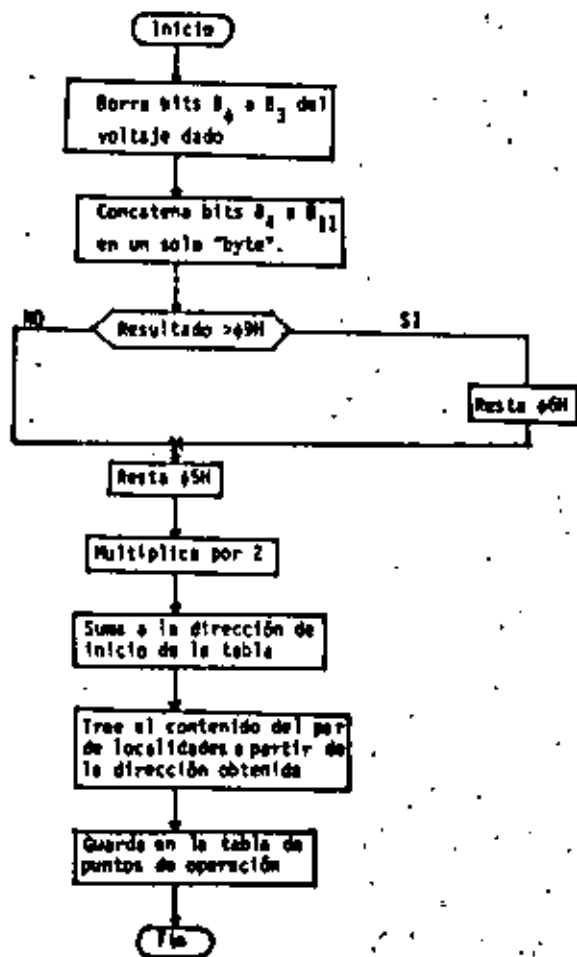


Figura 6.12 Obtención del retraso

Operación del rectificador

Una vez programada una secuencia de operación, el procesador procede a generarla; la secuencia para cada semiciclo se muestra en la figura 6.13.

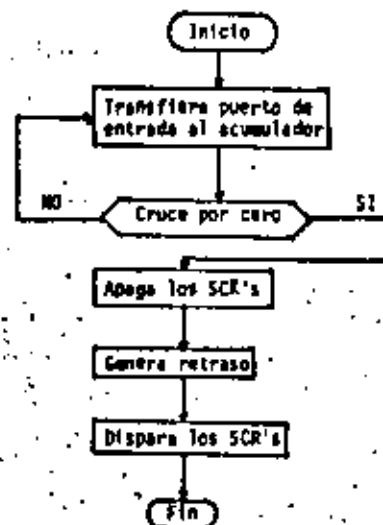


Figura 6.13 Secuencia de operación por semiciclo.

En esta parte del programa, los datos se obtienen de la tabla de puntos de operación.

Cada vez que se ejecuta la secuencia arriba mostrada se decrementa el contador de semiciclos (minutos \times 3600), al llegar este a cero se verifica si hay algún otro punto deseado en espera; en caso negativo se procede a solicitar nuevos datos en la consola.

6.2.8. Comentarios y evaluación del control.

En párrafos anteriores se describió un sistema de control para un motor de corriente directa, basado en una microcomputadora SBC-85. Aún cuando

do el sistema ha demostrado ser operativo, debe decidirse si es lo suficientemente bueno, o si puede mejorarse.

La debilidad principal del sistema reside en la forma en la cual se manejan los retrasos, y como se espera la ocurrencia del cruce por cero.

Para detectar el cruce por cero, el procesador muestrea una línea de entrada, esperando que esta cambie de nivel; mientras este cambio no ocurre, el procesador no puede dedicarse a otra función. Una forma más eficiente de manejar esta tarea por medio de una interrupción, al flanco ascendido con el cambio de estado en el detector de cruce por cero avisa y fuerza al procesador a ejecutar la secuencia de instrucciones cargadas en determinadas localidades de memoria; en este caso, en estas localidades se encontraría la rutina que genera los retrasos.

Cuando el procesador genera los retrasos, en cierta forma no está haciendo nada, pero no puede hacer otra cosa. Nuevamente, la alternativa es otra interrupción; utilizando un contador programable que cuenta determinado número, seleccionable por programación, de pulsos de un reloj, al llegar a la cuenta final avisaría al procesador que es el momento de detener los tiristores.

Utilizando las interrupciones, puede utilizarse la microcomputadora para realizar otras funciones; por ejemplo, para leer en un tacómetro la velocidad resultante y poder cerrar el lazo de control.

Es importante notar que si se sigue el método de las interrupciones se ahorra cuando menos un 90% del tiempo empleado en la operación del rectificador.

Otro punto interesante es la proporción que existe en las rutinas de servicio a la terminal, y la de servicio al rectificador. Esta última ocupa mucho menos memoria que las primeras (recuérdese que además se están utilizando rutinas propias del monitor). Este es un hecho general: las probabilidades de falla por error humano se reducen al disminuir las funciones que el operador debe realizar; esto ocurre a costa de un esfuerzo de programación mayor.

(12)

Por lo que concierne a las entradas y salidas, el procesador se comunica con el exterior a través de cuatro líneas: una de entrada (al procesador) para el detector de cruce por cero; una de salida para los tiristores y las dos restantes dedicadas a la pantalla. El sistema es lo suficientemente pequeño como para implementarse en una microcomputadora en un solo chip.

Estos generalmente incluyen cierta cantidad de memoria de lectura (alrededor de 2048 "bytes", lo cual es suficiente incluso para algunos controles en lazo cerrado); memoria de lectura y escritura (64 "bytes" es una cantidad típica); líneas de entrada y salida (generalmente se dispone de un mínimo de 16 líneas, configurables por programación), contador programable; cuando menos una línea de interrupción externa y, en algunos modelos, un convertidor analógico-digital, el cual facilita la construcción de un sistema en lazo cerrado.

Un sistema de control como el propuesto puede implementarse en un solo circuito integrado de 40 patillas; aún cuando en principio está planeado para determinado tipo de motor, puede adaptarse a algún otro simplemente modificando el contenido de las localidades de la tabla de búsqueda (obviamente, es necesario conocer las características del nuevo motor).

```

LOC EQU      LINE      SOURCE STATEMENT

1  TITLE('CONTROL DE REQUINAS')
2      NAME MOTOR
3  (FECHA DE EDICION: 16 DE OCTUBRE DE 1982
4  ;
5  ;
6  ;PROGRAMA DE CONTROL PARA EL MOTOR LM-100 ALIMENTADO CON UN RECTIFICADOR
7  ;CONTROLADO DE OTRA COMPLETA
8  ;
9  ;EL PROGRAMA ESPERA QUE SE INTRODUZCA POR MEDIO DE LA TERMINAL EL PUNTO
10 ;DE PUNTOS DE OPERACION HASTA UN MAXIMO DE CINCO, CON LOS CUALES OPERARA
11 ;EL MOTOR. AL INICIO, LA MICROCOMPUTADORA INDICARA CON UN GUIÓN QUE ESTA
12 ;ESPERANDO LA INTRODUCCION DE LOS DATOS. DESPUE DE TECLEARSE EL NUMERO DE
13 ;PUNTOS Y A CONTINUACION ESTOS, CADA PUNTO DE OPERACION INCLUYE DOS PARA-
14 ;METROS: VOLTAJE DE SALIDA DEL RECTIFICADOR (EN VOLTS) Y LAPSO DE VIGEN-
15 ;CIA (EN MINUTOS). LOS PARAMETROS DEBEN SEPARARSE CON REGRESOS DE CARRO.
16 ;
17 ;EN LA INTRODUCCION DE LOS DATOS, PUEDE DARSE UN NUMERO CUALQUIERA DE DIGI-
18 ;TOS, PERO LA MICROCOMPUTADORA SOLO RECONOCERA LOS CUATRO ULTIMOS.
19 ;DEBERAN TECLEARSE UNICAMENTE DIGITOS DECIMALES; EN CASO DE DARSE UN DIGI-
20 ;TO HEXADECIMAL (ALFABETICO), EL SISTEMA NO DETECTARA EL ERROR Y EL COMPOR-
21 ;TAMIENTO SERA IMPEDIBLE.
22 ;
23 ;CADA PARAMETRO SE COMPARA CONTRA LIMITES FIJOS DE ANTEMANO; EN CASO DE UN
24 ;VALOR FUERA DE ESTOS LIMITES, LA MICROCOMPUTADORA IMPRIMIRA UN SIGNO DE IN-
25 ;TERROGACION Y ESPERARA POR UN DATO VALIDO.
26 ;
27 ;UNA VEZ COMPLETO EL NUMERO DE PUNTOS DE OPERACION, SE PROCEDE A ENCENDER EL
28 ;RECTIFICADOR. ESTA OPERACION SE INDICA EN LA CONSOLA POR MEDIO DEL SIMBOLO
29 ;***. DURANTE EL TIEMPO DE OPERACION DEL RECTIFICADOR SE DESATIENDEN TODAS
30 ;LAS OTRAS TAREAS DEL PROCESADOR. UNA VEZ TERSCURIDOS LOS LAPROS, SE IMPRI-
31 ;ME NUEVAMENTE EL GUIÓN Y SE ESPERAN NUEVOS DATOS.
32 ;LA SECUENCIA DE OPERACION DEL RECTIFICADOR ESTA COMPRENDIDA ENTRE LAS ETI-
33 ;QUETAS *TRIG* Y *LAPSO*.
34 ;
35 ;VALORES LIMITE:
36 ;PUNTOS DE OPERACION:
37 ;     MINIMO = 1
38 ;     MAXIMO = 5
39 ;VOLTAJE DE SALIDA:
40 ;     MINIMO = 50 VOLTS
41 ;     MAXIMO = 150 VOLTS
42 ;LAPSO DE VIGENCIA:
43 ;     MINIMO = 1 MINUTO
44 ;     MAXIMO = 2 MINUTOS
45 ;
46 ;
47 ;           DEFINICIONES
48 ;
0000 49 SALE EQU 00H ;PUERTO DE SALIDA
0001 50 ENTRA EQU 01H ;PUERTO DE ENTRADA
51 ;
0020 52 GETAX EQU 025H ;ROUTINA DE ENTRADA DE DATOS
00F1 53 DELAY EQU 0F1H ;ROUTINA PARA GENERAR RETRASOS
00F0 54 HILO EQU 000H ;ROUTINA DE COMPARACION
    
```

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
0504		55	CD EQU 504H ;RUTINA DE IMPRESION
050F		56	CRDUT EQU 50BH ;RUTINA DE C.R. Y L.F.
		57	;
0052		58	BAJO EQU 50H ;LIMITE INFERIOR DE VOLTAJE
0151		59	ALTO EQU 151H ;LIMITE SUPERIOR DE VOLTAJE
0001		60	SOTO EQU 1H ;LIMITE INFERIOR DE TIEMPO
0009		61	SOPRA EQU 2H ;LIMITE SUPERIOR DE TIEMPO
		62	;
2000		63	ORG 2000H
		64	;INICIALIZACION DE PUERTOS Y APAGADO DE TIRISTORES
2000 AF		65	MOV: XRA A
2001 00B3		66	OUT 00H
2002 2F		67	CPH
2003 00B2		68	OUT 02H
2005 00B0		69	OUT 00H
		70	;
		71	;GENERA AVISO DE OPERACION EN PANTALLA
2005 0E2D		72	MOV C, 01H
200A 00B2B		73	CALL SAL
		74	;
		75	;OBTIENE EL NUMERO DE PUNTOS DE OPERACION DESEADOS
		76	;EL NUMERO DADO DEBE ESTAR ENTRE 1 Y 5 INCLUSIVE; EN CASO
		77	;DE DARSE UN NUMERO FUERA DE ESTE RANGO SE IMPRIMIRA EN LA
		78	;PANTALLA UN SIGNO DE INTERROGACION Y EL SISTEMA ESPERARA
		79	;POR UN NUEVO NUMERO DENTRO DE LOS LIMITES.
2000 0E2005		80	MOV: CALL GETH
2010 7F		81	MOV A, C
2011 FE00		82	CPH 00H ;SI CERO PUNTOS, ERROR
2013 0A1F20		83	JZ 005
2016 FE00		84	CPH 00H
2018 0A2120		85	JC BIEN ;SI SEIS PUNTOS O MAS, ERROR
201E 002E20		86	DOS: CALL HILO ;INDICACION DE ERROR
201E 031020		87	JMP UNO ;OTRA VEZ
2021 324F20		88	BIEN: STA PUNTO ;GUARDA # DE PUNTOS
2024 325020		89	STA POINT
		90	;
		91	;OBTIENE LOS PUNTOS DE OPERACION DEL MOTOR
		92	;EL PUNTO DE OPERACION DEL MOTOR ESTA DADO EN TERMINOS DEL
		93	;VOLTAJE QUE GENERA EL RECTIFICADOR CONTROLADO, ESTE VOLTA-
		94	;JE DEBE ESTAR ENTRE 50 VOLTS Y 150 VOLTS, DE NO SER ASI, IN-
		95	;DICARA ERROR Y ESPERARA UN NUEVO VALOR DENTRO DE LOS LIMITES
2027 21E020		96	LXI H, ALFA
202A 22CE20		97	SHLD BETA
202D 0D2E06		98	TRES: CALL GETH ;OBTIENE PUNTO DE OPERACION
2030 60		99	VER1: MOV H, B ;VERIFICA QUE ESTE EN LIMITES
2031 69		100	MOV L, C
2032 115000		101	LXI D, BAJO
2035 00A006		102	CALL HILO
2038 024420		103	JNC MAL ;MENOR A LIMITE INFERIOR, ERROR
203E 115101		104	LXI D, ALTO
203E 00A006		105	CALL HILO
2041 024420		106	JNC TETA ;MAYOR A LIMITE SUPERIOR, ERROR
2044 002E20		107	MAL: CALL HILO ;INDICA ERROR
2047 032020		108	JMP TRES ;OTRA VEZ
		109	;

CONTROL DE PASAJES

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
		110	;CONTIENE EL RETRASO CORRESPONDIENTE AL VOLTAJE DADO. ESTE RETRASO
		111	;ESTA DADO EN NUMERO DE VECES QUE DEBE EJECUTARSE LA RUTINA "DELAY",
		112	;EN LA OBTENCION, SE REDONDEA EL VOLTAJE A DECENAS DE VOLTS. LOS
		113	;RETRASOS ESTAN ALMACENADOS EN LA TABLA QUE PRINCIPIA CON LA ETI-
		114	;QUETA "TABLA".
2046	7D	115	TETA: MOV R,L ;JUNTA EN UN SOLO BYTE LOS NIBBLES
2048	E6F0	116	REV OFM ;1 Y 2 DEL VOLTAJE DADO
204D	84	117	OFM H
204E	87	118	RLC
204F	87	119	RLC
2050	87	120	RLC
2051	87	121	RLC
2052	FE10	122	CPI 10H ;EL VOLTAJE ESTA EN BCD, ASI QUE VERIFICA
2054	DA5020	123	JC ASI ;SI ES NECESARIO CORREGIRLO
2057	D605	124	SUI 06H ;CORRECCION, RESTA 6H
2059	D405	125	ASI: SUI 05H ;CONTIENE LOCALIDAD DE LA TABLA DE RETRASOS CO-
2058	87	126	ADD A ;RESPONDIENTE AL VOLTAJE DADO
205C	21552E	127	LXI H,TABLA
205F	4F	128	MOV C,A
2060	0600	129	MVI B,00H
2062	89	130	DAD B
2063	5E	131	MOV E,H ;TRAHE RETRASO DE TABLA
2064	23	132	INX H
2065	56	133	MOV D,H
2066	EB	134	XCHG ;DEJA EN H,L
2067	003720	135	CALL INFER ;GUARDA EN TABLA DE PUNTOS DE OP.
		136 ;	
		137 ;CONTIENE LOS LAPSO DE VIGENCIA DE LOS PUNTOS DE OPERACION DEL MOTOR.	
		138 ;EL LAPSO DEBE DURAR ENTRE UNO Y OCHO MINUTOS, DE NO SER ASI	
		139 ;SE INDICARA ERROR Y SE ESPERARA POR UN LAPSO VALIDO	
206A	002605	140	DELTA: CALL GETHX ;OBTIENE DATO DE CONSOLA
206D	60	141	VER2: MOV H,B ;VERIFICA QUE ESTE EN LIMITES
206E	69	142	MOV L,C
206F	110100	143	LXI D,SOTO
2072	01A035	144	CALL HILE
2075	026120	145	JNC ERD ;MENOR A LIMITE INFERIOR, ERROR
2078	110300	146	LXI D,SOPRA
207E	01A005	147	CALL HILE
207E	026720	148	JNC OMEGA ;MAYOR A LIMITE SUPERIOR, ERROR
2081	002E20	149	ERD: CALL MALD ;AVISA ERROR
2084	006A20	150	JMP DELTA ;OTRA VEZ
		151 ;	
		152 ;CONVIERTE EL DATO "MINUTOS" A CICLOS	
2087	7D	153	OMEGA: MOV R,L ;VERIFICA SI EL DATO ESTA EN BCD
2088	FE10	154	CPI 10H
208A	123020	155	JC MEGA ;DATO CORRECTO, NO HACE NADA
208D	06FA	156	REV OFM ;CORRIGE EL DATO
208F	6F	157	MOV L,A
2090	29	158	MEGA: DAD H ;PARA CONVERTIR DE MINUTOS A CICLOS
2091	29	159	DAD H ;SE MULTIPLICA POR 3600
2092	29	160	DAD H
2093	29	161	DAD H ;*16
2094	44	162	MOV B,H
2095	40	163	MOV C,L
2096	29	164	DAD H

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
2097	29	165	DAD H
2098	29	166	DAD H
2099	29	167	DAD H
209A	29	168	DAD H ;+512
209B	54	169	MOV D,H
209C	50	170	MOV E,L
209D	29	171	DAD H ;+1024
209E	19	172	DAD D ;1024+512
209F	EB	173	XCHG
20A0	29	174	DAD H
20A1	29	175	DAD H ;+2048
20A2	19	176	DAD D ;2048+1024+512
20A3	09	177	DAD B ;2048+1024+512+16
20A4	29	178	DAD H ;DOS VECES POR PERIODO DE LINEA
20A5	CD3728	179	CALL INSER ;GUARDA EN TABLA DE PUNTOS DE OP
20A8	3A5028	180	LDA POINT ;VERIFICA SI TODOS LOS PUNTOS
20AB	3D	181	DCR A
20AC	325028	182	STA POINT
20AF	C22020	183	JNZ TRES ;RUM NO. EL SIGUIENTE
		184 ;	
		185 ;	AVISA EN LA PANTALLA QUE SE PROCEDE A ENCENDER EL RECTIFICADOR
20B2	0E7E	186	MVI C,00
20B4	CD3028	187	CALL SAL
		188 ;	
		189 ;	HA ADQUIRIDO YA TODOS LOS PUNTOS DE OPERACION DESEADOS. EN-
		190 ;	TONCES SE PROCEDE A OFERRAR SOBRE EL MOTOR.
20B7	216028	191	FUEGO: LXI H,ALFA
20BA	226828	192	SHLD BETA
		193 ;	
		194 ;	TREAE EL PUNTO DE OPERACION Y EL LAPSO DURANTE EL CUAL
		195 ;	SE LE DESEA GENERAR, GUARDA AMBOS VALORES EN LOCALIDADES
		196 ;	RESERVADAS
20C0	CD4328	197	FIRE: CALL EXSER ;TAE DATO DE TABLA
20C0	225128	198	SHLD TEMPO
20C3	CD4328	199	CALL EXSER
20C6	225328	200	SHLD TEMPX
		201 ;	
		202 ;	
		203 ;	OPRIMIMIENTO DE ORIGEN. EL RESTO DEL PROGRAMA ESTA EN EL RAM DE EXTENSION
		204 ;	
20C9	C30028	205	JMP TRIG
		206 ;	
20D0		207	ORG 2000H
		208 ;	
		209 ;	ESPERA CRUCE POR CERO DE LA SENAL DE ENTRADA AL RECTIFICADOR.
		210 ;	CUANDO ESTE SE PRODUCE APAGA LOS TIRISTORES. GENERA EL RETRA-
		211 ;	SO CORRESPONDIENTE AL ANGULO DE DISPARO DESEADO Y. AL LLEGAR AL
		212 ;	ANGULO, DISPARA LOS TIRISTORES
20D0	D601	213	TRIG: IN ENT#A
20D2	E601	214	RNI 01H
20D4	CA0028	215	JZ TRIG
20D7	3EFF	216	MVI A,0FFH
20D9	0300	217	OUT SALE
20DB	2A5128	218	LHLD TEMPO
20DE	EB	219	XCHG

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
280F	DDF105	220	CALL DELAY
2812	AF	221	YPA A
2813	0300	222	OUT SALE
		223 ;	
		224 ;	VERIFICA SI HA TRANSCURRIDO YA EL NUMERO DE CICLOS DURANTE
		225 ;	EL CUAL DEBE MANTENERSE EL PUNTO DE OPERACION DEL MOTOR.
2815	2A5328	226	LAPSO: LHL0 TEMPX
2818	28	227	DCX H
2819	7C	228	MOY A.H
281A	B5	229	ORA L
281B	225328	230	SHLD TEMPX
281E	C20028	231	JNZ TRIG
		232 ;	
		233 ;	VERIFICA SI YA SE GENERARON TODOS LOS PUNTOS DE OPERACION
2821	3A4F28	234	AUN: LDA PUNTO
2824	3D	235	DCR A
2825	324F28	236	STA PUNTO
2828	C28D28	237	JNZ FIRE
		238 ;	
		239 ;	TODOS LOS PUNTOS DE OPERACION. REGRESA A PEDIR NUEVOS DATOS
282B	C30020	240	MARCA: JMP MAR
		241 ;	
		242 ;	
		243 ;	RUTINA PARA AVISAR ERROR EN DATO
282E	0E3F	244	HALD: MYI C. '?'
2830	CDC405	245	SAL: CALL CO
2833	CDEB05	246	CALL CROUT
2836	C9	247	RET
		248 ;	
		249 ;	RUTINA PARA INSERTAR DATOS EN LA TABLA DE PUNTOS DE OPERACION
2837	EB	250	INSE: XCHG
2838	2A6828	251	LHL0 BETA
2838	73	252	MOY M.E
283C	23	253	INX H
283D	72	254	MOY M.D
283E	23	255	INX H
283F	226828	256	SHLD BETA
2842	C9	257	RET
		258 ;	
		259 ;	RUTINA PARA EXTRAER DATOS DE LA TABLA DE PUNTOS DE OPERACION
2843	2A6828	260	EXSE: LHL0 BETA
2846	5E	261	MOY E.M
2847	23	262	INX H
2848	56	263	MOY D.M
2849	23	264	INX H
284A	226828	265	SHLD BETA
284D	EB	266	XCHG
284E	C9	267	RET
		268 ;	
284F	00	269	PUNTO: DB 00H ; CONTADOR DE PUNTOS DE OPERACION
2850	00	270	POINT: DB 00H ; CONTADOR DE PUNTOS A INTRODUCIR
2851	0000	271	TEMP0: DW 00H ; ALMACEN TEMPORAL DEL RETRASO A GENERAR
2853	0000	272	TEMP1: DW 00H ; ALMACEN TEMPORAL DE DURACION DE PUNTO DE OP.
2855	9703	273	TABLA: DW 397H ; TABLA DE RETRASOS AJUSTADA PARA EL MOTOR
2857	8003	274	DW 380H ; COMO CARGA DEL RECTIFICADOR, EN ESTADO

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
2659	6803	275	DM 36BH ; ESTACIONARIO
2656	5703	276	DM 357H
2650	4303	277	DM 343H
265F	2E03	278	DM 32EH
2661	1803	279	DM 316H
2663	0003	280	DM 300H
2665	E502	281	DM 2E5H
2667	C302	282	DM 2C3H
2669	9F02	283	DM 29FH
266B	0000	284	ESTA: DM 00H ; PUNTERO DE TABLA DE PUNTOS DE OPERACION
266D	00	285	ALFA: DB 00H ; INICIO DE TABLA DE PUNTOS DE OPERACION
		286	; CONTIENE LOS RETRASOS CORRESPONDIENTES A
		287	; LOS VOLTAJES DADOS Y LA DURACION DE CADA
		288	; PUNTO, ES DE LONGITUD VARIABLE, CON UN
		289	; MINIMO DE 4 BYTES Y UN MAXIMO DE 20.
		290	; PARA CADA PUNTO, LOS DOS PRIMEROS BYTES
		291	; CORRESPONDEN AL RETRASO Y LOS DOS ULTI-
		292	; MOS AL TIEMPO.
		293	END

PUBLIC SYMBOLS

EXTERNAL SYMBOLS

USER SYMBOLS

ALFA	A 266D	ALTO	A 0151	ASI	A 2059	AUN	A 2821	BAD	A 2001	BAJO	A 0050	BETA	A 206B
BIEN	A 2021	CO	A 05C4	CPROT	A 05EB	DELAY	A 05F1	DELTA	A 206A	DOS	A 201B	ENTRA	A 0001
EXSER	A 2043	FIPE	A 2060	FUEGO	A 2087	GETHX	A 0626	HILO	A 06A0	INSER	A 2037	LAPSO	A 2015
MAK	A 2000	MAL	A 2044	MALO	A 202E	MARCA	A 202B	MEGA	A 2090	OMEGA	A 2007	POINT	A 2050
PUNTO	A 204F	SPL	A 2030	SALE	A 0000	SCFRA	A 0009	SOTO	A 0001	TABLA	A 2055	TEMPO	A 2051
TEMPX	A 2053	TETA	A 204A	TRES	A 2020	TEIG	A 2000	UNO	A 2000	VER1	A 2030	VER2	A 206D

ASSEMBLY COMPLETE. NO ERRORS



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

CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS ELECTRICAS

CONTROL DE MOTORES DE CA: INVERSORES

ING. CESAR E. ALTAMIRA YOFRE

DICIEMBRE, 1982

CONTROL DE LA VELOCIDAD EN LOS MOTORES DE INDUCCION

Si lo comparamos con el motor de corriente continua, el motor de inducción de alterna presenta mayores problemas para el control de su velocidad.

En realidad la velocidad en un motor de inducción puede ser variada por:

- a) variación de la velocidad de sincronismo del campo magnético rotante del estator
- b) por variación de deslizamiento.

Sabemos que la variación de la eficiencia es proporcional a la relación (1-s), de donde cualquier método de variación de velocidad por variación de "s" es de por sí ineficiente.

Por otra parte, si la frecuencia de alimentación es constante, la variación de la velocidad por variación de la velocidad de sincronismo, resulta solamente en variaciones discretas de la velocidad del motor.

- A) Variación de la velocidad por variación de la velocidad sincrónica. La expresión

$$n_s = \frac{f \times 120}{p}$$

nos indica que es posible operar sobre la frecuencia de alimentación o bien sobre el número de polos.

- 1) Cambio en el número de polos

En este método el devanado del estator está diseñado de manera tal que mediante el cambio de las conexiones de la bobinas en sus terminales, es posible variar el número de polos en una relación de 2 a 1. De acuerdo con esto, resultan dos velocidades de sincronismo y por tanto dos variaciones posibles de velocidad. Si se desearan mayores variaciones de velocidad p.e. 4., se deberán agregar devanados auxiliares. A pesar de ellos estaríamos trabajando con valores de variación de velocidad discretos, y no continuos. El método tiene la ventaja de su eficiencia y la factibilidad de su construcción ya que el motor debe ser del tipo jaula de ardilla, su simplicidad y buena regulación de velocidad.

De cualquier forma cualquier método de variación de velocidad de este tipo habrá de presentar el inconveniente de obtener variaciones de velocidad discretas.

- 2) Variación de la frecuencia

La velocidad de sincronismo es directamente proporcional a la frecuencia si es posible variar la frecuencia, se podrá variar la velocidad, ésta podrá ser continua o discreta de acuerdo a la variación continua o discreta de la frecuencia. Sin embargo el par máximo que desarrolla el motor es inversamente proporcional a la velocidad de sincronismo

(1)

$Pd = I_1^2 \frac{R_1}{s} (1-s) + r_e \omega_m$ T_e : par electromagnético

$\omega_m = (1-s) \omega_s$ ω_m : velocidad mecánica

$T_e = \frac{I_1^2 R_1}{\omega_s} = \frac{I_1^2 R_1}{\omega_s^2}$ ω_s : velocidad de sincronismo

$I_1 = \frac{sE_1}{\sqrt{r_1^2 + (s^2 x_1^2)}} \quad , \quad T_e = \frac{E_1^2}{\omega_s} \left| \frac{s R_1}{r_1^2 + s^2 x_1^2} \right|$

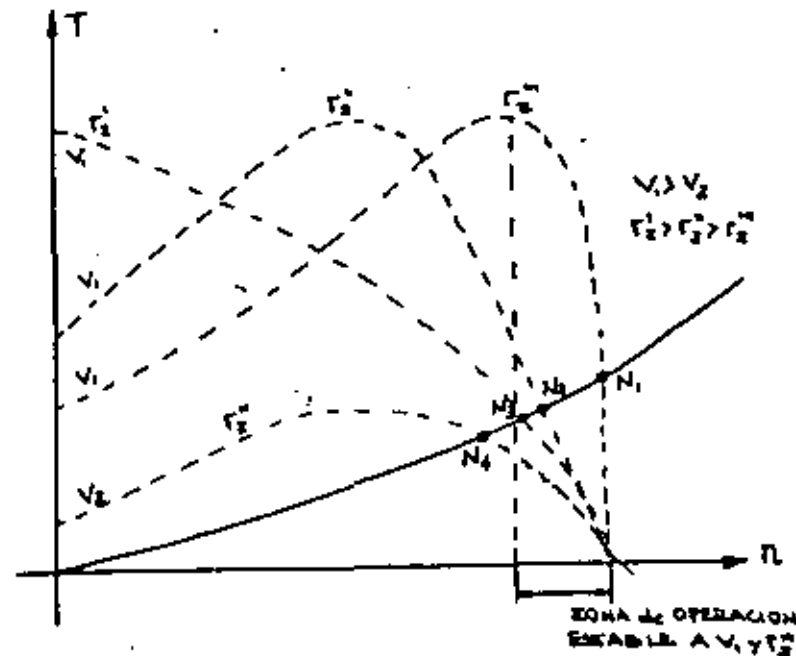
El máximo par se obtiene derivando e igualando a

$\frac{\partial T_e}{\partial r} = 0 = \frac{sE_1^2}{\omega_s} \frac{(r_1^2 + s^2 x_1^2) - r_1(2r_1)}{(r_1^2 + s^2 x_1^2)^2}$

Por lo que si queremos un par máximo constante, se deberá incrementar al mismo tiempo el voltaje de alimentación conjuntamente con la frecuencia, para obtener un aumento en la velocidad del motor. Para la aplicación de este método se deberá contar con una fuente de frecuencia variable.

- B) Control de velocidad por cambio del deslizamiento

Recordemos las curvas básicas par-velocidad del motor de inducción:



La línea llena nos representa la curva par-velocidad de nuestra carga. Las curvas punteadas representan las gráficas par-velocidad del motor de inducción para distintos valores de voltajes de estator y distintas resistencias de rotor.

Tenemos cuatro posibles curvas par-velocidad y consecuentemente, tenemos cuatro puntos distintos de operación a distinta velocidad: M, N, P, y Q. La operación estable de la máquina se desarrolla hacia la derecha del punto de máximo par.

El deslizamiento "s" puede ser variando por cualquiera de los métodos siguientes:

1) Variación del voltaje de estator

De la expresión

$$T_e = \frac{E_1^2}{\omega_s} \left(\frac{k^2 k_1}{s^2 (R_1^2 + X_1^2)} \right)$$

el par electromagnético desarrollado por la máquina es proporcional al cuadrado del voltaje aplicado, obtendremos diferentes curvas par-velocidad para distintos valores de voltaje.

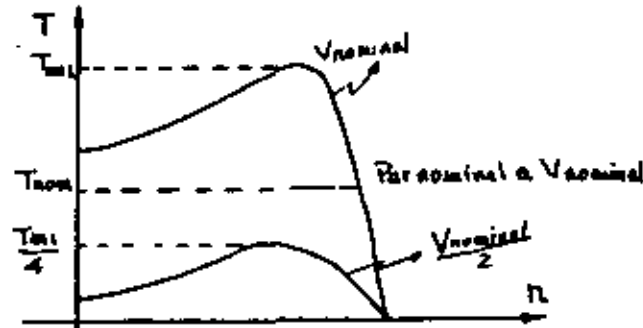
En el caso de la figura anterior, se tendrá dos valores de velocidad M, y N, para valores de V_1 y V_2 aplicados al estator.

Este método es aplicable tanto a los motores de inducción tipo jaula de ardilla, como al de rotor bobinado.

Para una carga dada, si se reduce el valor de la tensión de alimentación a la máquina, se reducirá el par con el cuadrado de la tensión reducida, y la reducción del par provocará un incremento del deslizamiento "s".

$$\omega_r = \omega_s (1-s)$$

Este método sirve para controlar la velocidad hasta cierto grado en motores monofásicos de fase partida, fundamentalmente, y en pequeños motores de inducción, resultando el menos satisfactorio de todos los controles de velocidad para motores polifásicos.



Se observa rápidamente la dificultad que surge:

El par máximo a la mitad de la tensión nominal se ha reducido a $\frac{1}{4}$ del original; no se puede lograr ni siquiera la mitad del par nominal, ya que la velocidad del mismo disminuye rápidamente y se detiene antes de que pueda desarrollar el par nominal.

Con este método se hace necesario reducir el par de carga aplicado a medida que se reduce la tensión y la velocidad rotórica.

Funciona aceptablemente cuando el motor va parcialmente cargado. Si se incrementa la carga, la regulación de velocidad se hace muy pobre.

Se puede entender como variación del deslizamiento por variación de la tensión primaria. Puede ser aplicado a ventiladores pequeños o sopladores monofásicos, donde el par resistente (resistencia al viento) es reducido a pequeñas velocidades.

2) Método de la resistencia variable de rotor

Es aplicable solamente al motor de rotor bobinado. El incremento de la resistencia del rotor produce un incremento del deslizamiento del rotor.

$$T_e = k^2 I_r \cos \theta_r = \frac{k^2 E_1^2 R_r}{R_r^2 + X_r^2} = k^2 \frac{R_r}{R_r^2 + X_r^2}$$

con resistencia adicional

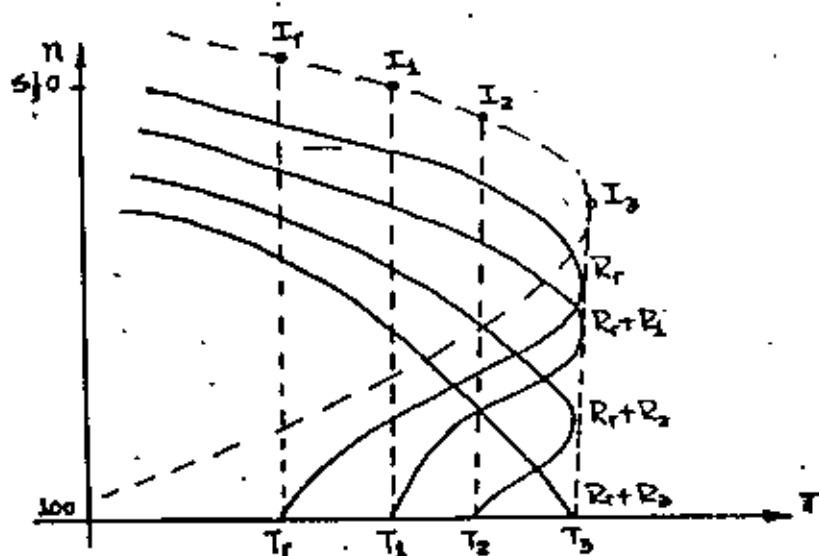
$$T_e = k^2 \frac{R_r + R_x}{(R_r + R_x)^2 + X_r^2}$$

$$\cos \theta_r = \frac{R_r + R_x}{\sqrt{(R_r + R_x)^2 + X_r^2}}$$

Variaciones de R_x significan cambios en el $\cos \theta_r$ en el instante del arranque; si se incrementa R_x en el arranque significa un incremento de $\cos \theta_r$ pero una disminución de I_r , ya que la impedancia aumenta. Este incremento de $\cos \theta_r$ es mayor que la disminución de I_r . Así obtenemos una familia de curvas par-velocidad.

A medida que R_x se incrementa, crece el par y el deslizamiento. Como ventajas este sistema presenta:

- a) elevado par de arranque
- b) variación amplia de velocidad por debajo de la velocidad de sincronismo,
- c) simplicidad en el funcionamiento



3

d) bajo costo inicial y de mantenimiento

Presenta los siguientes inconvenientes

- a) bajo rendimiento por incremento de las pérdidas
- b) pobre regulación de la velocidad para un valor dado de la resistencia rotórica.

Se emplea el motor de rotor bobinado con variación de la velocidad por variación de la resistencia para cargas de naturaleza intermitente requiriendo par de arranque elevado y aceleración y desaceleración relativamente rápidos

Como la velocidad y el deslizamiento son proporcionales a la resistencia del rotor, este método de control de la velocidad se llama también CONTROL DEL DESLIZAMIENTO.

Existen otros métodos de control del deslizamiento: control de la tensión secundaria exterior mediante concatenación, sistema Leblanc, sistema Kramer, Sistema Scherhuis, motor de Schrage, o control electrónico de la potencia de deslizamiento. Estos métodos los veremos más adelante.

SELECCION DE LA MAQUINA PARA VARIACION DE VELOCIDAD

El problema radica en la selección del sistema que más económicamente pueda proveer el rango requerido de variación de velocidad con la seguridad y respuesta de la misma deseada.

Se podría pensar inicialmente que el motor de A.C. con conmutador utilizando en un rango amplio, presenta ventajas por cuanto el mismo se alimenta directamente de una fuente de alterna. Pero el motor de D.C. ha tenido una aceptación mayor, por cuanto presenta una facilidad mayor, para el caso de variación continua de velocidad con inversión de la marcha.

Así, por un lado se han desarrollado los convertidores estáticos ac-dc controlados por tensión de armadura, y por otra parte, también se han desarrollado métodos de control de velocidad más procesos en base a realimentación de lazo cerrado.

A pesar de ello el motor de corriente continua, presenta desventajas respecto al motor de corriente alterna.

El motor de dc requiere para su funcionamiento del conmutador. Este está constituido por un sinnúmero de pequeños segmentos de cobre, separados por finas láminas de mica para su aislamiento (dalgas). Esta construcción del motor de dc, incrementa el costo y por otra parte reduce la relación potencia-peso. Por otra parte, el aislamiento entre dalgas limita el voltaje aplicado entre los segmentos. Así el voltaje total de armadura está limitado en un rango de 1500 voltios.

Por otra parte la magnitud de la corriente de armadura y su variación están restringidos por las dificultades de la conmutación, lo que limita la velocidad de rotación de la máquina de corriente continua.

El motor de inducción tipo jaula de ardilla, presenta un circuito del rotor consistente en devanados cortocircuitados que pueden ser hechos en base a un único encastre. En este caso ya no es necesario aislar las barras del rotor de las laminaciones y la jaula del rotor presenta una inercia pequeña, pudiendo operar a altas temperaturas y velocidades durante largos periodos sin necesidad de un mayor mantenimiento.

Además económicamente el costo del rotor jaula de ardilla, comparado con el de un motor de dc, de la misma potencia y velocidad es aproximadamente seis veces menos. La relación potencia-peso es dos veces mayor en el de ac que en el de dc, pudiendo ser construidos motores que desarrollan una potencia mucho mayor por cuanto no existen problemas de conmutación (mayor corriente) y ni de aislamiento, (el voltaje del estator pueda llegar hasta 15KV).

Con estas ventajas, es explicable que se hayan desarrollado los métodos de control de velocidad de estos motores incrementando su eficiencia y la economía de los mismos.

Hemos visto que se puede obtener una cierta variación de la velocidad del motor, mediante la variación del voltaje del estator, con la frecuencia constante, pero sin duda el método más eficiente, es el de variación de la frecuencia del estator. Así el menor costo del motor de ac se compensa por un costo mayor en el control de la velocidad; el manejo de frecuencia variable es atractivo para sistemas en los cuales

se requiere la variación de la velocidad, para un conjunto de motores simultáneamente; tal es el caso de las industrias textiles y de fibra sintética, industria papelera, etc. y todo aquel proceso en el que se requiere perfecta coordinación de la velocidad para aumentar la calidad del producto. En todos estos casos, se utiliza fundamentalmente los convertidores estáticos debido a su alta confiabilidad.

OPERACION DE VOLTAJES/Hz CONSTANTES

Todo convertidor estático, que desarrolla en su salida un valor de frecuencia variable, deberá también variar el voltaje de salida, proporcionalmente a la misma, con el objeto de mantener apropiadas las condiciones magnéticas en el núcleo.

En efecto, en la práctica, los circuitos magnéticos operan usualmente en la zona próxima a la de saturación con el objeto de obtener máxima utilización del material del núcleo. Cuando la frecuencia de operación se reduce, el voltaje deberá ser también proporcionalmente reducido, o de lo contrario la densidad del flujo de saturación se incrementa, lo que ocasiona una mayor pérdida en el hierro y también una mayor corriente de magnetización lo mismo para el caso de un incremento en la frecuencia de operación, se deberá incrementar el voltaje de salida del convertidor. Recordemos para este caso, que el voltaje de salida o inducido en el devanado es proporcional a la variación del flujo magnético. A medida que se incrementa la frecuencia, se incrementa la variación del flujo y para un flujo de amplitud constante, la fem inducida crece linealmente con la frecuencia.

Cuando se aplica un voltaje alterno al devanado de un motor o de un transformador, de resistencia despreciable, se induce una fuerza contra electromotriz igual y opuesta al voltaje aplicado; esto se produce por cuanto el flujo pulsante que concita al devanado ajusta automáticamente su amplitud de forma de satisfacer esta condición. Significa que para mantener el flujo constante, el voltaje aplicado y la fem se deberán incrementar linealmente con la frecuencia o también que la relación V/f se deberá mantener constante.

Algunos arreglos de control de velocidad requieren un par constante de salida, pudiéndose obtener el mismo, si el flujo de entrehierro en el motor se mantiene constante operando con una fuente de V/Hz constante. Sin embargo, el análisis planteado anteriormente considera que el devanado es de resistencia despreciable, mientras que, en la práctica a bajas frecuencias, la caída de tensión debido a la resistencia se hace comparable a la fem inducida. Esto provoca una reducción del flujo de entrehierro y como consecuencia de ello, una disminución del par. Con el objeto de mantener el par a baja velocidad, la relación V/Hz deberá incrementarse para valores de frecuencia por debajo de los 20 Hz.

FUENTES DE GENERACION DE FRECUENCIA VARIABLE DE AC

Anteriormente se tendía a utilizar convertidores rotativos de frecuencia especialmente para el comando de multimotores de los molinos y en aquellas aplicaciones, donde se requería una frecuencia de operación elevada, para permitir el uso de motores de alterna compactos.

Actualmente, tienden a ser reemplazados por los convertidores estáticos.

CONVERSION DE FRECUENCIA ROTATORIA

Consiste en un alternador síncrono comandado a velocidad variable de manera tal que genere en frecuencia variable. Si la corriente de campo permanece constante, el generador desarrolla una relación V/Hz de salida constante, ya que ambos, voltaje y frecuencia son proporcionales a la velocidad.

Si se incrementa la corriente de campo a bajas velocidades, la relación V/Hz pueda ser elevada para bajas frecuencias de operación. El alternador es movido mediante el motor de dc., o por un motor convertidor de ac.

CONVERSION ESTATICO DE FRECUENCIA

Con el objeto de obtener máxima eficiencia, es esencial la utilización de diseños de switcheo estático tanto para conducción y para no conducción del circuito. En la condición de "on" el dispositivo debe aproximarse a una llave ideal cerrada, que no tenga caída de tensión en la misma, y cuya corriente esté determinada por el circuito externo.

En la condición de abierto "off" el dispositivo debe aproximarse a una llave ideal abierta, es decir que presente, impedancia infinita y permita el bloqueo de la corriente en el circuito.

Si el switch de estado sólido puede ser disparado desde la posición de abierto a conducción por una fuente de control de baja potencia, este dispositivo puede ser utilizado para los circuitos convertidores estáticos, generando voltajes de alterna de frecuencia variable.

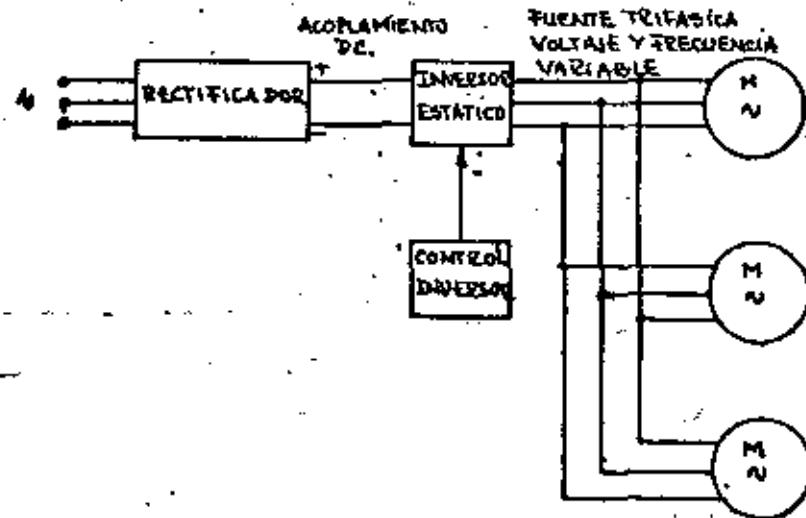
Anteriormente se utilizó como dispositivo central de estos circuitos a la thyatron. Posteriormente, el desarrollo del SCR llevó al reemplazo de la misma. Este último presenta una serie de ventajas con respecto a la thyatron:

- menor caída de voltaje interna, I_V , en comparación con 20 V ó menos de la thyatron
- mejor tiempo de respuesta y apertura del circuito, facilitando así la conmutación
- más robusto y compacto
- carece de tiempo de calentamiento de la válvula, facilitándose el encendido.

Existen dos tipos básicos de convertoras:

- el cicloconvertidor
- el convertor de directa de enlace

Se puede representar el diagrama en bloque del convertor de directa de enlace de la siguiente forma:



La fuente de alimentación trifásica es rectificadas mediante un rectificador estático, alimentándose con esta fuente de continua a un inversor estático. El inversor estático es un dispositivo que convierte dc en ac, mediante la utilización de tiristores y transistores que son disparados secuencialmente de manera de desarrollar una tensión de alterna sobre el motor de alterna.

La frecuencia de salida está determinada por la relación para la cual los tiristores inversores son disparados. El disparo de los tiristores es controlado por el oscilador de referencia y los circuitos lógicos que generan los pulsos adecuados para el disparo de los SCR. Al final de cada período de conducción cada tiristor debe ser "apagado" mediante un circuito auxiliar de conmutación. Posteriormente veremos con más detalle los circuitos inversores estáticos.

La frecuencia de salida del inversor puede ser controlada de 0 a varios cientos de Hz, mediante la variación del oscilador de referencia.

Por lo general la onda de salida del inversor es no senoidal, sin poder utilizarse con buena eficiencia filtros debido a la variación frecuencial de la onda de salida. De ahí que esta onda de tensión sea directamente aplicada al motor. La existencia de armónicas provoca una pequeña disminución en cuanto a la η de la máquina.

A valores reducidos de frecuencia, el motor de ac movido por el inversor, no presenta un buen funcionamiento debido a la rotación no uniforme de la onda de flujo. La relación V/Hz de salida del inversor puede ser controlada mediante variación del voltaje de dc de entrada.

Alternativamente, el voltaje de entrada puede permanecer constante, ajustando la relación V/Hz mediante el circuito inversor.

CICLOCONVERSOR,

Mediante el cicloconvertidor, la frecuencia de la red se convierte directamente en una frecuencia más baja, sin la rectificación intermedia. Se utiliza en el cicloconvertidor tiristores que van a modificar la onda de salida del dispositivo, construyendo esta mediante segmentos de la onda de entrada.

La frecuencia de salida debe ser de por lo menos $1/3$ de la frecuencia de entrada de ahí que la utilización mayor se da para motores de baja velocidad, mientras la frecuencia de entrada sea la de la red principal.

La onda de salida se aproxima a una senoidal, particularmente a frecuencias bajas.

Como en el caso del inversor estático, la frecuencia de salida se determina mediante la referencia con un circuito oscilador y la relación de salida V/Hz se varía también mediante un circuito de control.

Una de las principales ventajas que presenta el cicloconvertidor es la de que es capaz de desarrollar una operación regenerativa. Es decir que la dirección del flujo de energía puede ser invertido de forma tal que la energía es de vuelta a la fuente desde el lado de baja frecuencia. Esto permite una rápida desaceleración del motor mediante el retorno de la energía cinética de la máquina a la fuente alterna. El frenado regenerativo presenta ventajas sobre el frenado dinámico, en el que la energía cinética se disipa a través de resistencias; control mejor, economía en la operación.

A pesar de que el convertor de enlace dc, presente dos fuentes de conversión (rectificador e inversor) su eficiencia llega hasta al 85 y 95% pero no está sujeto a la aplicación a frenado regenerativo, a menos que el enlace de dc pueda realizarlo. Para ello es necesario la utilización de un circuito rectificador adicional, que encarece y vuelve más complejo al sistema. Cuando no se requiera frenado regenerativo, entonces el convertor de enlace de dc se vuelve competitivo.

VENTAJAS DEL CONVERSOR ESTÁTICO DE FRECUENCIA

Los convertidores estáticos de frecuencia, presentan una serie de ventajas sobre los convertidores de frecuencia rotativa, particularmente cuando se requiere frenado regenerativo.

En el caso de convertidores rotativos que usan un conjunto motor-alternador, la aplicación de carga a los motores controlados significa una mayor carga para el generador-motor, lo que significa una reducción en el voltaje y frecuencia de salida. De igual forma, para el caso en que se encuentre el conjunto de motores de velocidad variable operando significa esto que al arranque de un nuevo motor, provocará una caída momentánea en el voltaje y frecuencia de alimentación al otro conjunto de motores. Con el objeto de obtener una buena precisión en el control de velocidad, se hace necesario proveer al sistema de una realimentación de lazo cerrado basada en un tacogenerador.

Para el caso de los convertidores estáticos, la frecuencia es independiente de la carga aplicada, ya que se le regula mediante el oscilador de referencia. De ahí que puede obtenerse una regulación de frecuencia cero.

Por otra parte, cuando el convertidor estático de frecuencia alimenta un motor de inducción, la velocidad se aparta de la sincronismo, en un valor que depende del par de la carga, pero cuando se utiliza un motor síncrono o un motor de reluctancia en un sistema abierto, la velocidad está determinada sólo por la referencia del oscilador. Se obtiene un alto grado de estabilidad y la regulación de velocidad en la carga es cero.

Existen también otras ventajas de los convertidores estáticos, posibles de resumir en:

- menores costos de instalación ~~menor~~ espacio, con niveles de ruido mucho más bajo.
- menores costos de operación, debido a la eficiencia mayor y a la ausencia de partes móviles que se deterioran con el tiempo.
- mayor facilidad de control ya que la salida de voltaje y frecuencia puede ser variada independientemente dentro de un amplio rango. La salida V/Hz puede ser posible desarrollar un par de arranque elevado.

CONTROL DE VELOCIDAD DEL MOTOR DE INDUCCIÓN MEDIANTE CONVERSOR ESTÁTICO EN CASCADA.

6) Es aplicado a los motores de inducción con anillos de deslizamiento. El motor de rotor bobinado no es tan robusto como el tipo jaula de ardilla y no puede operar a velocidades tan elevadas - sin embargo a pesar de tener un cierto chisporroteo, sus necesidades de mantenimiento son considerablemente menores que en el motor de corriente directa. Así el motor de rotor bobinado compite con el tipo de jaula de ardilla y es posible el control de la velocidad del mismo mediante métodos no aplicables al tipo jaula de ardilla. Estos son denominados convertidores estáticos en cascada y se han desarrollado hasta potencias del orden de 8 MW con eficiencias del 95%.

Sabemos que

$$P_{ag} = P_{mec} + P_2$$

P_{ag} : potencia que atraviesa el entrehierro

P_{mec} : potencia mecánica de salida

P_2 : pérdida en el cobre del devanado del rotor

$$P_2 = s P_{ag}$$

$$P_{mec} = (1 - s) P_{ag}$$

$$P_{ag} = N_1 T$$

T : par electromagnético

N_1 : velocidad angular síncrona

La potencia que atraviesa el entrehierro se mantiene constante, mientras el par del motor sea constante; de esta forma - las pérdidas en el cobre serán proporcionales al deslizamiento "s".

Sabemos que es posible controlar la velocidad del motor de -

rotor bobinado mediante la introducción de resistencias adicionales en el devanado del rotor. Pero este método resulta totalmente ineficiente.

Así a una velocidad, mitad de la de sincronismo, la potencia de entrehierro se divide en partes iguales en P_2 y P_{mec} lo que lleva a tener una eficiencia de menos del 50%.

A bajas velocidades, la potencia de entrehierro se disipa casi totalmente en el circuito de rotor, con alta ineficiencia.

Concluimos en que este tipo de control de velocidad resulta con baja eficiencia, siendo aceptable su utilización para rangos de velocidad próximos a los de sincronismo.

Sin embargo es posible obtener que esa potencia disipada en el rotor no se pierda y sea reintegrada a la línea a través de lo que se llama conexiones en cascada; también es posible utilizar esa potencia para manejar un motor auxiliar acoplado mecánicamente al eje del motor de rotor bobinado.

Esta forma de recuperación de energía puede ser vista también como un control por inyección de f_m en el circuito del rotor. En efecto, si el motor opera a deslizamiento normal, y se aplica un voltaje extremo a los anillos deslizantes, en oposición a la f_m inducida en el rotor, se produce una disminución de la corriente del rotor, por lo tanto una caída del par (considerando que I es constante) y la velocidad del motor cae. Sin embargo, a medida que el deslizamiento aumenta la f_m y la corriente del motor aumentan y se obtiene una operación estable para bajas velocidades cuando el par de la carga y el del motor se igualan.

El principal problema en este tipo de control radica en que la f_m que se introduce en el rotor debe tener una frecuencia

tal que siga a la frecuencia del deslizamiento del rotor a cualquier velocidad.

Anteriormente se utilizaban sistemas de control de velocidad en base a la potencia de deslizamiento, de tipo electromecánico.

Hoy, con el desarrollo de los SCR, se tiende a reemplazar estos sistemas mediante los llamados convertidores estáticos en cascada.

Entre los sistemas electromecánicos utilizados mencionaremos al sistema Leblanc, Kramer, Scherbius y Schrage.

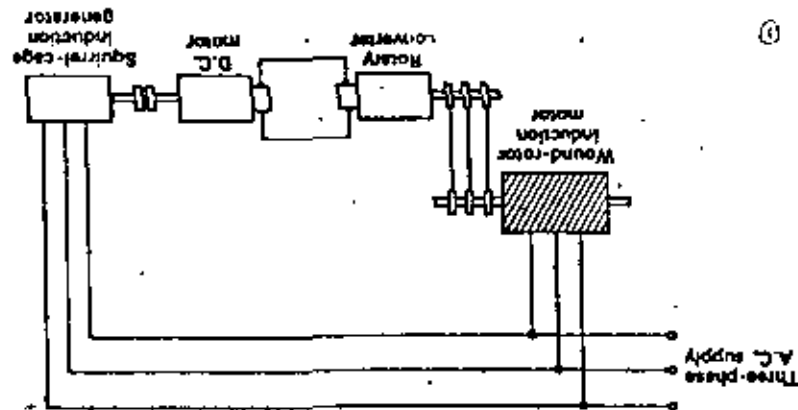
Sistema Scherbius:

El convertidor rotativo rectifica la potencia de deslizamiento; esta potencia de directa de dc se utiliza para alimentar un motor de corriente directa que a su vez oficia de primo motor de un generador de inducción tipo jaula de ardilla. Este generador es utilizado a velocidades por encima de la de sincronismo, retornando así la potencia de deslizamiento a la fuente de alterna. (Ver hoja adjunta).

Sistema Kramer:

Este sistema es análogo al Scherbius. Se utiliza un convertidor rotativo, para rectificar la potencia de salida del motor rotor bobinado y la salida alimenta a un motor de dc, mecánicamente acoplado al motor de inducción principal. La potencia de deslizamiento es convertida así en potencia mecánica en el eje del motor de inducción.

El sistema Scherbius-electromecánico ha sido convertido en un sistema de control electrónico de la potencia de deslizamiento.



⑤

to. Por su parte en el sistema Kramer, se ha reemplazado el convertidor rotativo en puente rectificador, pero subsiste el motor de dc para convertir la potencia de deslizamiento en potencia mecánica.

⑤

CONVERTOR ESTÁTICO EN CASCADA PARA VELOCIDADES SUBSINCRONAS.

El sistema Shermius se convierte ahora en un puente trifásico de onda completa que opera a la frecuencia $f_2 = s f_1$ que alimenta a través de un inductor de alisamiento a un inversor con tiristores. Este último provoca el retorno de la potencia de deslizamiento a la fuente de alterna.

Tanto el rectificador como el inversor conmutan naturalmente mediante las fuentes de alterna de alimentación correspondientes. (Ver hoja adjunta).

La fuerza contra electromotriz media desarrollada por el inversor puede ser vista como una fem inyectada y opuesta al voltaje de rotor rectificado.

La salida de directa del rectificador tiene un valor:

$$V_{d0} = 1.35 V_r s$$

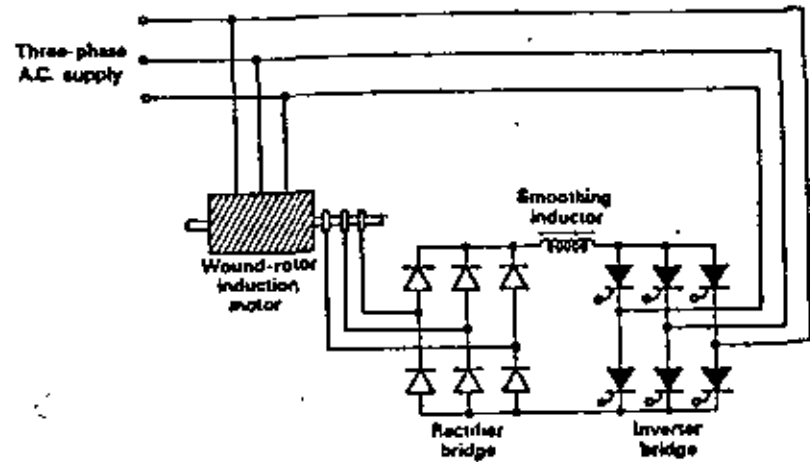
V_r = voltaje del rotor línea a línea detenido.
 s = deslizamiento.

La fuerza contra electromotriz para el inversor viene dada por:

$$V_d = 1.35 V_L \cos \alpha$$

donde

α = es el ángulo de disparo (con $\alpha \geq \frac{\pi}{2}$)
 V_L = voltaje de línea de la fuente.



En vacío, el par desarrollado por el motor es prácticamente despreciable y la corriente rectificadora de rotor es casi cero, por lo que ambos voltajes deberán estar balanceados:

$$V_d + V_{do} = 0 = 1.34 V_r s + 1.35 V_L \cos \alpha$$

$$s = - \left(\frac{V_L}{V_r} \right) \cos \alpha = - a \cos \alpha = a |\cos \alpha|$$

con la relación de vueltas efectivas del estator al rotor.

Controlando el ángulo de disparo varía pues la velocidad. -- Si s es igual a la unidad, tengo un control de velocidad --- amplio, mientras el motor esté en vacío.

Bajo carga, el rotor toma una corriente I_d y el voltaje rectificado deberá ser tal que permita el paso de esa corriente venciendo la fem del inversor. A medida que el motor de inducción se carga la velocidad cae, con ello se produce un -- aumento en el voltaje rectificado y como consecuencia, un -- aumento de la corriente del rotor que hace frente a esa mayor carga.

Si la resistencia del rotor es pequeña, se puede considerar -- que la potencia de deslizamiento sP_{ag} es aproximadamente ---- igual a la potencia de dc.

$$sP_{ag} = V_d I_d$$

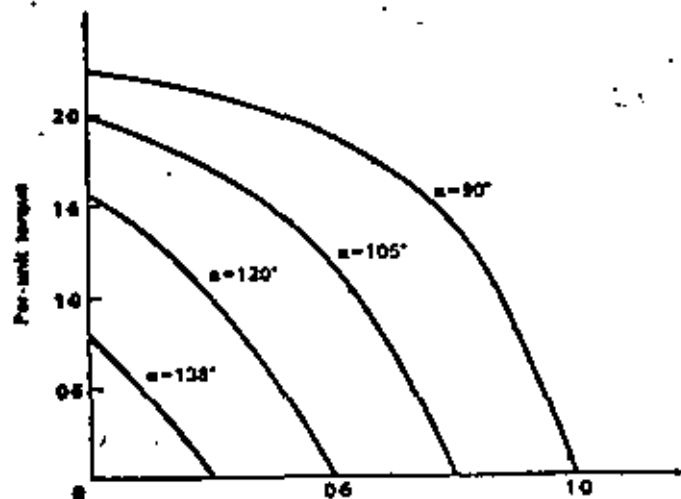
$$P_{ag} = T \omega_1$$

$$T = \frac{V_d I_d}{s \omega_1}$$

Despreciando la caída de velocidad producida al introducir -- la carga es posible sustituir el valor del deslizamiento s

$$T = \frac{1.35 V_L I_d}{a \omega_1}$$

De esta manera el par en régimen permanente es proporcional a la corriente rectificadora del rotor I_d , la que a su vez es proporcional a la diferencia de voltaje del puente rectificador y fem del inversor. Esta fem del inversor depende del ángulo α y es constante para un α fijo, por lo que el deslizamiento se incrementa linealmente con la carga, dando una característica por velocidad, semejante a la de un motor de dc con -- excitación independiente y control de armadura. Las curvas -- que se obtienen a lazo abierto son del tipo:



El principal inconveniente que presenta este tipo de control está en el bajo factor de potencia; así si el rango de variación es ancho, se puede llegar a trabajar con un factor de potencia del orden de .5 a plena carga y máxima velocidad disminuyendo a .3 para valores de velocidad más pequeños.

Este bajo factor de potencia se debe a la potencia reactiva -- de la conmutación del puente rectificador; contribuye también para este bajo factor de potencia la potencia reactiva del in

versor.

Para el caso del inversor la fcm promedio es máxima a baja velocidad. Bajo estas condiciones el $\alpha = 180^\circ$ pero debe tenerse en cuenta el traslapo de la conmutación y el tiempo de recuperación del tiristor por lo que deberá avanzarse el ángulo de disparo para evitar posibles fallas.

Esto significa que la corriente de salida del inversor está adelantada con respecto al voltaje y el inversor actúa como un generador de potencia reactiva en adelante, o consumidor de potencia reactiva en atraso. El consumo de potencia aumenta cuando el punto de disparo es avanzado de manera tal que se reduce la fcm y el deslizamiento del motor. A plena velocidad, el punto de disparo es de 90° y los KVA del inversor son puramente reactivos.

Para un ángulo de disparo dado, la potencia neta entregada por la fuente de alterna es la diferencia entre la potencia absorbida por el motor y la entregada por el inversor a la fuente. Sin embargo la potencia reactiva total es la suma de las potencias absorbidas por el motor y el inversor y por lo tanto el factor de potencia es bajo a velocidades reducidas.

De esta forma la conexión en cascada se utiliza para rango de velocidades pequeñas por debajo de la velocidad de sincronismo. El ángulo de disparo deberá ser el máximo posible para la menor velocidad deseada. Así, cuando el inversor se conecta directamente a la fuente de alterna, el voltaje de deslizamiento para el $S_{m\acute{a}x}$ de trabajo será aproximadamente igual al voltaje de la fuente de alterna. Esto se consigue haciendo que la relación de transformación-estator, rotor, sea igual al $S_{m\acute{a}x}$. Así si se requiere una velocidad hasta $S = 0.6$, se deberá ser igual a 0.4 .

Muchas veces se conecta el inversor a la fuente, a través de

un transformador, cuando la fuente de alterna es grande, ya que el voltaje de anillos esté limitado y debe ser bajo para tener una inversión directa. Se han ensayado circuitos de mejoría del factor de potencia, tal como el uso de un puente inversor semicontrolado de seis tiristores, tres de los cuales funcionan para inversión mientras el otro grupo opera como inversor y rectificador.

Si se desea obtener un rango de velocidad amplio, entonces el convertidor estático deberá tener los mismos KVA que el motor de inducción. Si el rango de velocidad se reduce, se mejora el factor de potencia al igual que disminuye la potencia del convertidor.

El voltaje de trabajo del puente rectificador está determinado por el máximo deslizamiento de trabajo, ya que la fcm del rotor y el deslizamiento son proporcionales. La corriente del puente rectificador está determinado por la máxima corriente de rotor dada por el par.

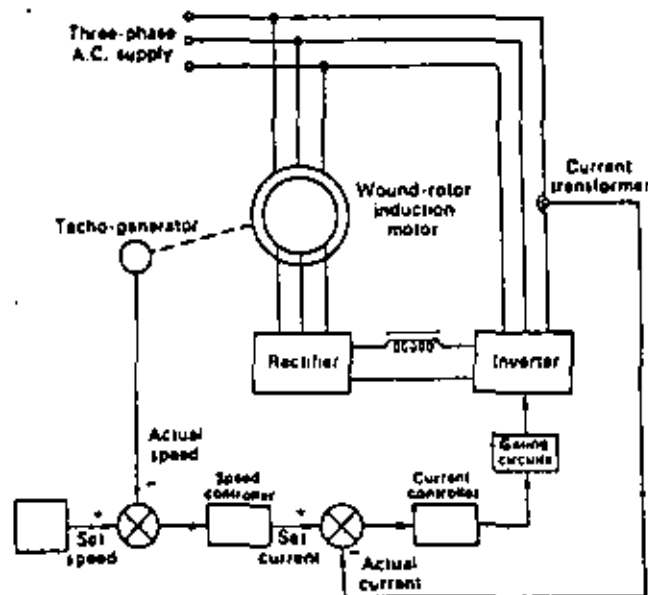
El inversor debe proyectarse para un voltaje dado por la fuente de alterna y la correspondiente corriente de alterna que corresponde al máximo par del motor. Con el objeto de disminuir las especificaciones del rectificador y del inversor, el motor debe ser diseñado de forma tal que tenga una relación de transformación de modo que la velocidad más baja requiera plena inversión.

El proceso de rectificación produce en el rotor corrientes no senoidales las que a su vez inducen armónicas correspondientes en el devanado estator de la máquina. Estas armónicas pueden causar pares adicionales armónicos y pérdidas también adicionales; el par desarrollado por la interacción del flujo y la corriente armónica es generalmente pequeño.

Por otra parte las pérdidas en el cobre producidos por las

armónicas disminuyen la eficiencia de la máquina. (1)

El inductor de filtro debe ser diseñado de forma tal que limite el contenido de estas armónicas. El circuito que se mostró anteriormente, es un circuito de lazo abierto; es posible cerrar el circuito, en forma similar a la de un control de motor de dc.



El circuito es tal que se ajusta la corriente en el circuito por variación del ángulo de disparo de los tiristores y esta corriente es la que determina el par del motor.

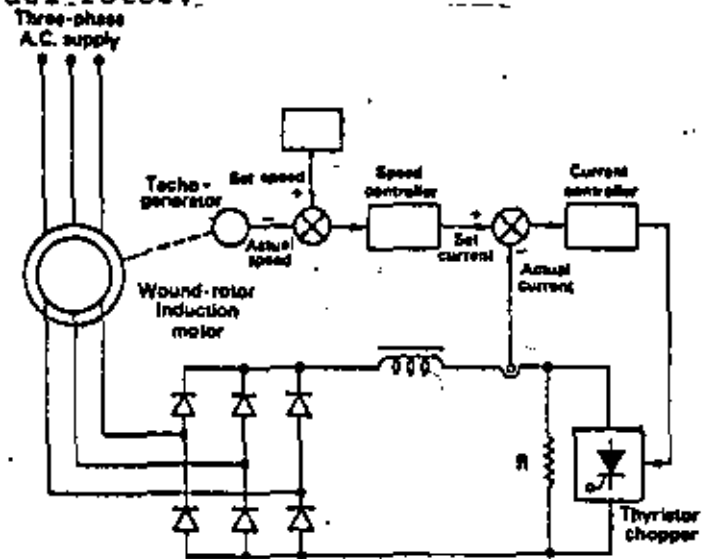
El sensor de corriente es un transformador de corriente ubicado en el lado de ac del inversor y la corriente deseada se obtiene en el circuito de lazo cerrado, el que mide la diferencia de velocidad deseada, a través de un potenciómetro de referencia, y la real que se obtiene por medio de un tacho generador.

Un error de la velocidad de la máquina genera un par motor --

tal que tiende a reducir la diferencia de velocidad. Así por ejemplo si la velocidad deseada es mayor que la medida, el motor acelera rápidamente con máximo par y corriente hasta que se aproxime a la velocidad que se quiere. La corriente y el par se reducen luego automáticamente a los valores requeridos por la carga.

CONTROL ESTÁTICO DE LA RESISTENCIA DEL ROTOR.

Una de las formas de variar la velocidad en un motor de rotor bobinado es mediante la utilización de resistencias externas adicionales, variadas mecánicamente. En los últimos tiempos se han desarrollado métodos estáticos de control que utilizan un tiristor, para la variación estática de la resistencia del rotor.



En este caso la potencia de deslizamiento del rotor es rectificad mediante puente rectificador y alimenta a través de un inductor, a una resistencia R. Un tiristor colocado en paralelo con la resistencia es switchado on y off a una frecuencia de 1 KHz aproximadamente. La relación del ton al toff determinará el valor efectivo de la resistencia y por lo tanto el control de la velocidad por alteración de las características par-velocidad-Introduciendo un capacitor en serie con la resistencia es posible obtener una variación

efectiva de cero a infinito de la resistencia y por tanto el control en un rango amplio de velocidad.

THE CLASSIFICATION OF SCR INVERTER CIRCUITS

Neville W. Mapham
General Electric Company
Auburn, New York

The reader of silicon controlled rectifier literature is faced by a bewildering nomenclature covering inverter circuits. The object of this paper is to present a method of classifying these circuits and to suggest an arbitrary designation.

The basis of the method of classification is to first of all divide the circuits into classes based upon different methods of commutation and then to sub-divide the classes into the different circuit configurations. It is convenient to consider the sub-divisions first.

Inverter Configurations

Rectifier circuits converting AC to DC occur in well known configurations such as half wave, full wave, bridge, three phase full wave, etc. Inverter circuits converting DC to AC may be grouped in an analogous manner. Figure 1 shows six different types of configurations of inverters. Methods of triggering and commutation have been left out for clarity. The six types of configurations are: choppers, inverters with a center tapped load, center tapped supply, single phase bridge, three phase half wave and three phase bridge inverters. It will be readily apparent that given any one form of commutation, all, or nearly all, of these circuits can be constructed.

Regardless of the method of commutation these configurations have their own advantages and disadvantages. Table I illustrates some of the power relations and properties of the configurations.

Classification of Commutation Methods

There are six distinct classes of methods by which SCR's may be turned off (Table II). These are:

- Class A - Self commutated by resonating the load
- Class B - Self commutated by an LC circuit
- Class C - Charged capacitor switched by another load carrying SCR
- Class D - Charged capacitor switched by an auxiliary trigger switch
- Class E - An external pulse source of commutation energy
- Class F - AC line commutation

Definitions, examples and comments on circuits of these classes will now be given. For simplicity the examples will in most cases, show chopper configurations only and will not include the trigger circuitry. The references at the end of this paper are grouped under classes and give detailed descriptions of representative inverter circuits.

Class A - Self Commutated by Resonating the Load

In Class A commutation reverse voltage is applied to the load carrying SCR from the over-swing of an underdamped LC resonant circuit containing the load, in series with the SCR. The commutation energy is supplied by the capacitor. Turn-off time is usually determined by the period of the LC circuit and the repetition rate. The SCR conducting time is a half period of the LC resonant circuit. The circuit impedance between the load and the DC supply is high.

As an example consider the circuit of Figure 2. When SCR1 is triggered anode current flows and charges up C in the polarity indicated to a higher voltage than the supply. The current will then attempt to flow back through SCR1, turning it off.

Inverters of this class are most suitable for operation in frequencies above 400 cps. As the LC resonant circuit carries the full load current, weight, size and cost become prohibitive at low frequencies. Inverters of this class are uncritical in their design mainly due to the reliability of commutation and to the fact that the stresses on the SCR's are light. The current through the SCR is nearly sinusoidal and so the initial switching currents are of comparatively low di/dt resulting in low switching losses and relative freedom from localized heating in the silicon pellet. Class A circuits have been operated successfully at 20 to 30 kilocycles, the frequency limitation being due to turn-off time which is usually less than the period of a quarter cycle. One disadvantage of this class is the fact that the load regulation is relatively poor. Another is the high voltage which appear across the SCR's under heavy load, i. e. high Q conditions.

Class B - Self Commutated by an LC Circuit²

In Class B commutation reverse voltage is applied to the load carrying SCR from the over-swing of an underdamped series LC resonant circuit connected across the SCR. A non-linear inductor may be used. The source of energy for commutation is the charged capacitor. The turn-off time is determined by the period of the LC circuit and the load impedance.

The SCR conducting time is a half period of the LC resonant circuit. The circuit impedance between the load and the DC supply is low.

Figure 3 gives an example of the operation of Class B commutation. Before the gate pulse is applied to SCR1, C charges up in the polarity indicated. When SCR1 is triggered, current flows in two directions. The load current I_R flows through the load R; a pulse of current flows through the resonant LC circuit and charges C up in the reverse polarity. The resonant current will then attempt to reverse, turning off SCR1.

Another example of the Class B inverter is the well-known Morgan circuit.^{2, 2} The merit of this class of circuit is its simplicity, the Morgan chopper being an outstanding example (Figure 4). The advantages of this class are of course the inherently good load regulation and the fact that the voltage across SCR1 can be restricted to no more than the supply voltage. The disadvantages are the relatively high stresses imposed by the waveforms on the SCR's especially in the case of a chopper working into an inductive load with a free wheeling diode when the initial di/dt through the SCR can be very high. This class has been most successfully used in DC to DC conversion, in DC motor control circuits and in the regulation of the DC supply voltage feeding other types of inverters. High frequency operation is possible if the reactance of the resonant circuit components is high compared with the load.

Class C - A charged Capacitor Switched by Another Load Carrying SCR³

In Class C commutation reverse voltage is applied when another load carrying SCR is switched. The source of energy is a capacitor charged during the conducting period of the SCR to be commutated. The turn-off time is usually determined by time constant of the capacitor and the load. The SCR conducting time is from start of current flow to the time that the alternate SCR is triggered. The circuit impedance between the load and the DC supply is low.

By definition, no chopper configuration can

exist in this class.

The flip-flop circuit is the most elementary example of this class of inverter. In Figure 5, assume SCR2 is conducting. C then charges up in the polarity shown. When SCR1 is triggered C is switched across SCR2 via SCR1 and the discharge current of C opposes the flow of load current in SCR2. The flip-flop is limited in its practical use to the center-tapped load configuration.

Figure 6 shows a McMurray Bedford inverter working into a transformer-coupled load. The operation is as follows. Assume SCR1 is conducting and SCR2 blocking. Current from the DC supply flows through the left hand side of the transformer primary. Twice the supply voltage appears across SCR2 and the capacitor C. When SCR2 is triggered the capacitor discharges through the inductor L which puts a reverse voltage across SCR1 turning it off. Current now flows in the right hand primary winding until SCR1 is again triggered when the inverter returns to the first state. It follows that the DC supply current flows alternately through each side of the transformer primary producing a square wave AC voltage at the secondary.

This inverter class in various configurations has proved to be most useful at frequencies below about 1000 cps. Regulation is very good and the voltages across the SCR's may be clamped to little more than twice the supply voltage with the aid of clamping diodes such as shown in Figure 6. On the debit side it must be recorded that the dynamic stresses on the SCR's are relatively high. The initial di/dt can be extremely high during the flow of reverse-recovery current in the circuit of Figure 6, for example due to the lack of inductance in the loop consisting of SCR1, C, and SCR2. Another disadvantage of this class is that a square wave output is produced which means that pulse-width output-voltage control is not possible. This latter disadvantage has been overcome by an ingenious method described by Turnbull.^{3, 5}

Class D - A Charged Capacitor Switched by an Auxiliary Switch⁴

In Class D commutation reverse voltage is applied to the load carrying SCR by an auxiliary trigger switch. The source of energy for commutation is from a capacitor charged during the conducting period. The turn-off time is usually determined by the time constant of the capacitor and the load. The conducting time of the load-carrying SCR is the time from start of current flow to triggering the auxiliary switch. The conducting time may be varied over a wide range. The circuit impedance between the load and the DC

supply is low.

In this class of inverter an auxiliary non-load-carrying SCR is used for the sole purpose of commutating the load carrying SCR. Figure 5 for example can be converted to Class D if the load were confined to the left-hand anode resistor and the right hand resistor were increased by say an order of magnitude and used for the sole purpose of charging up the capacitor C. The circuit then has a chopper configuration and has incidentally been successfully used to control the motor of a battery powered vehicle.

Figure 7 shows a more sophisticated version of this class of inverter. The operation is as follows. SCR2 must be triggered first in order to charge up the capacitor in the polarity shown. As soon as C is charged, SCR2 will turn off due to lack of current. When SCR1 is triggered, the current flows in two paths: load current flows in R; commutating current flows through C, SCR1, L and D, and the charge on C is reversed and held with the hold-off diode D. At any desired time SCR2 may be triggered which then places C across SCR1 via SCR2 and SCR1 is turned off.

This class of inverter is very versatile as both time ratio and pulse width control is readily incorporated. Load regulation is again very good and with care, circuits with non-dissipative elements can be made to operate very efficiently.

Class E - An External Pulse Source of Commutation Energy

In Class E commutation reverse voltage is applied to the load carrying SCR from an external pulse source which may be applied either across the SCR or in series with it. The turn-off time is equal to the width of the applied pulse. The conducting time of the load-carrying SCR is the time from the start of current flow to the application of the commutating pulse. The conducting time may be varied over a wide range. The circuit impedance between the load and the DC supply is low. Figure 8 shows an elementary example of a circuit using this class of commutation. When SCR1 is triggered, current will flow in the load. To turn SCR1 off base drive is applied to the transistor Q1. This will connect the auxiliary supply E2 across SCR1 in the polarity necessary for turning it off. Q2 is held on for the duration of the turn-off time.

Another example of this class is shown in Figure 9. Here the commutating energy from an external pulse source is injected in series with the load carrying SCR via a transformer. The transformer is designed with sufficient iron and

air gap so as not to saturate and is capable of carrying the load current with a small voltage drop compared with the supply voltage.

When SCR1 is triggered, current flows through the load and pulse transformer. To turn SCR1 off a positive pulse is applied to the cathode of the SCR from an external pulse generator via the pulse transformer. Capacitor C is only charged to about 1 volt and for the duration of the turn-off pulse it can be considered to have zero impedance. Thus the pulse from the transformer reverses the voltage across the SCR, supplies the reverse recovery current and provides the necessary turn-off time.

This type of commutation has suffered from neglect. It is capable of very high efficiency. Both time ratio and pulse width control are easily incorporated. It is also easy to clear commutation failure by a strong pulse that will force the SCR's to block. Likewise, the commutation pulse can be made independent of supply-voltage and load changes. The author hopes that one of the results of this paper will be to encourage equipment designers to give this class of inverter more serious consideration.

Class F - AC Line Commutation⁶

In Class F commutation reverse voltage is applied to the load carrying SCR from the AC-voltage-producing load. The turn-off time and the conducting time is determined by the frequency of the AC voltage and the triggering angle of the load carrying SCR. The circuit impedance between the load and the DC supply is low.

Consider the circuit in Figure 10. This circuit acts as an inverter, that is, power will flow from the battery to the AC line only if the SCR's are triggered when certain phase and amplitude relations exist. Thus in Figure 10 SCR2 is triggered when the AC line produces the polarity indicated and E_b is greater than e_o .

This inverter use is restricted to those applications where the KVA present in the load is greater than the rating of the inverter. This is the type of inverter used for example at the two ends of the underwater DC cable between England and France.

Application

As an example of the application of this classification method consider the circuit in Figure 11. It is apparently a Class B-1 chopper with a filtered output supplying power to a Class E-2 inverter. The external source for

commutation of the Class E-2 Inverter is from a Class A-1 Inverter.

From the known properties of the classes the following information about the circuit can be deduced.

The Class B chopper can operate at high frequencies which makes filtering relatively easy and rapid control of output voltage can be achieved if feedback is used. The chopper may also be used as a DC converter to reduce the battery voltage to a more suitable value for the Class E-2 inverter SCR's. The inherent regulation of the Class B chopper is very good and with feedback the output regulation can be excellent. The efficiency will be good provided losses in the series LC circuit across SCR's are kept in hand.

The Class E-2 inverter will produce a rectangular waveform at the output. Variable pulse width output pulses can be used if desired, alternatively the output could be fixed at 120° which gives a minimum of third harmonic distortion thus making any subsequent filtering easier. The efficiency can be very high and the load regulation is very good.

Feedback diodes are used so that inductive loads can be accommodated.

The external pulses to commutate the Class E-2 inverter are derived from a Class A-1 commutated SCR. The resonant circuit for commutating is contained in the mismatched pulse-forming network.

Figure 11 can be considered to be an inverter which could have excellent load regulation, good output waveform, high efficiency and excellent protection.

Conclusion

The classification of SCR inverters by classes of commutation and by configuration provides a useful and accurate means of describing the many circuits which have evolved.

As different classes and configurations have different properties this classification will assist the inverter designer in reading circuit diagrams and in choosing circuits for new designs. The author suggests that the industry adapt this method of defining and describing SCR inverter circuits.

References

1. Class A Inverters

- 1.1 An Ultrasonic Power Source Utilizing a Solid State Switching Device, W. C. Fry, IRE International Convention Record, Part 6, 1961, Vol. 8, pp 213-218.
- 1.2 An Audio-Frequency High-Power Generator Employing Silicon Controlled Rectifiers, R. Thompson, IEE Paper 3889E, May 1962, pp 249-258.
- 1.3 Design of a Silicon Controlled Rectifier High Frequency Inverter, N. Mapham, Semiconductor Products, September 1962.
- 1.4 A High Frequency Power Generator Using SCR's, N. Mapham, Solid/State/Design, April 1963.
- 1.5 A High Power DC/DC Static Converter, D. L. Duff and A. Ludbrook, IEEE CP 63-1157, June 1963.
- 1.6 High-Frequency Silicon-Controlled-Rectifier Sinusoidal Inverter, R. Thompson, Proc. IEE Vol. 110, No. 4, April 1963, pp 647 - 652.
- 1.7 A 300 KW Semiconductor Magnetron Modulator, F. A. Gateka & M. L. Embree, 1962 International Solid-State Circuits Conf., University of Pennsylvania, February 16, 1962.

2. Class B Inverters

- 2.1 Controlled Rectifier DC-DC 30 HP Motor Drive, F. G. Turnbull, Communication & Electronics, January 1963, pp 458 - 462.
- 2.2 SCR DC to DC Power Converters, W. McMurray, 1963 Proceedings of the Intermag Conference, Washington, D. C.

3. Class C Inverters

- 3.1 A Silicon-Controlled Rectifier Inverter With Improved Commutation, W. McMurray, D. P. Shattuck, AIEE 61-718, Communication & Electronics, November 1961.
- 3.2 A Design Basis for Silicon-Controlled Rectifier Parallel Inverters, R. H. Murphy, K. P. P. Nambiar, IEE Paper 364E, Sept. 1961, pp 556 - 562.
- 3.3 A High Power DC-AC Inverter With Sinusoidal Output, G. Salters, Electronic Engineering, September 1961, pp 586 - 591.
- 3.4 Step-Up Frequency Changer, R. J. Wurm, L. J. Stratton, AIEE Transactions, Applications & Industry, Vol. 79, pp 426 - 431.

3.5 Selected Harmonic Reduction in Static DC-AC Inverters, F. G. Turnbull, IEEE Transactions Paper 63-1011, June 1963.

4. Class D Inverters

- 4.1 Variable Pulse Width Inverter, D. Jones, Electronic Equipment Engineering, November 1951, pp 29 - 30.
- 4.2 Static Inverters Using SCR With Pulsewidth Control, F. Lawn, Proceedings 16th Annual Power Sources Conference, May 1962, pp 154-156.
- 4.3 Pulse Control of DC and AC Motors by Silicon Controlled Rectifiers, K. Heimann, 1963 Proceedings of the Intermag Conference, Washington, D. C.
- 4.4 Switch-off Circuits for SCR's Operating on DC, R. A. Payne & E. S. Reeves, Mullard

Technical Communications, No. 65, June 1963, pp 158-161.

4.5 The Control of Battery Powered DC Motors Using SCR's in the Jones Circuit, J. C. Hey and N. Mapham, IEEE Convention Paper #234, March 1964.

5. Class E Inverters

5.1 Activated Commutation for SCR Power Inverters, G. P. Underbrink, Proceedings 16th Annual Power Sources Conference, May 1962, pp 150-154.

6. Class F Inverters

6.1 Principles of Mercury Arc Rectifiers and Their Circuits, D. C. Prince and F. B. Vodges, McGraw-Hill Book Company, Inc. New York, 1947.

Table I. Properties of the Different Inverter Configurations

CONFIGURATION	1	2	3	4	5	6
	Chopper	CT Load	CT Supply	Bridge	3ϕ Half Wave	3ϕ Bridge
Blocking Volts ⁽¹⁾	$\frac{2}{3}E$	2 E	E	E	E	E
Peak Load-Volts	E	E ⁽²⁾	$1/2 E$	E	E	E ⁽³⁾
DC in Load	yes	no	no	no	yes	no ⁽⁴⁾
Number of SCR's	1	2	2	4	3	6
Ripple Frequency in Supply	f	2f	f	2f	3f	6f
Avg SCR Current ⁽¹⁾ Supply Current	1	1/2	1	1/2	1/3	1/3
Transformer-less Operation Possible	yes	no	yes	yes	yes	yes

(1) Ignoring overshoot due to commutation

(2) Using a 1:1:1 transformer

(3) Line-to-line voltage

(4) Assuming symmetrical loading

Table II. Inverter Classifications

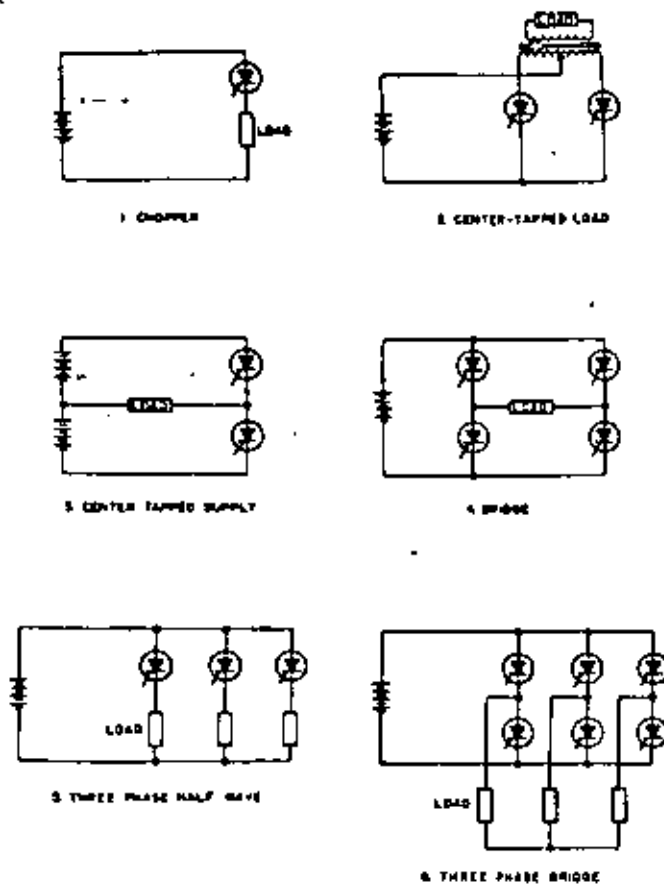
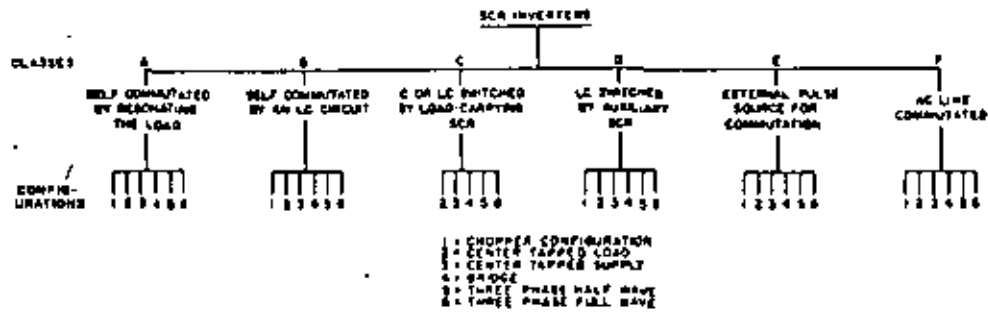


Figure 1. Inverter Configurations

1. Chopper
2. Center-Tapped Load
3. Center-Tapped Supply
4. Bridge
5. Three Phase Half Wave
6. Three Phase Bridge



Figure 2. Class A Chopper

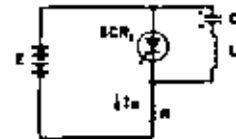


Figure 3. Class B Chopper

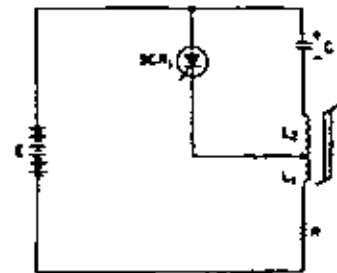


Figure 4. Class B Chopper

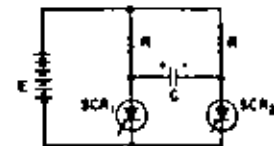


Figure 5. Class C Inverter

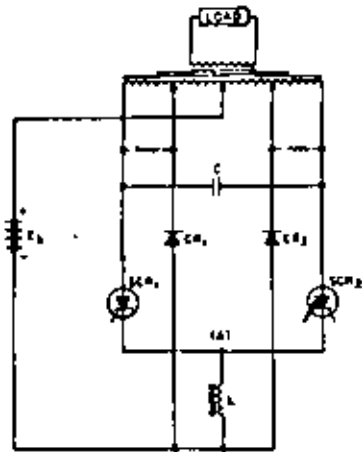


Figure 6. Class C Inverter

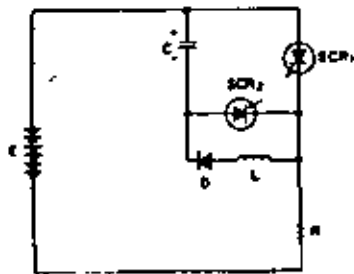


Figure 7. Class D Chopper

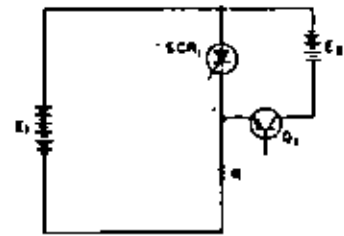


Figure 8. Class E Chopper

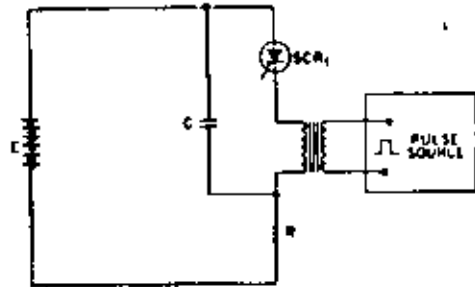


Figure 9. Class E Chopper

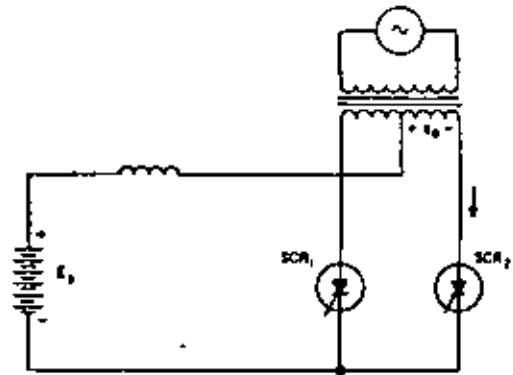


Figure 10. Class F Inverter

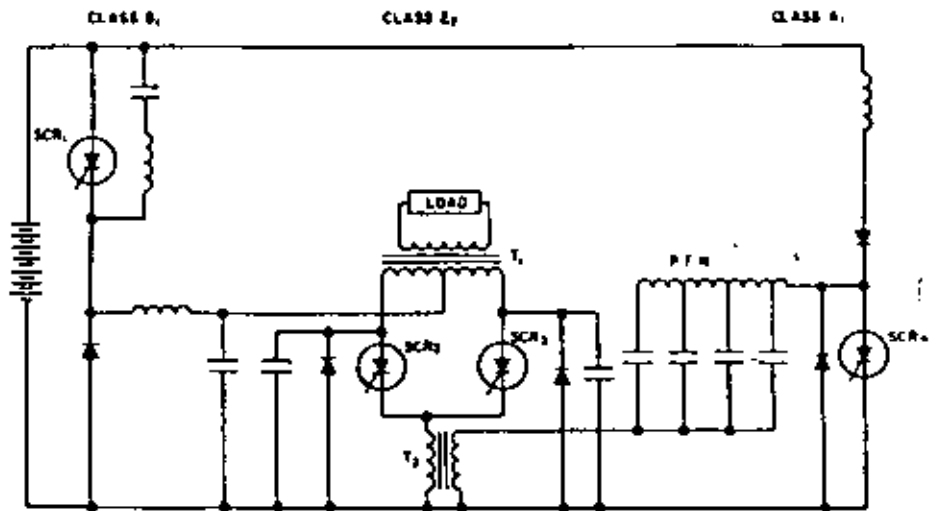
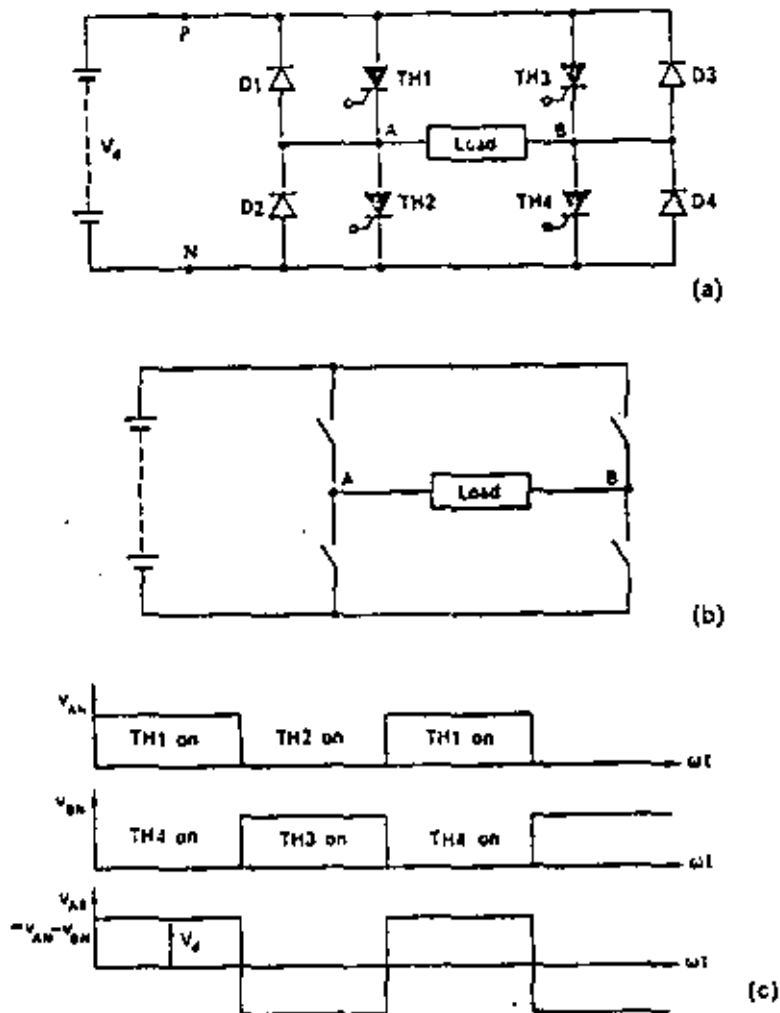


Figure 11. Typical Inverter Circuit

INVERSORES:

90

El inversor monofásico del tipo usado en muchos circuitos conversores de dc, puede ser ejemplificado en la siguiente figura:



Cuatro tiristores conectados en puente con cuatro diodos en antipara - - lelo. - La realimentación de los diodos se hace necesaria para proveer un camino de retorno de la energía reactiva, en el caso de cargas in - ductivas o capacitivas, a la fuente de corriente continua.

El circuito puede dividirse en dos secciones, la izquierda conectada al terminal "A" y la derecha para el terminal "B" de la carga.

Es indudable que ambos tiristores de una misma sección no pueden conducir al mismo tiempo sino de lo contrario estaríamos en corto circuito.

TH₁ y TH₂ son disparados de forma tal que cada uno conduzca durante 180° en forma alternada.

Despreciando la caída de tensión producida en el tiristor, el punto "A" estará conectado alternativamente al punto positivo y al negativo. La conexión de los tiristores es equivalente al sistema de switch mecánico desarrollado en la otra figura, donde la condición de conducción corresponde al switch cerrado.

Si la conmutación ocupa una fracción despreciable del medio ciclo, la tensión en A con respecto a N es la dibujada V_{AN} .

Lo dicho para la sección izquierda es válido totalmente para la sección derecha del circuito.

Los diodos conducen de a pares TH₁ TH₄ y TH₂ TH₃. - Cuando conducen TH₁ y TH₄ el voltaje de alimentación V_d está directamente aplicado a la carga. Si TH₁ y TH₄ son disparados y cortados simultáneamente, en

127
tonces sobre AB aparecerá un voltaje $V_{AB} = V_{AN} - V_{BN}$ de forma cuadrada.

Si la carga es puramente resistiva, la forma de onda de la corriente es igual que la de la tensión; si, como en el caso de los motores de ac, la carga es inductiva, la corriente estará atrasada con respecto a la tensión, de manera tal que cuando TH₁ y TH₄ se cortaron, la corriente de carga continúa en la misma dirección. Durante este período la corriente circula a través de los diodos D₂ y D₃ y la fuente de directa, y la energía reactiva es devuelta a la fuente de dc.

La realimentación de los diodos previene también que el voltaje de la carga no exceda el voltaje interno de directa, de manera tal que se genera sobre la carga una onda cuadrada de tensión de amplitud constante para todas las condiciones de la carga.

Utilizando tres circuitos monofásicos, llegamos a producir una salida trifásica de tensión. La frecuencia de salida se altera por variación de la frecuencia de los pulsos de disparo.

CONTROL DEL VOLTAJE POR ANCHO DE PULSO.

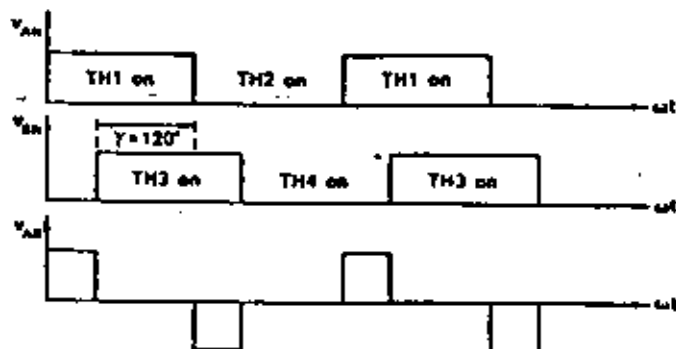
En algunas ocasiones es necesario variar la componente fundamental del voltaje de salida del inversor. En el caso del inversor monofásico, esto puede obtenerse mediante la variación del voltaje de entrada V_d preservando la forma de onda cuadrada del voltaje de salida.

Otra forma es la de mantener el voltaje de entrada constante y variar la forma de onda fundamental de alterna de salida usando la técnica de la modulación por ancho de pulso (pwm).

La forma más simple de obtención de pwm es alterando los intervalos de conducción de TH_3 y TH_4 con respecto a TH_1 y TH_2 .

Así en la figura siguiente, el disparo de TH_3 y TH_4 se avanza en $\gamma = 120^\circ$.

Esto significa que existirá intervalos de tiempo en los cuales TH_1 y TH_3 conducirán simultáneamente conectando los puntos A y B al mismo tiempo al positivo de la fuente de corriente continua.



La misma consideración es válida para el caso de la conducción de TH_2 y TH_4 .

El voltaje resultante en la carga es la onda cuadrada con ancho de pulso de 60° . Si se avanza el ángulo de disparo de TH_3 y TH_4 desde 0° a 180° el voltaje de salida se reduce de un máximo a cero.

Ciertos valores de γ ayudan a eliminar las armónicas. Así cuando $\gamma = 60^\circ$, se obtiene voltaje cero durante 60° , o período muerto durante 60° , y no contiene armónicas de tercer orden o múltiplos de ella. De igual forma cuando $\gamma = 72^\circ$ la quinta armónica es eliminada. Sin embargo si ampliamos los valores de γ , la salida estará formada por una serie de pequeños pulsos con un contenido excesivo de armónicas para muchas aplicaciones.

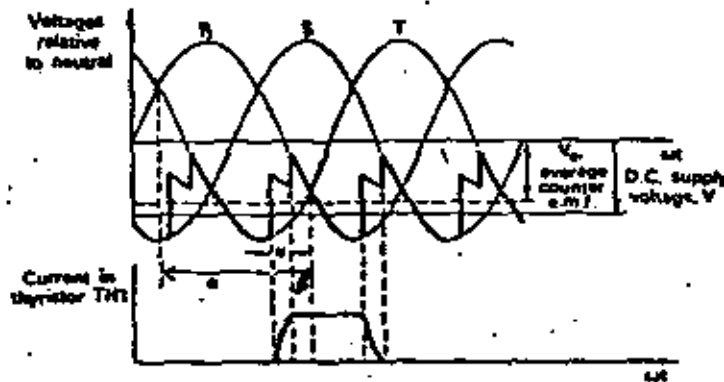
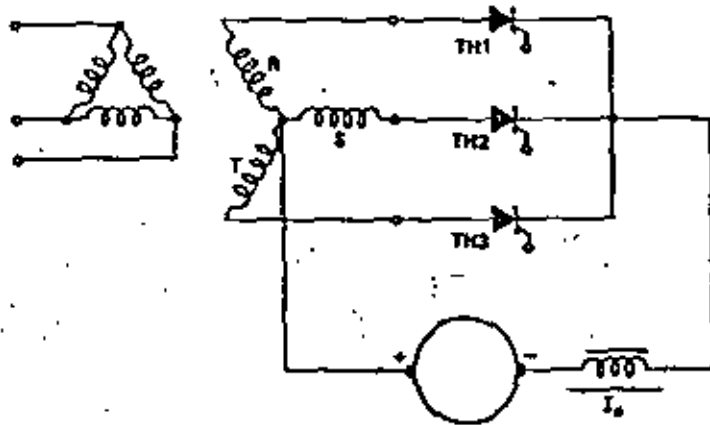
INVERSOR POR CONTROL DE FASE.

En un circuito de corriente continua, la inversión del flujo de potencia se asocia normalmente a una inversión de la corriente, pero se obtiene el mismo efecto si se invierte la polaridad del voltaje y se mantiene el flujo de corriente. Esta técnica es utilizada en el inversor por control de fase.

En el caso de rectificadores normales, cada fase entrega corriente a través del tiristor mientras el voltaje de ánodo es positivo.

La corriente del tiristor fluye de ánodo a cátodo y la dirección del flujo de energía puede ser invertido si la fuente de alterna entrega corriente en los períodos de voltaje de ánodo negativo.

Esto se obtiene mediante un atraso en la conmutación hasta que el voltaje de ánodo se vuelva negativo y forzando a que la corriente circule en oposición al voltaje de ánodo negativo. La fuente de corriente continua que produce esta corriente entrega energía a la fuente de alterna y se logra la operación de la inversión.



(2)

Para que la inversión se produzca, el instante de la conmutación debe ser atrasado más allá de los 90° cuando el voltaje de salida $V_d = V_{do}$ con α se vuelva negativo.

V_{do} : Voltaje de salida sin atraso en la conmutación y sin tener en cuenta el trasape producido en la conmutación por efecto de la reactancia de dispersión del transformador de alimentación.

En la figura mencionada α es el ángulo de atraso del disparo. Se supone que la corriente I_d se mantiene constante como consecuencia de la inductancia incorporada.

En este caso, el neutro del transformador es el terminal positivo de corriente continua y el voltaje " V " de la fuente de directa excede la fem, V_d , en un valor necesario como para provocar la circulación de corriente a través de la resistencia del circuito.

La conmutación se obtiene ya que el tiristor que va a conducir es disparado mientras su ánodo es más positivo que el ánodo del tiristor que está conduciendo.

Debido a la diferencia de voltaje entre fases, circula una corriente de conmutación en la forma normal.

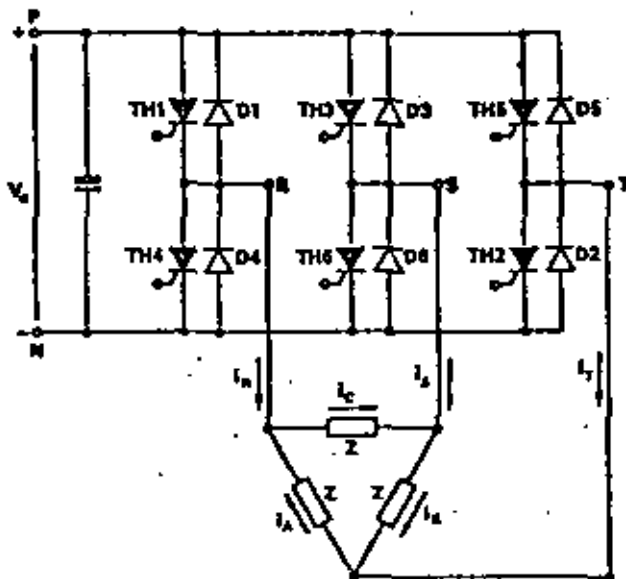
Si el ángulo de atraso es mayor que π , este voltaje de conmutación

lleve a que la conducción continúe en el semiciclo positivo. El voltaje de rectificación ayuda a la fuente de continúo y se producirá un cortocircuito. La conmutación debe producirse antes de que se igualen los voltajes de base; este ángulo $\beta = \pi - \alpha$; debe ser lo suficientemente grande como para permitir tiempo suficiente a la conmutación con tres laparmento.

Este tipo de conmutación, no forzada, es la usada en los sistemas de transmisión de potencia ac/dc/ac y en los cicloconvertidores.

EL INVERSOR BASICO DE SEIS PASOS TRIFASICO.

El inversor estático debe generar una salida trifásica de voltaje y frecuencia variable. El inversor trifásico más simple es el puente inversor trifásico de la figura:



(24)

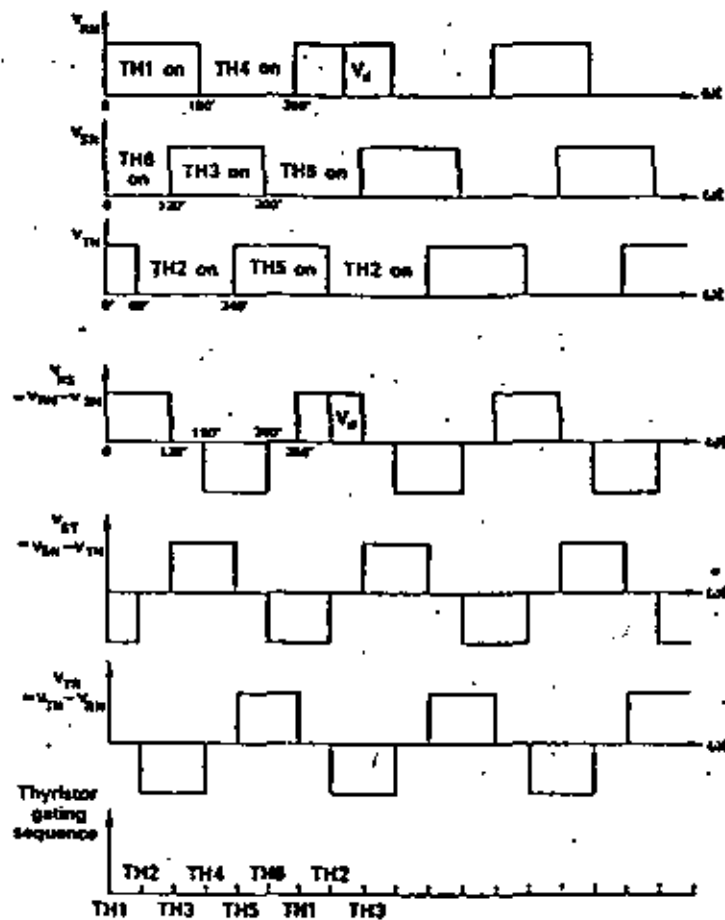
El circuito representado es similar al circuito puente rectificador controlado trifásico. En este último la conmutación de un diodo a otro se produce naturalmente; en el caso que analizamos la conmutación es forzada.

Cuando el circuito opera como inversor de 6 pasos, cada tiristor conduce un período de 180° en vez de los 120° en el caso del rectificador.

El funcionamiento es similar al planteado para el caso del circuito inversor monofásico, con la diferencia que se agrega una nueva rama de manera tal que las salidas R, S y T se conectan alternativamente a través del tiristor conductor a los bornes positivos y negativos de la fuente. La salida trifásica se obtiene mediante un disparo de los tiristores pertenecientes a cada rama desplazada 120° . La secuencia de disparo de los tiristores es $TH_1, TH_2, TH_3, TH_4, TH_5, TH_6$, mientras que la frecuencia de salida del inversor está determinada por la frecuencia de disparo de los tiristores.

FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE.

Considerando conmutación instantánea, los voltajes V_{RN} , V_{SN} y V_{TN} tienen la forma indicada en la siguiente figura:



Al igual que en el circuito inversor monofásico, V_{RN} se iguala al voltaje de entrada V_d cuando conduce el triac TH₁ y es cero cuando conduce TH₄. Los diodos de realimentación mantienen enclavado el voltaje de salida al valor de la fuente de dc.

$$V_{RS} = V_{RN} - V_{SN}$$

$$V_{ST} = V_{SN} - V_{TN}$$

$$V_{TR} = V_{TN} - V_{RN}$$

como el voltaje de líneas se obtiene a partir de la diferencia entre 2' ondas cuadradas, no contiene armónicas de tercer orden ni superiores.

Es posible plantear en términos de Fourier la expresión de V_{RS} :

$$V_{RS} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_d \left[\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right]$$

Donde el valor eficaz está dado por $\sqrt{\frac{2}{3}} V_d \approx 0.816 V_d$ y la componente fundamental presenta un valor eficaz de $\frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \approx 0.78 V_d$.

Si en vez de tener una carga con una conexión delta, la tuviéramos con conexión estrella, los voltajes al neutro tendrían la forma indicada en la figura siguiente con valores de escalones de $\frac{2}{3} V_d$ y $\frac{1}{3} V_d$.

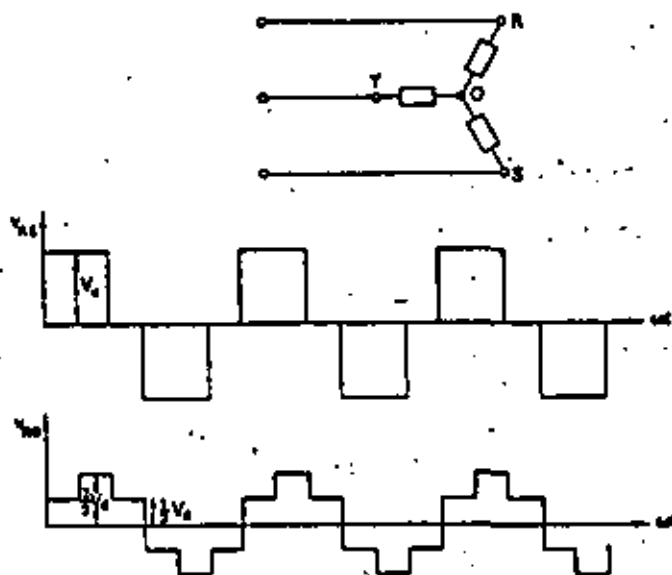
El contenido de armónicas es el mismo, y la diferencia en la forma de onda, se debe a que existe una relación diferente en las armónicas de líneas y de fase.

En este caso:

$$V_{Ro} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right]$$

Estos voltajes de línea y de fase de salida, están descritos como ondas de seis pasos ya que son generados por un inversor con 6 conmutaciones uniformemente espaciadas por ciclo.

La armónica más baja presentada es la quinta, con una amplitud igual al 20% de la fundamental.



FORMA DE ONDA DE LAS CORRIENTES.

Para el análisis de las corrientes vamos a considerar que la carga está en delta y balanceada, que es de tipo inductiva y que la conmutación es

instantánea.

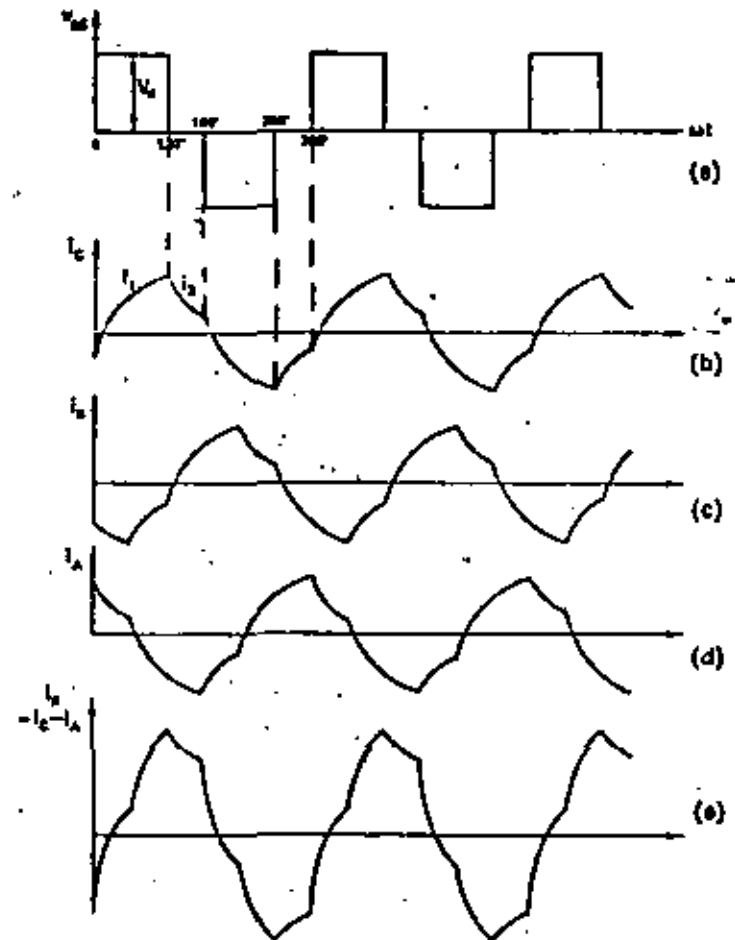
Los voltajes de salida del inversor nos indican que éste se comporta como un arreglo de switches donde cada fase de la carga tiene un voltaje aplicado secuencial de $+V_d$, cero y $-V_d$. De esta forma la corriente consiste en una serie de cambios exponenciales, producidos por los cambios de voltaje, ascendentes ó descendentes, con constante de tiempo dependiente de la carga inductiva.

Las direcciones positivas de las corrientes están indicadas en la figura anterior.

Consideremos que TH_4 , TH_5 y TH_6 han estado conduciendo y tomemos el tiempo de inicio desde el momento para el cual TH_1 se lanza a conducir y TH_4 es "cortado" por el circuito de conmutación.

El voltaje aplicado a la fase C de la Δ es el mostrado en la figura (a) tal V_{RS} y repetido sucesivamente.

(2)



Al inicio, correspondiente al voltaje aplicado de $+V_d$, para los primeros 120° , se produce una corriente exponencial creciente. Esta corriente será siempre creciente hasta los 120° , mientras así lo imponga una constante de tiempo de la carga suficientemente grande.

Esta corriente inicial i_1 , creciente, se desarrolla hasta que TH_3 comienza a conducir o bien TH_6 lo deja de hacer. Esto significa que ambos terminales de la fase C están conectados al positivo de la fuente de alimentación y por lo tanto el voltaje es cero. Sin embargo las características inductivas del circuito de carga impone que la corriente siga circulando, ahora a través de TH_1 y D_3 .

Como consecuencia de ello la corriente de fase decae exponencialmente hacia cero y marcada como i_2 .

Cuando TH_4 es disparado, se completa medio ciclo, el voltaje a través de la carga se invierte ahora; las otras dos fases presentan una forma de onda de corriente similar desfasada 120° y 240° respectivamente.

La i_{R-C-A} está también graficada.

El momento t_{90} ha sido elegido para el punto en el cual TH_4 se corta y entra en conducción TH_1 . Sin embargo la corriente de línea es todavía negativa i_{R-C-A} ; como TH_4 se bloqueó la corriente debe ser llevada a través del diodo D_1 reduciendo así la corriente neta de la fuente de corriente directa.

Si la corriente i_{R-C-A} es negativa en el instante de la conmutación, i_A circula a través del diodo D_1 y TH_3 hasta que i_C se incrementa lo suficientemente como para hacer i_{R-C-A} positivo. El TH_1 luego comien-

28

za a conducir, proveyendo la correspondiente señal al gate. Como consecuencia de ello, para cargas inductivas, el tiristor debe ser recibido cuando la corriente de línea es negativa, ó el pulso de gate debe aplicarse para los 180° durante los cuales se produce la conducción.

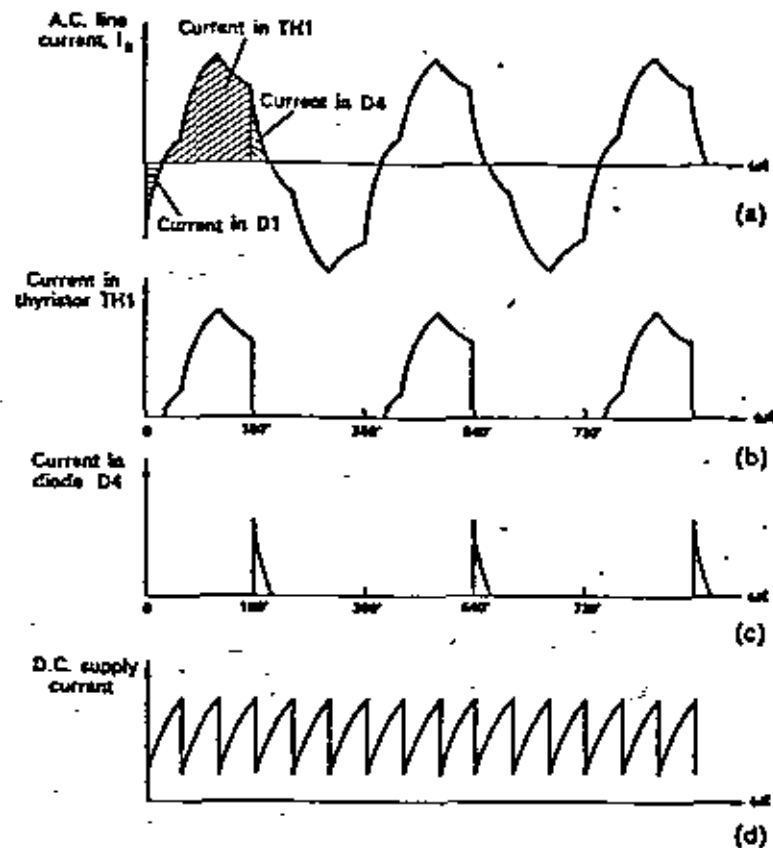
Luego de medio ciclo TH_1 es cortado pero la corriente permanece siendo positiva por un tiempo y es conducida a través de D_4 .

Por lo tanto, para el caso de cargas inductivas, el tiristor no conduce inmediatamente cuando el pulso se aplica, pero la conducción debe cesar 180° más tarde cuando el tiristor complementario es disparado.

Las formas de onda de corriente que se obtienen son las mostradas en la figura siguiente.

Es importante tener en cuenta la magnitud de la corriente del tiristor al final de la conducción, por cuánto es la corriente que debe ser conmutada.

Este valor es más pequeño que el pico de corriente, pero para cargas con bajo factor de potencia, fuertemente inductivas, la corriente de conmutación coincide con la corriente pico.



En la forma de onda de corriente mostrada anteriormente, las corrientes i_1 correspondientes a cada una de las fases A, B y C, constituyen realmente las corrientes entregadas por la fuente de corriente continua.

Las corrientes i_2 no son aportadas por la fuente de dc.

De tal manera que la corriente total por la fuente es la suma de las

(29) corrientes i_1 pertenecientes a las tres fases y se corresponde con la última figura.

La corriente $i_{R C A} = -i_A$ debe ser negativa para una parte del intervalo de cero a 60° , indicando esto que la corriente está circulando a través del diodo de realimentación D_1 reduciendo la corriente que debe entregar la fuente. En el intervalo 60° a 120° conduce TH_1 ya que es el único tiristor con voltaje de ánodo positivo y para el caso de cargas muy inductivas, i_R puede llegar a ser negativa en este intervalo. En esta condición, la fuente de corriente debe invertirse, circulando la corriente a través de los diodos de realimentación; esta situación ocurre para cuando el factor de potencia alcanza valores de .55, si se obtuviera la fuente de directa de un puente rectificador, no sería posible la inversión, debiendo en ese caso colocarse un capacitor para que absorba la potencia reactiva.

CONTROL DE FRECUENCIA.

La frecuencia de salida del inversor está determinada por la frecuencia de disparo de los tiristores. Los pulsos son generados por osciladores de baja potencia generando formas de trenes de pulsos mediante circuitos digitales ó analógicos los que a su vez van a alimentar a los gates de los SCR. De esta manera la frecuencia de salida está determinada únicamente por el oscilador de referencia y no está afectada por el transitorio de salida.

vés de un autotransformador de relación variable de ajuste automático a través de un lazo cerrado.

Un conversor de frecuencia a voltaje produce un voltaje proporcional a la frecuencia del oscilador; esta tensión es comparada con el voltaje de salida; la diferencia es amplificada y enviada a un motor que comanda los taps del autotransformador. La relación V/H que se obtiene es del $\pm 1\%$.

Presenta como ventajas que la forma de onda de salida del inversor no varía en un amplio rango. El factor de potencia de entrada es elevado.

Si se utiliza un sistema de rectificación no controlada en la entrada,

Se puede incluso disminuir el valor de la corriente de arranque del motor, mediante la ubicación del tap del transformador en el punto de menor tensión y menor frecuencia, disminuyendo así la corriente en el primario del transformador y consiguiendo una mayor capacidad de manejo de corriente.

Pero el transformador presenta también un voltaje primario constante y valores de frecuencia variable. Con el objeto de evitar la saturación magnética debe ser diseñado para trabajar a bajos valores de frecuencia.

(31)

La desventaja mayor radica en la introducción de un elemento electro-mecánico, causando un deterioro en el tiempo de respuesta, ya que el ajuste del transformador requiere de segundos. Sin embargo existen sistemas donde no se requiere una velocidad de respuesta tan grande, utilizándose para variaciones a plena carga que van de 4 a 1 aproximadamente.

b) CONTROL VOLTAJE DE ENTRADA.

En este caso el control del voltaje se realiza mediante una conversión de alterna a directa a través de un puente de rectificación controlado.

Se incrementan en este caso las dificultades de la conmutación ya que la corriente de carga es proporcional al voltaje en los capacitores de conmutación.

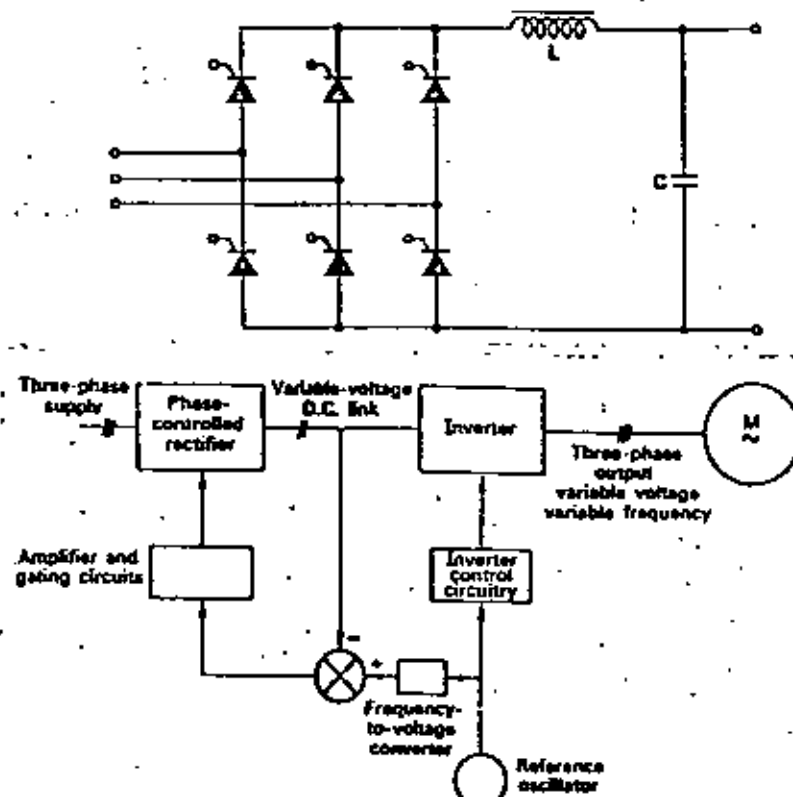
Un par de carga constante requiere corriente constante a distintas velocidades y el inversor deberá conmutar pues corrientes de plena carga a bajas frecuencias cuando el voltaje se reduzca. Si los circuitos de conmutación son diseñados para trabajar satisfactoriamente en este rango, las pérdidas por conmutación serán excesivas a altos voltajes. De ahí que estos circuitos se trabajen para rangos variables de velocidad de 3 ó 4 a 1.

Si se requiere un rango de velocidad amplio, es necesario contar con

una fuente auxiliar de voltaje de dc constante para la carga de los capacitores de conmutación, bajo estas condiciones se puede llegar a un rango de variación de 100 a 1 de la frecuencia, ya que la capacidad de conmutación es independiente del voltaje de entrada del inversor.

Se puede obtener variación en el voltaje de entrada mediante:

- a) La utilización de un transformador de entrada de relación variable (con un sistema de lazo cerrado similar al circuito interior).
- b) Circuito de entrada rectificador controlado, presenta la desventaja de que a bajos voltajes el factor de potencia es bajo, generando armónicas espurias. Para ese caso se requiere de filtros.



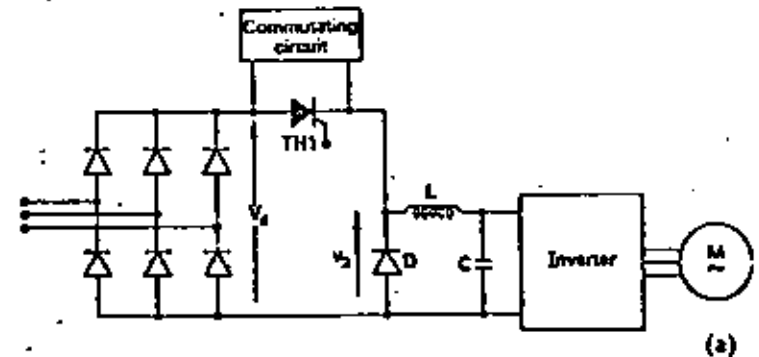
(32)

En este caso la variable a comparar se extrae de la salida del rectificador controlado, comparándola con la salida del convertidor de frecuencia a voltaje; posteriormente esta diferencia opera sobre el circuito de disparo de los tiristores.

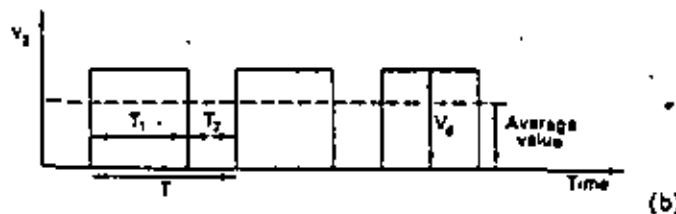
- c) Utilización de rectificador y chopper.

Se utiliza un puente rectificador de diodo no controlado y la salida se regula mediante un chopper de continua. El tiristor ubicado en serie con el circuito rectificador se dispara y se corta rápidamente, de manera tal de obtener una tensión de salida de pulsos rectangulares.

En este caso el TH_1 es disparado por gate y bloqueado con el circuito de conmutación forzada.



Es posible graficar la curva de voltaje de salida del circuito chopper:



El voltaje de salida puede ser variado de dos formas:

- A) Manteniendo el período T constante y variando la relación T_1 a T_2
- B) Manteniendo constante el tiempo de encendido T_1 y variando el tiempo de apagado T_2 .

Si el voltaje pulsante de salida se filtra, entonces es posible obtener una fuente de tensión de continua variable, bien para variar la velocidad de un motor de dc, bien para alimentar al circuito inversor de un control de motor de ac. En este caso se utiliza un sistema de realimentación similar al último desarrollado.

C) CONTROL DEL VOLTAJE CON TECNICAS DE SWITCHEO INTERNA AL INVERSOR.

En este caso se incrementa el contenido de las armónicas a medida que se reduce el voltaje de salida, aunque tiene una alta velocidad de res--

puestas.

Podemos tener dos tipos de control de voltaje:

C_1 - Control de voltaje por desplazamiento de fase.

C_2 - Modulación por ancho de pulso.

C_1 - Control de voltaje por desplazamiento de fase.

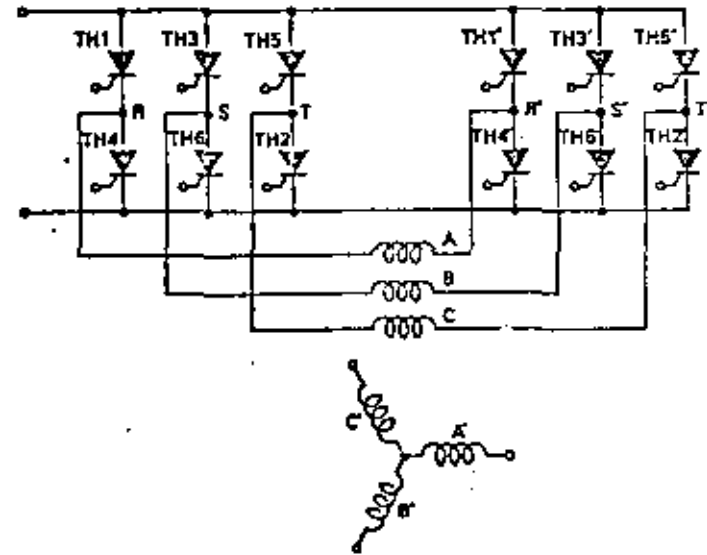
Requiere de la utilización de dos circuitos inversores que operan a la misma frecuencia, alimentados desde la misma fuente de d.c. La salida de los inversores se combinan en un transformador y se obtiene un control del voltaje por desplazamiento de fase de un inversor respecto de otro. Este método se obtiene mediante el desplazamiento de fase del disparo de cada uno de los inversores; la salida se suma mediante dos transformadores de salida con su secundario conectado en serie. Cuando los dos conjuntos de pulsos están en fase, la salida de los transformadores es el doble de cada una de los inversores.

Quando las señales están desplazadas α , la componente fundamental de salida del voltaje se reduce en $\cos \alpha/2$, y un desplazamiento de 180° provoca una salida de voltaje cero.

La señal del oscilador de referencia controla el desplazamiento de fase de forma de obtener una relación de salida V/H_3 constante. Se utiliza el sistema de lazo común.

32

Un circuito típico a utilizar puede ser:

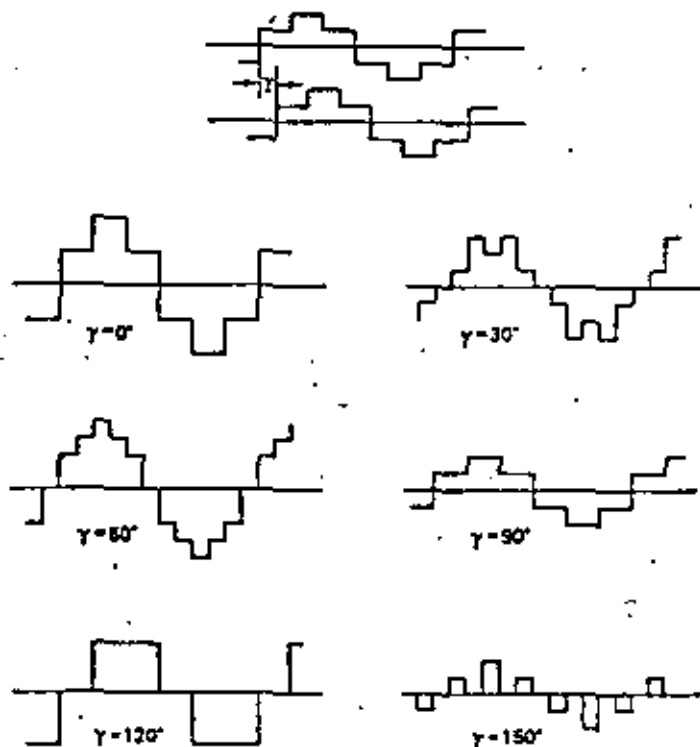


En este caso un transformador trifásico tiene sus fases primarias conectadas a las terminales correspondiente de dos inversores de seis pasos (las fases del transformador son ABC).

Aparece en RS y T y R'S' y T' la salida del voltaje de seis pasos. Si las ondas de salida de los dos inversores están desfasados 180° , ap-

rece un voltaje de máxima amplitud en la salida, primario del transformador. Cuando la señal de gate de uno de los puentes se desplaza, entonces el voltaje de salida se reduce.

Las curvas que se obtienen son del tipo:



En estos circuitos las armónicas que aparecen en el voltaje de salida,

(32)

corresponden exclusivamente a las armónicas generadas en el puente inversor.

Así para el caso de un inversor de 6 etapas no aparecerán armónicas del orden menores que la quinta. En la medida que se incrementa el desplazamiento, γ , se incrementa la magnitud de las armónicas comparada con la fundamental.

C₂ . MODULACION POR ANCHO DE PULSO (PWM)

El chopping ó la técnica de pulso que es usada para transformar un voltaje de directa, puede ser usada para controlar el voltaje alterno de salida de un inversor.

El voltaje de salida del rectificador es switcheado de manera tal de obtener un número de pulsos de igual amplitud por cada medio ciclo.

Cada pulso tiene una amplitud de salida igual a la amplitud V_d de la fuente de salida del rectificador.

La tensión de salida puede variar dependiendo del tiempo total de encendido ó conducción durante medio ciclo. Este tiempo de "on" total puede alterarse ya sea:

- a) Manteniendo el ancho de pulso constante y variando la cantidad de pulsos generados por medio ciclo.

corresponden exclusivamente a las armónicas generadas en el puente inversor.

Así para el caso de un inversor de 6 etapas no aparecerán armónicas del orden menores que la quinta. En la medida que se incrementa el desplazamiento, δ , se incrementa la magnitud de las armónicas comparada con la fundamental.

C₂ . MODULACION POR ANCHO DE PULSO (PWM)

El chopping ó la técnica de pulso que es usada para transformar un voltaje de directa, puede ser usada para controlar el voltaje alterno de salida de un inversor.

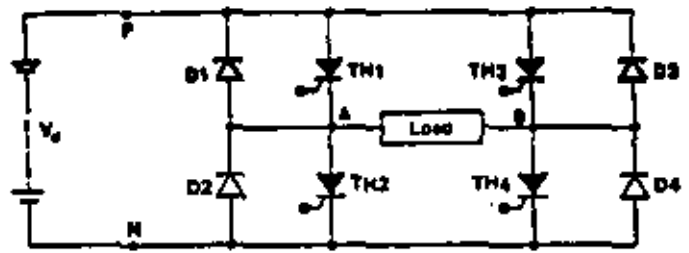
El voltaje de salida del rectificador es switcheado de manera tal de obtener un número de pulsos de igual amplitud por cada medio ciclo.

Cada pulso tiene una amplitud de salida igual a la amplitud V_d de la fuente de salida del rectificador.

La tensión de salida puede variar dependiendo del tiempo total de encendido ó conducción durante medio ciclo. Este tiempo de "on" total puede alterarse ya sea:

- a) Manteniendo el ancho de pulso constante y variando la cantidad de pulsos generada por medio ciclo.

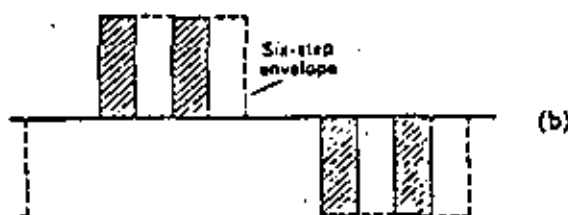
b) Manteniendo constante el número de pulsos y variando su ancho. -
La técnica de la modulación del ancho de pulso puede ser aplicada a un circuito inversor como:



En este circuito, cada lado del inversor puede conmutar independientemente y se obtiene un intervalo de voltaje cero, cuando los terminales de la carga están conectados a la misma línea de dc. Si se conmuta varias veces, un lado del puente, durante medio ciclo, se puede generar un voltaje de salida similar al de la figura siguiente:

En este caso se deberá disponer de un circuito conmutador por tiristor, de manera tal que pueda interrumpir el flujo de corriente en cualquier instante. Los circuitos de conmutación que pueden utilizarse son varios.

Los inversores elementales de modulación del ancho de pulso son contruidos para entregar dos pulsos por medio ciclo en uno de tipo de seis pasos como el que se muestra.



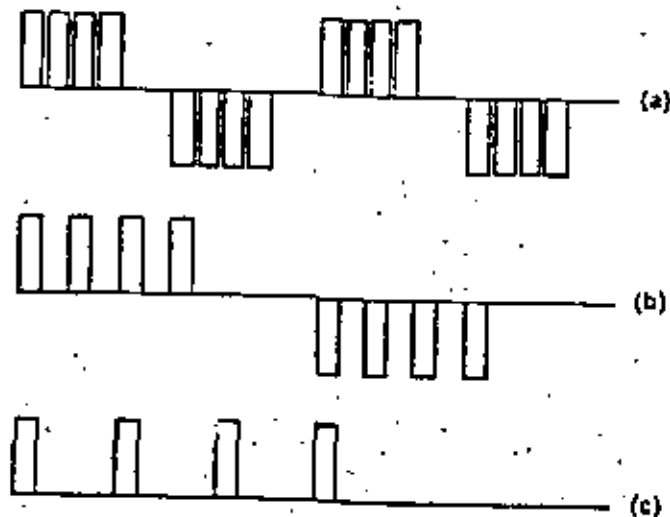
Armónicas de bajo orden se introducen, principalmente la quinta y la séptima, lo que significa un deterioro en el funcionamiento de la máquina a bajas velocidades.

El contenido de las armónicas decrece a medida que se aumenta el número de pulsos por medio ciclo generado, y la onda de salida tiende a aproximarse a la de seis pasos. A pesar de ello el contenido de armónicas no será nunca menor que el generado para el caso del inversor de

6 etapas.

Como los motores de ac requieren de una relación V/Hg. constante, es decir una relación volt-segundo/ciclo constante, esto significa que el área encerrada por la curva en volt-segundos debe ser la misma para todas las frecuencias. Esto es posible de obtenerlo manteniendo una duración de pulso constante a medida que la frecuencia de salida fundamental es reducida; ante esto, la frecuencia de repetición del pulso disminuye linealmente con la frecuencia fundamental de salida. Es posible obtener una elevación del voltaje a bajas frecuencias, incrementando el ancho de pulso. Con esta técnica del control del voltaje, la forma de onda de salida se deteriora a bajas frecuencias a medida que el intervalo de pulsos se incrementa.

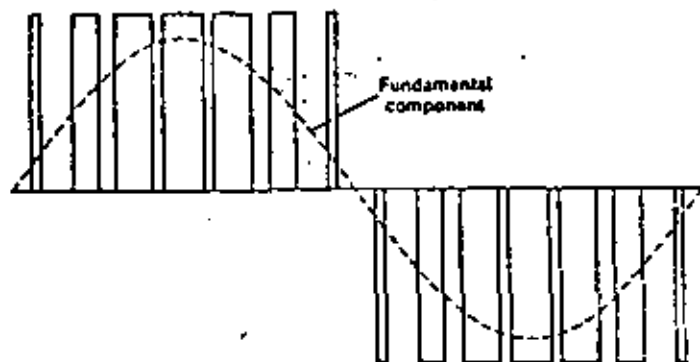
Es posible obtener un comportamiento del tipo indicado en la figura para máxima frecuencia, a media frecuencia y a un cuarto de frecuencia.



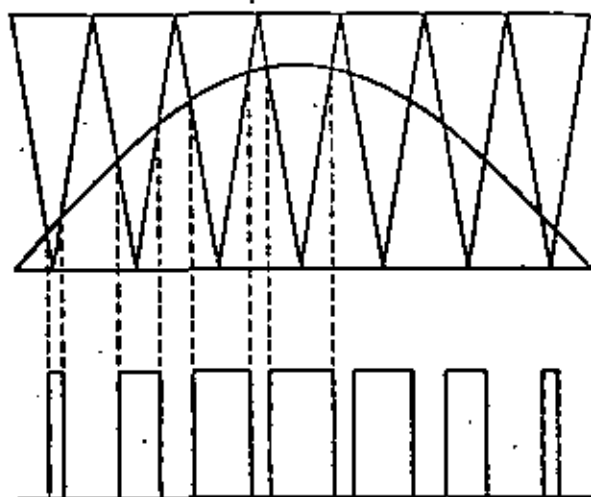
40

Las frecuencias de las armónicas decrecen también con la frecuencia fundamental y para este caso el alisamiento que ofrece la inductancia de la máquina se hace menos efectivo. El comportamiento de la máquina a bajas velocidades presenta pues, problemas, pero puede ser mejorado mediante la introducción de reactores en serie con el estator principal; esto puede causar problemas de pérdida de par, pero mejora el filtrado de las armónicas. La distorsión de voltaje para bajos valores del voltaje de salida puede ser mejorada por medio de un autotransformador reductor en la salida del inversor. Cuando la distorsión de voltaje debido a la modulación por pulso se vuelve importante, el voltaje de salida es restablecido a su valor pleno y es disparado el autotransformador; posteriormente son aplicados los pulsos para mejorar la forma de onda de salida. Se necesita un transformador de varios tapas y debe ser diseñado para operar con el voltaje inverso pleno a frecuencias reducidas.

Existe otro sistema más depurado de modulación de ancho de pulso, donde el pulso se varía a lo largo de medio ciclo en forma senoidal. Los pulsos deberán estar regularmente espaciados, y el ancho del pulso proporcional al área encerrada en la onda senoidal.



En la modulación de onda por ancho de pulso, la armónica de frecuencia más baja está dada por la frecuencia del pulso; si éste es mucho mayor que la frecuencia fundamental, la inductancia de la máquina es suficiente para el filtrado. Estas formas de onda son generadas usualmente por medio de un circuito de control en el cual una onda triangular de alta frecuencia es mezclada con una de forma senoidal cuya frecuencia es la deseada.



(41)

En la figura se muestra una onda triangular asimétrica usada para producir el disparo; esta es la alimentación del circuito de disparo del gate, generando así una forma de onda de pulso que se aproxima a la deseada.

Cuando existe modulación senoidal del ancho de pulso, el voltaje y corriente de salida tienen un pequeño contenido de armónicas.

Esto reduce las pulsaciones indeseadas del par, asociadas generalmente a operaciones en baja frecuencia de un comando estático para alterna.

En la modulación por ancho de pulso no se requieren de equipos auxiliares importantes, más allá de un puente rectificador de diodos.

En contrapartida, se requiere de un circuito de control ancho más caro y complejo.

Tanto para el PWM como para el caso del chopper se requiere de una solución de compromiso en la frecuencia de repetición de los pulsos. Una frecuencia de pulsación elevada reduce las armónicas de bajo orden, y disminuye los requerimientos del filtro. Pero con el incremento de las pulsaciones, se aumentan también las pérdidas por conmutación, a su vez esto también se contrabalancea con pérdidas pequeñas en el estator de la máquina debido al bajo contenido de armónicas.

commutation. In this circuit, the turning on of thyristor Q_2 turns off thyristor Q_1 , if it is conducting, and conversely. This technique has the advantage of not requiring additional thyristors for commutation, but the advantage is gained at the expense of additional inductive and capacitive components.

In Fig. 7.5a, D_1 and D_2 are the diodes shown in the power circuit of Fig. 7.1a. The two commutating capacitors are of equal magnitude, so that

$$C_1 = C_2 = C \quad \text{F} \quad (7.13)$$

The two commutating inductors are also of equal magnitude

$$L_1 = L_2 = L_C \quad \text{H} \quad (7.14)$$

These two inductors are wound on one core, which contains an air gap to ensure linearity. They may therefore be regarded as constituting a transformer that is ideal, apart from requiring a magnetising current, and represented by the equivalent circuit shown in Fig. 7.5b. Thus at all times

$$v_{L1} = v_{L2} \quad \text{V} \quad (7.15)$$

Since the two windings have the same number of turns, the magnetizing inductance L_C may be considered to be connected across either winding of the ideal transformer, as convenient. It should also be noted that these windings are connected one in series with each thyristor. Since the two thyristors may not conduct simultaneously, it follows that only one winding of this transformer will carry current at any instant. Furthermore, the statement that "the current in an inductive circuit cannot change instantaneously," may in this situation be replaced by the more fundamental statement that "the flux linkage of any circuit cannot change instantaneously." This means that, while the *mmf* producing the flux in this transformer core cannot change instantaneously, the currents in the circuits providing it can do so, as long as one exactly replaces the *mmf* formerly provided by the other.

Inductors L_{C1} and L_{C2} are also wound on one core, but this contains no air gap, and the windings and core therefore constitute a transformer that may be regarded as ideal. This transformer may be represented by the equivalent circuit shown in Fig. 7.5c. Its turns ratio is

$$n = \frac{N_1}{N_2} < 1 \quad (7.16)$$

so that at all times

$$\frac{v_{L1}}{v_{L2}} = n = - \frac{i_{L2}}{i_{L1}} \quad (7.17)$$

The nature of this transformer is such that current cannot flow in one winding unless current also flows in the other, since the net *mmf* on the core must be zero. Diodes D_{11} and D_{22} , in conjunction with this transformer, form an energy-recovery circuit that returns to the voltage sources v_{s1} and v_{s2} the energy stored at the instant of commutation in inductors L_1 and L_2 . It may be noted in passing that while the inductance L_c of the commutating transformer may be of the order of microhenries, the inductances L_{E1} and L_{E2} of the energy-recovery transformer may be of the order of millihenries.

A brief verbal description of the operation of the circuit during the commutation interval will be of assistance in following the course of the detailed analysis that follows.

When thyristor Q_2 is turned on at the beginning of period I of the commutation interval, the voltage across capacitor C_2 is applied to inductor L_2 ; and hence appears at the terminals of inductor L_1 . This commutates thyristor Q_1 , which turns off instantaneously. The *mmf* on the core of inductors L_1 and L_2 cannot change instantaneously; consequently the current formerly in inductor L_1 is instantaneously replaced by an equal current in inductor L_2 . To this current is added an oscillatory component flowing in the ringing circuit formed by capacitor C_2 and inductor L_2 . Due to the oscillatory current, the voltages of inductors L_{E1} and L_{E2} vary, and when $v_{L_{E2}}$ acquires a negative value equal in magnitude to the combined source voltages, diodes D_2 and D_{11} conduct. This ends period I of the commutation interval.

During period II of the commutation interval, the voltages across all four inductors are clamped, due to the flow of current through diodes D_2 and D_{11} into the constant-voltage sources. The current in inductor L_2 and thyristor Q_2 therefore falls at a uniform rate to zero, and this ends period II of the commutation interval. During period II, the energy stored in the core of inductor L_2 is recovered and returned to the sources. A detailed analysis of the circuit may now be undertaken.

When thyristor Q_1 is conducting, $i_{Q1} = i_Q$, and as may be seen from the current waveforms of Fig. 7.4, di_{Q1}/dt may be large at the beginning of the half cycle. However, shortly after Q_1 has begun to conduct the rate of change of current will have decreased considerably, so that since L_c is a small inductance

$$L_c \frac{di_{Q1}}{dt} = v_{L1} \ll \frac{V}{2} \quad \text{V} \quad (7.18)$$

Thus for the circuit mesh comprising C_1 , Q_1 , and L_1 ,

$$v_{C1} = v_{L1} = 0 \quad \text{V} \quad (7.19)$$

Analysis of the Half-Bridge Inverter

373

and for the loop comprising Q_1 , L_1 , the load circuit and source v_{s1} ,

$$v_o = \frac{V}{2} \text{ V.} \quad (7.20)$$

For the loop comprising C_2 , the load circuit and source v_{s2} ,

$$v_{C2} = v_o + v_{s2} = V \text{ V} \quad (7.21)$$

The commutation interval begins when thyristor Q_2 is turned on. This instant, corresponding to $t = T/2$ in Fig. 7.4, will be taken as the origin, $t = 0$, of the curves showing the time variations of the circuit variables during the second half cycle of v_o in Fig. 7.7 and in the discussion that follows. Thus

$$v_{C1} = 0 \text{ V; } v_{C2} = V \text{ V; } t = 0^- \text{ s} \quad (7.22)$$

and since the capacitor voltages have reached the values given in equation 7.22 some time before Q_2 is turned on, it follows that

$$i_{C1} = i_{C2} = 0 \text{ A; } t = 0^- \text{ s} \quad (7.23)$$

At this instant also the load current has reached the value defined in equation 7.11, so that

$$i_o = I_{O1} \text{ A; } t = 0^- \text{ s} \quad (7.24)$$

For node a of the circuit of Fig. 7.4a,

$$i_o - i_{C1} + i_{C2} - i_{Q1} + i_{Q2} + i_{LK1} = 0 \text{ A} \quad (7.25)$$

Since $i_{Q1} = i_o$ and $i_{Q2} = 0$, it follows from equation 7.23 that

$$i_{LK1} = 0 \text{ A; } t = 0^- \text{ s} \quad (7.26)$$

and consequently

$$i_{LK2} = 0 \text{ A; } t = 0^- \text{ s} \quad (7.27)$$

For the circuit mesh comprising C_2 , L_2 and Q_2 , from equation 7.19,

$$v_{L2} = v_{L1} = 0 \text{ V; } t = 0^- \text{ s} \quad (7.28)$$

and consequently

$$v_{AK2} = v_{C2} = V \text{ V; } t = 0^- \text{ s} \quad (7.29)$$

The conditions immediately before the beginning of the commutation interval have now been established and are shown in Table 7.1.

Table 7.1 Conditions at $t=0^-$ for
Circuit of Fig. 7.5

$i_O = I_{O1}$ A	:	$v_O = \frac{V}{2}$ V
$v_{C1} = 0$ V	:	$v_{C2} = V$ V
$i_{C1} = 0$ A	:	$i_{C2} = 0$ A
$v_{L1} = v_{L2} = 0$ V		
$i_{Q1} = I_{O1}$ A	:	$i_{Q2} = 0$ A
$v_{AK1} = 0$ V	:	$v_{AK2} = V$ V
$i_{LE1} = 0$ A	:	$i_{LE2} = 0$ A

Period 1. At $t=0$, thyristor Q_1 is turned on, and voltage v_{AK2} falls to zero. For the mesh comprising Q_2 , C_2 , and L_2

$$v_{L2} = v_{C2} = V \text{ V}; \quad t=0^+ \text{ s} \quad (7.30)$$

Thus for the mesh comprising Q_1 , C_1 , and L_1 ,

$$v_{AK1} = -v_{L1} = -V \text{ V}; \quad t=0^+ \text{ s} \quad (7.31)$$

and Q_1 is commutated. Instantaneously i_{Q1} becomes zero, and i_{Q2} rises to the value

$$i_{Q2} = I_{O1} \text{ A}; \quad t=0^+ \text{ s} \quad (7.32)$$

Since v_{L1} and v_{L2} both have the positive value V , and since no currents were flowing in L_{E1} and L_{E2} at $t=0^-$, it follows that no currents are flowing in any of the four diodes at $t=0^+$. The circuit to be considered during period 1 of the commutation interval is therefore that shown in Fig. 7.6a. The initial conditions for this circuit are given in Table 7.2.

Table 7.2 Conditions at $t=0^+$
for Circuit of Fig. 7.6a

$i_0 = I_{01}$ A	:	$v_0 = \frac{V}{2}$ V
$v_{C1} = 0$ V	:	$v_{C2} = V$ V
$i_{C1} = I_{01}$ A	:	$i_{C2} = -I_{01}$ A
$v_{A1} = v_{A2} = V$ V		
$i_{Q1} = 0$ A	:	$i_{Q2} = I_{01}$ A
$v_{AK1} = -V$ V	:	$v_{AK2} = 0$ V

For the circuit loop in Fig. 7.6a comprising C_1 , C_2 , v_{A2} , and v_{A1} ,

$$\frac{1}{C} \int_0^t i_{C1} dt + \frac{1}{C} \int_0^t i_{C2} dt + V = V \quad \text{V.} \quad (7.33)$$

where the initial conditions of equation 7.22 have been employed. From equation 7.33,

$$i_{C1} = -i_{C2} \quad \text{A} \quad (7.34)$$

For node a of the circuit

$$i_0 - i_{C1} + i_{C2} + i_{Q1} = 0 \quad \text{A} \quad (7.35)$$

or

$$I_{01} + i_{Q2} = i_{C1} - i_{C2} \quad \text{A} \quad (7.36)$$

From equations 7.34 and 7.36,

$$i_{C1} = \frac{I_{01} + i_{Q2}}{2} \quad \text{A}; \quad i_{C2} = -\frac{(I_{01} + i_{Q2})}{2} \quad \text{A} \quad (7.37)$$

The source currents are therefore

$$i_1 = I_{01} + i_{C1} = \frac{i_{Q2} + I_{01}}{2} \quad \text{A} \quad (7.38)$$

$$i_2 = I_{02} + i_{C2} = \frac{i_{Q2} - I_{01}}{2} \quad \text{A} \quad (7.39)$$

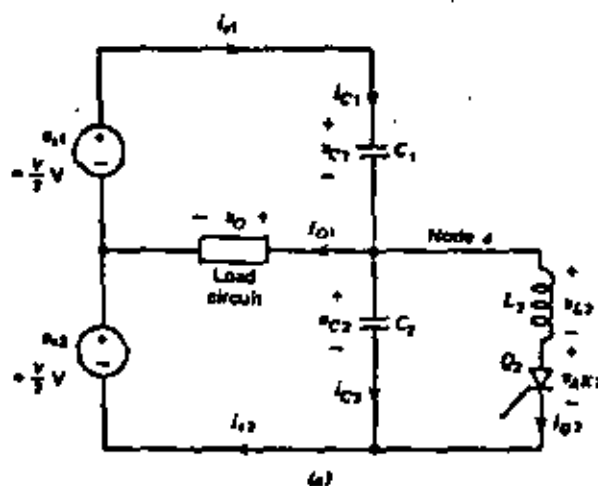


Fig. 7.6 Circuits applying during the commutation interval of thyristor Q_1 in Fig. 7.3a.

From equation 7.30

$$L_c \frac{di_{Q2}}{dt} = \frac{1}{C} \int_0^t i_{C2} dt + V \quad (7.40)$$

Substitution from equation 7.37 in equation 7.40 and differentiation yields

$$\frac{d^2 i_{Q2}}{dt^2} + \frac{i_{Q2}}{2L_c C} = -\frac{I_{O1}}{2L_c C} \quad \text{A/s}^2 \quad (7.41)$$

Solution of equation 7.41 gives the time variation of i_{Q2} during period I of the commutation interval. This is

$$i_{Q2} = 2I_{O1} \cos \omega_c t + \frac{V}{\omega_c L_c} \sin \omega_c t - I_{O1} \quad \text{A} \quad (7.42)$$

where

$$\omega_c = \frac{1}{[2L_c C]^{1/2}} \quad \text{rad/s} \quad (7.43)$$

During period I, therefore

$$v_{L2} = L_c \frac{di_{Q2}}{dt} = -2\omega_c L_c I_{O1} \sin \omega_c t + V \cos \omega_c t \quad \text{V} \quad (7.44)$$

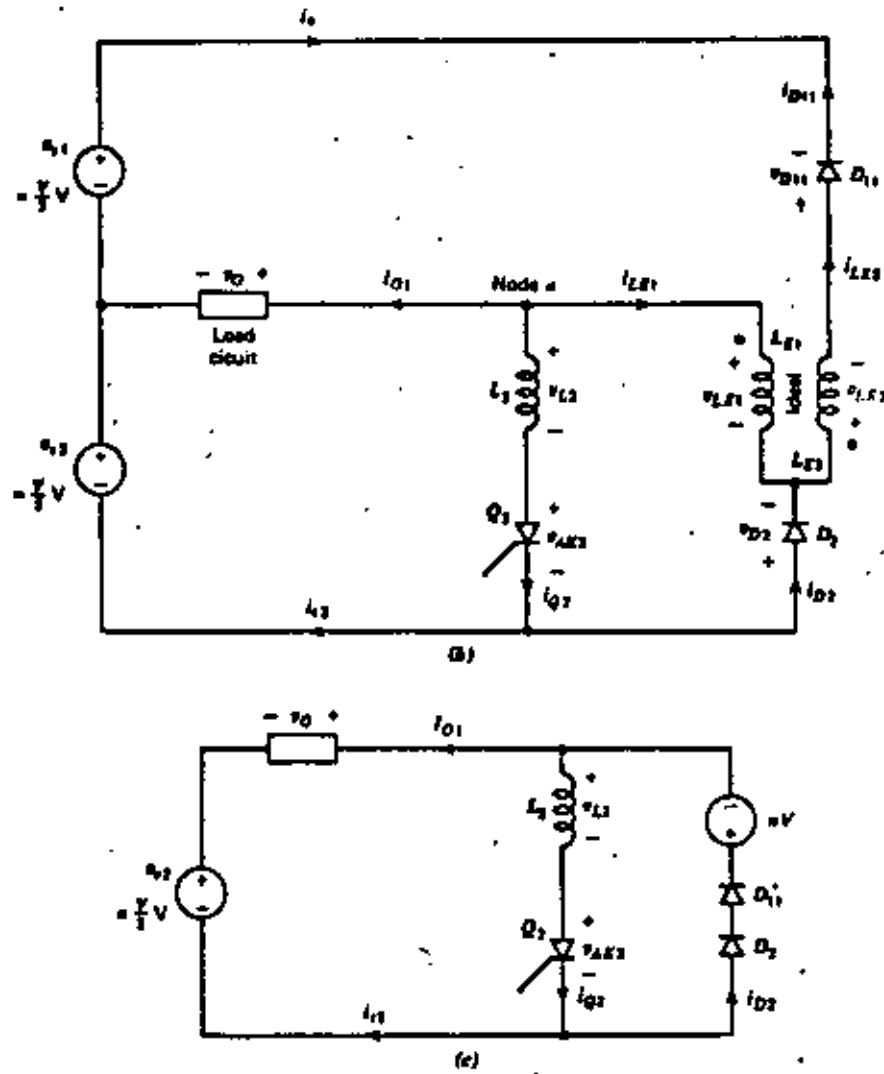


Fig. 7.6 (Continued)

and since $v_{AK2} = 0$

$$v_{C2} = v_{L2} \quad \text{V} \tag{7.45}$$

For the loop comprising C_1 , C_2 , v_{L2} and v_{D1} ,

$$v_{C1} = V - v_{C2} = V - v_{L2} \quad \text{V} \tag{7.46}$$

378

Inverters

and for the loop comprising source v_{i2} , the load circuit, and C_3 ,

$$v_{i2} + v_0 = v_{C3} \quad V \quad (7.47)$$

so that from equation 7.44, 7.45, and 7.47,

$$v_0 = -2\omega_c L_c I_{O1} \sin \omega_c t + V \cos \omega_c t - \frac{V}{2} \quad V \quad (7.48)$$

For the circuit loop of Fig. 7.5a comprising Q_1 , L_1 , L_2 , Q_2 , v_{i2} , and C_{i1} ,

$$v_{AK1} + v_{L1} + v_{L2} + v_{AK2} - V = 0 \quad V \quad (7.49)$$

from which, since $v_{AK2} = 0$, and $v_{L1} = v_{L2}$,

$$v_{AK1} = V - 2v_{L2} \quad V \quad (7.50)$$

Substitution for v_{L2} from equation 7.44 then yields

$$v_{AK1} = V + 4\omega_c L_c I_{O1} \sin \omega_c t - 2V \cos \omega_c t \quad V \quad (7.51)$$

The windings of the energy-recovery transformer cannot conduct unless

$$|v_{LE2}| > V \quad V \quad (7.52)$$

If $v_{LE2} > V$, that is, if $v_{LE1} > nV$, then diodes D_1 and D_{22} conduct. If $v_{LE2} < -V$, that is, $v_{LE1} < -nV$, then diodes D_2 and D_{11} conduct. When either pair of diodes begin to conduct, then period I ends at $t = t_1$.

In the circuit mesh of Fig. 7.5a comprising L_2 and L_{E1} , v_{D2} becomes zero, and D_2 begins to conduct, when

$$v_{LE2} = -V \quad V: \quad t = t_1 \quad s \quad (7.53)$$

that is, when

$$v_{LE1} = v_{L2} = v_{L1} = -nV \quad V: \quad t = t_1 \quad s \quad (7.54)$$

Substitution from equation 7.44 in 7.54 yields

$$v_{L2} = -2\omega_c L_c I_{O1} \sin \omega_c t_1 + V \cos \omega_c t_1 = -nV \quad V \quad (7.55)$$

Thus

$$i_{C1} = i_{C2} = 0 \text{ A}; \quad 0 < t < t_1 \quad (7.64)$$

The initial conditions for period II are shown in Table 7.3.

Table 7.3 Conditions at $t = 0^+$ for Circuit of Fig. 7.5a

$i_0 = i_{O1} \text{ A}$:	$v_0 = -\frac{V}{2}(1+2n) \text{ V}$
$v_{C1} = V(1+n) \text{ V}$:	$v_{C2} = -nV \text{ V}$
$i_{C1} = 0 \text{ A}$:	$i_{C2} = 0 \text{ A}$
	:	$v_{L1} = v_{L2} = -nV \text{ V}$
$i_{Q1} = 0 \text{ A}$:	$i_{Q2} = i_{Q3} \text{ A}$
$v_{AK1} = V(1+2n) \text{ V}$:	$v_{AK2} = 0 \text{ V}$
$i_{LX1} = 0 \text{ A}$:	$i_{LX2} = 0 \text{ A}$
$v_{LX1} = -nV \text{ V}$:	$v_{LX2} = -V \text{ V}$

During period II, diodes D_1 and D_{11} , as well as thyristor Q_1 , are not conducting. The two capacitor currents are also zero. If the branches containing these five components are removed from the circuit of Fig. 7.5a, and the remaining circuit is slightly rearranged, then the circuit shown in Fig. 7.6b is obtained. The circuit loop comprising D_{11} , the two voltage sources, and L_{X2} , the secondary winding of the ideal transformer, may then be referred to the primary side of that transformer, giving the equivalent circuit shown in Fig. 7.6c. In this equivalent circuit, diode D_{11} is D_{11} referred to the primary circuit, and source nV represents sources v_{s1} and v_{s2} in series, also referred to the primary circuit. It will be observed that source nV in this circuit can only absorb energy, owing to the presence of the diodes.

Voltage v_{L2} is clamped at the value given in equation 7.59 throughout

period II while diodes D_2 and D_{11} in the circuit of Fig. 7.6c are conducting. Thus

$$L_c \frac{di_{Q2}}{dt} = -nV \quad \text{V} \quad (7.65)$$

Employing the initial conditions of equation 7.57, the solution of equation 7.65 is

$$i_{Q2} = I_{Q2} - \frac{nV}{L_c} t' \quad \text{A} \quad (7.66)$$

From the circuit of Fig. 7.6b, for node a,

$$i_{LE1} + i_{Q2} + i_{O1} = 0 \quad \text{A} \quad (7.67)$$

so that substitution from equation 7.66 yields

$$i_{LE1} = \frac{nV}{L_c} t' - I_{Q2} - i_{O1} \quad \text{A} \quad (7.68)$$

Also

$$i_{D11} = i_{LE2} = -ni_{LE1} \quad \text{A} \quad (7.69)$$

and

$$i_{D2} = i_{LE2} - i_{LE1} = -(n+1)i_{LE1} \quad \text{A} \quad (7.70)$$

Expressions for the diode currents may be obtained from these last three equations.

Period II ceases at $t' = t_1$, when $i_{Q2} = 0$. Thus from equation 7.66

$$t_1 = \frac{L_c}{nV} I_{Q2} \quad \text{s} \quad (7.71)$$

and the length of the commutation interval is

$$t_c = t_1 + t'_1 \quad \text{s} \quad (7.72)$$

The energy returned to source nV from inductor L_2 during period II is

$$W = \frac{1}{2} L_c I_{Q2}^2 \quad \text{J} \quad (7.73)$$

and this amount of energy will be recovered each half cycle, so that the

Analysis of the Half-Bridge Inverter

383

average power saved is

$$P_s = \frac{2}{T} W = \frac{L_c I_{O1}^2}{T} W \quad (7.74)$$

The constant load current I_{O1} is assumed to continue to flow during period II; that is, in the manner of a normal reactive ac circuit, the load circuit is returning energy to the source during this part of the cycle.

The time t_q available for turn-off of thyristor Q_1 is indicated on the curve of v_{AK1} in Fig. 7.7. From this it may be seen that, at $t = t_q$, $v_{AK1} = 0$; that is, from equation 7.51

$$V \cos \omega_c t_q - 2\omega_c L_c I_{O1} \sin \omega_c t_q - \frac{V}{2} = 0 \quad (7.75)$$

Equation 7.75 shows that t_q is a function of the load current and has its maximum value on no load, when $I_{O1} = 0$. Thus from equation 7.75,

$$t_{q \max} = \frac{\pi}{3\omega_c} = \frac{\pi}{3} \sqrt{2L_c C} \quad (7.76)$$

Equation 7.75 may be solved for t_q , giving

$$t_q = \frac{1}{\omega_c} [\cos^{-1} C - \tan^{-1} D] \quad (7.77)$$

where

$$C = \frac{V}{2[V^2 + (2\omega_c L_c I_{O1})^2]^{1/2}} \quad (7.78)$$

$$D = \frac{2\omega_c L_c I_{O1}}{V} \quad (7.79)$$

Alternatively the value of t_q may be obtained graphically from a diagram such as is shown in Fig. 7.8.

At the end of period II, it may be assumed that i_O begins to change, first falling to zero, and then increasing in a negative direction and achieving the value $-I_{O1}$ at the beginning of the commutation interval for thyristor Q_2 . The fact that i_O falls to zero at some instant after Q_1 has been turned on, commutating Q_1 , demonstrates the need for the continuous gating of each thyristor throughout alternate half-cycles of the output voltage.

The postcommutation interval of the half-cycle may be divided into periods III and IV. Both of these are very much greater than periods I and

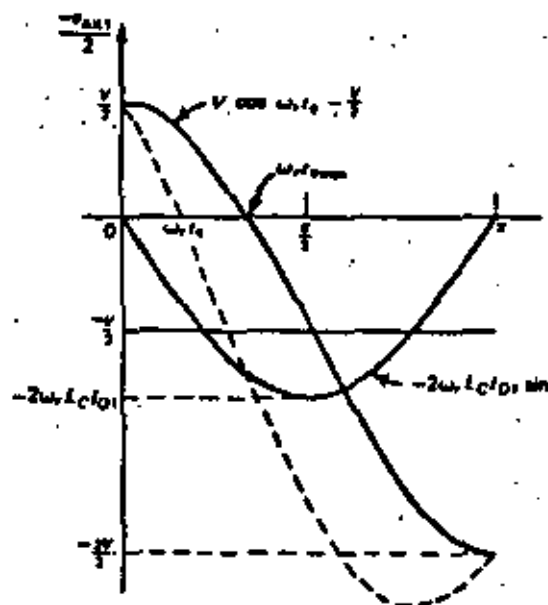


Fig. 7.8 Time t_c available for turn-off of thyristors in circuit of Fig. 7.3.

II of the commutation interval, as illustrated in Fig. 7.9. These two periods may be defined as follows:

$$\text{period III: } I_{O1} > i_O > 0 \text{ A: } t_C < t < t_2 \text{ s} \quad (7.80)$$

$$\text{period IV: } 0 > i_O > -I_{O1} \text{ A: } t_2 < t < \frac{T}{2} \text{ s} \quad (7.81)$$

Period III Throughout period II, the voltages in the circuit of Fig. 7.5a have been clamped, and at the end of that period, when $t = t_C$ s, they still have the values given in Table 7.3. Of the circuit currents, $i_O = I_{O1}$ A, and $i_{O1} = 0$ A, but by definition of period II,

$$i_{O2} = 0 \text{ A: } t = t_C \text{ s} \quad (7.82)$$

The diode currents may be determined from equations 7.69 and 7.70, giving

$$i_{D2} = (n+1)I_{O1} \text{ A: } t = t_C \text{ s} \quad (7.83)$$

$$i_{D11} = nI_{O1} \text{ A: } t = t_C \text{ s} \quad (7.84)$$

Analysis of the Half-Bridge Inverter

Since D_7 and D_{11} are still conducting in period III, all branch voltages remain clamped at their period II values, however in the two thyristor branches

$$v_{L1} = 0 \text{ V}; \quad v_{L2} = 0 \text{ V} \quad (7.85)$$

thus

$$v_{AK2} = v_{LE1} = -nV \text{ V} \quad (7.86)$$

and for the circuit loop comprising Q_1 , L_1 , L_{E1} , L_{E2} , and D_{11} ,

$$v_{AK1} = -v_{LE1} - v_{LE2} = nV + V = V(1+n) \text{ V} \quad (7.87)$$

and the voltages in these last three equations are clamped during period III.

When the energy stored in inductor L_2 is exhausted at the end of period II, and i_{Q2} has fallen to zero, the load circuit releases the energy stored in its own inductance to sources v_{e1} and v_{e2} . By a process exactly the same as that employed to obtain the equivalent circuit of Fig. 7.6c for period II, the equivalent circuit of Fig. 7.10a for period III is obtained. In this equivalent circuit, where an RL load is shown,

$$L \frac{di_o}{dt} + i_o R = -\frac{V}{2L}(1+2n) \text{ V} \quad (7.88)$$

$L \frac{di_o}{dt} + i_o R + \frac{V}{2}(1+2n) = 0$
 $\frac{di_o}{dt} + i_o \frac{R}{L} = -\frac{V}{2L}(1+2n)$

where

$$t'' = t - t_c \quad (7.89)$$

Employing the initial conditions of equation 7.83, the solution of equation 7.88 is

$$i_o = -\frac{V}{2R}(1+2n) + \left[i_{O2} + \frac{V}{2R}(1+2n) \right] e^{-t''/L_n} \text{ A} \quad (7.90)$$

At $t'' = t_1''$, i_o falls to zero, that is, at

$$t = t_c + t_1'' = t_2 \quad (7.91)$$

Setting i_o to zero in equation 7.90 would permit solution for t_1'' and hence the determination of t_2 .

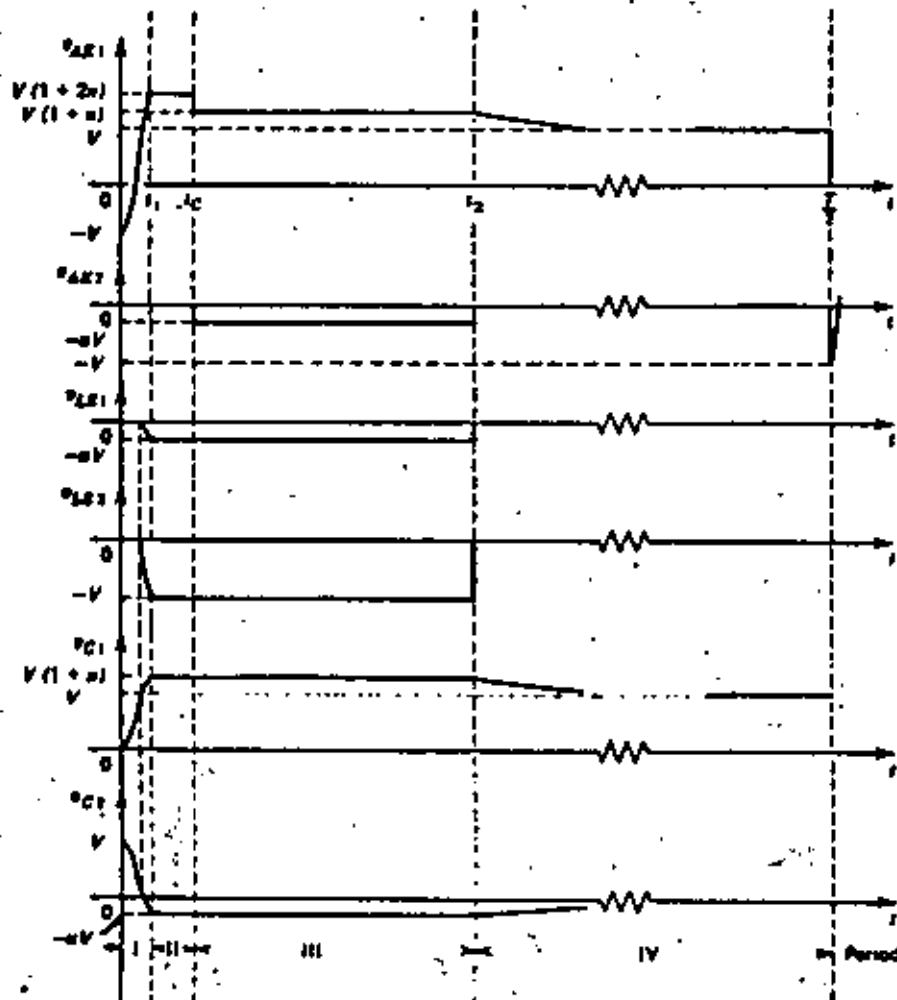


Fig. 7.9 (Continued)

is not necessary. It is sufficient to appreciate that, at $t = t_2^*$, when Q_2 begins to conduct, v_{AK2} becomes instantaneously zero, and v_{L2} acquires the value $-nV$. This inductor voltage decays exponentially as i_O approaches the value $-I_{O1}$, also exponentially, and v_O approaches the value $-V$. This occurs at $t = T/2$ s. During this interval $t_2 < t < T/2$ the capacitor voltages decay toward the values

$$v_{C1} = V \quad v_{C2} = 0 \quad V; \quad t = \frac{T}{2} \quad \text{s} \quad (7.94)$$

Thus voltage v_{AK1} also approaches the value V .

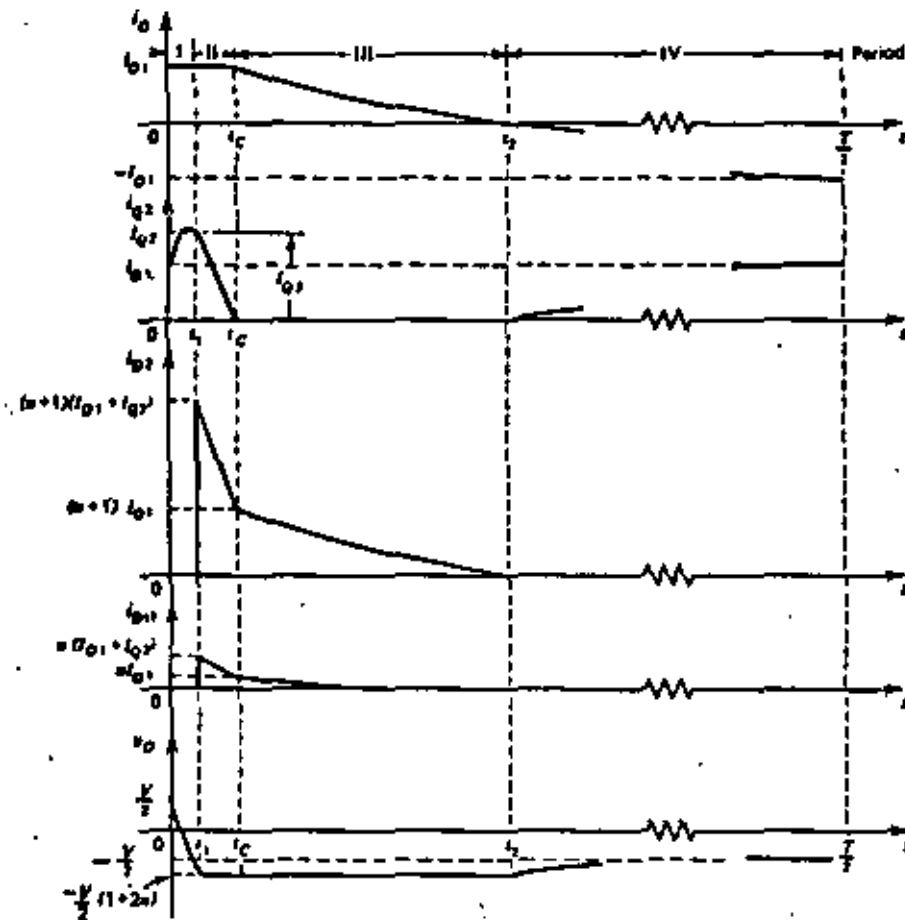


Fig. 7.9 Time variations of currents and voltages in the circuit of Fig. 7.5a.

During period III, the diode currents are

$$i_{D2} = -i_{LE1} + i_{LE2} = (n+1)i_o \quad \text{A} \quad (7.92)$$

$$i_{D1} = i_{LE2} = -ni_{LE1} = ni_o \quad \text{A} \quad (7.93)$$

The time variations of the circuit variables during period III are therefore as shown in Fig. 7.9.

Period IV At $t = t_2$, all circuit currents are momentarily zero. During period IV, no diodes conduct, nor yet does thyristor Q_1 . The circuit to be considered during this interval is therefore that shown in Fig. 7.10a, which is simply Fig. 7.6c with an RL load circuit. Detailed analysis of this circuit

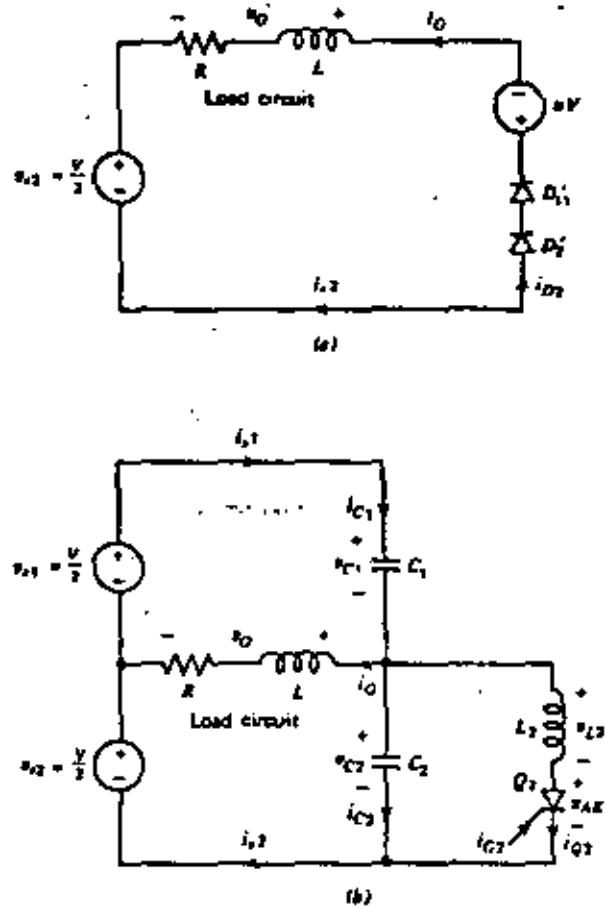


Fig. 7.10 Circuits applying during the post-commutation interval of thyristor Q_1 in Fig. 7.5a.

The time variations of the circuit variables during period IV are therefore as illustrated in Fig. 7.9.

7.2.4 Component Rating and Circuit Design—Voltage Commutation From the curves of Fig. 7.9 and the equations describing them in Section 7.2.3, the various components of the circuit of Fig. 7.5a may be accurately rated. It is doubtful, however, whether the engineering and computer time involved in such an operation is economically justifiable. An approximate but conservative rating procedure is therefore described here.

Voltage ratings of all components may be read off directly from Fig. 7.9. Those curves are drawn for a value of $n = 0.25$, but this is undesirably large and is employed there solely for the sake of clear illustration. The curve of

v_o in Fig. 7.9 shows that while the load voltage should ideally be $\pm V/2$ V, for an appreciable part of the time it is $\pm(1+2n)V/2$ V. In addition, the peak forward voltage applied to the thyristors is $V(1+2n)$ V, and this may become undesirably high if n is not given a small value; typically $n \approx 0.1$.

In inverters, it is the rms current rating of the thyristors that is of importance, and this may be obtained by Fourier analysis of the load current employing equations 7.8 to 7.10. Two or at most three terms of the current series will be adequate, even for load circuits of small inductance. This value may usually be employed to determine the thyristor current rating from the relationship

$$I_{QR} = \frac{I_R}{\sqrt{2}} \quad \text{A} \quad (7.95)$$

However if the output frequency of the inverter is high, then the pulse of commutation current, which in this circuit is carried by the main thyristors, will appreciably increase the value given in equation 7.95. In such a case, the rms current rating may be taken to be

$$I_{QR} = \left[\frac{I_R^2}{2} + I_{QC}^2 \right]^{1/2} \quad \text{A} \quad (7.96)$$

where

$$I_{QC} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T i_Q^2 dt \right]^{1/2} \quad \text{A} \quad (7.97)$$

In equation 7.97, the expression for i_Q in equation 7.42 must be employed.

The turn-off time for the thyristors may be specified from Fig. 7.8 where, if the load is variable, the maximum value of I_o , must be employed, since this gives the minimum value of t_r , the time available for turn-off.

The rating of diodes D_1 and D_2 may be taken to be the same as that of the thyristors. The rms current ratings of diodes D_1 and D_2 , may then be taken as

$$I_{DR} = \frac{n}{n+1} I_{QR} \quad \text{A} \quad (7.98)$$

The current ratings of the windings of the energy-recovery circuit transformers may be determined from that of diodes D_{11} and D_{21} . Thus from equation 7.98,

$$I_{LE1} = \sqrt{2} I_{DR} = \frac{n\sqrt{2}}{n+1} I_{QR} \quad \text{A} \quad (7.99)$$

Consequently

$$I_{Lk1} = \frac{I_{Lk2}}{n} = \frac{\sqrt{2}}{n+1} I_{QA} \text{ A} \quad (7.100)$$

The rms current rating of the windings of the commutating inductances is obviously the same as that of the thyristors. The current in the commutating capacitors consists virtually of a single peak occurring during the interval $0 < t < t_1$, as the capacitor voltage changes by an amount $V(1+n)$ V. A good approximation to this current may be obtained from the average rate of change of voltage, and is therefore

$$I_C = \frac{CV(1+n)}{t_1} \text{ A} \quad (7.101)$$

and the rms capacitor current is then

$$I_{CR} = I_C \sqrt{\frac{t_1}{T}} \text{ A} \quad (7.102)$$

The design of the commutation circuit may again be based on the dimensionless quantity

$$x = \frac{V}{\omega_r L_C I_{QA}} \quad (7.103)$$

where

$$\omega_r = \frac{1}{[2L_C C]^{1/2}} \text{ rad/s} \quad (7.104)$$

and design experience has shown that $1.0 < x < 3.0$. From equation 7.75

$$G(x) = \omega_r t_q = \cos^{-1} C - \tan^{-1} D \text{ rad} \quad (7.105)$$

where

$$C = \frac{x}{2(x^2 + 4)^{1/2}} \quad (7.106)$$

$$D = \frac{2}{x} \quad (7.107)$$

Let t_q in equation 7.109 be

$$t_q = t_{off} + \Delta t \text{ s} \quad (7.108)$$

where Δt is a margin to allow for design approximations and tolerances in the building of the converter. From equations 7.105 and 7.108,

$$\omega_r = \frac{G(x)}{t_{off} + \Delta t} \text{ rad/s} \quad (7.109)$$

so that from equations 7.103 and 7.109,

$$L_c = \frac{V(t_{off} + \Delta t)}{xG(x)I_{O1}} \text{ H} \quad (7.110)$$

$$C = \frac{1}{2\omega_r^2 L_c} = \frac{xI_{O1}(t_{off} + \Delta t)}{2G(x)V} \text{ F} \quad (7.111)$$

It will be observed that this design procedure is identical with that employed in Section 6.2.4 for the voltage commutation circuit of the Type A chopper.

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

Electrónica de Potencia-Ramshaw. Edit. Macombo.
Barcelona-España, 1979.

Thyristor Control of AC Motors- J.M.D. Murphy. Edit. Pergamon
Press-Oxford-England.

SCR Manual Including Triacs and Other Thyristors.- Sixth Edition
General Electric-1979.

Electromechanics and Electric Machines-Nassar & Unnewehr-Edit.
John Wiley and Sons- USA- 1979.

Control of Electric Machines - Irwing L. Kosow. Edit. Prentice
Hall. New Jersey. U.S.A. 1973.

Thyristor Phase Controlled Converters and Cyclo converters-
B.R. Pelly-Edit. John Wiley-
U.S.A. 1971.

Power Semiconductor Circuits . S.B. Dewan. A. Straughen. Edit. John
Wiley. Interscience. U.S.A. 1975.



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

CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS ELECTRICAS

**RECTIFICACION
(Continuación)**

Ing. Cesar E. Altamira Yofré

NOVIEMBRE, 1982

EL TIRISTOR

CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMIENTO.

El tiristor es un dispositivo semiconductor de cuatro capas, conmutador casi ideal, rectificador y amplificador al mismo tiempo.

Concebido inicialmente como reemplazante de la thyatron (su versión de estado gaseoso), se ha impuesto en dominios como de la conmutación pura y simple, la variación de velocidad en los motores de c.d. y c.a., controles industriales de los más variados (temperatura, lumínico etc.), provocando así una verdadera revolución en el control industrial de equipos.

El primer tiristor - el Silicon Controlled Rectifier, SCR - fue desarrollado en los laboratorios de la General Electric en 1957, haciéndose comerciable recién en la década de los 60's. Actualmente existen tiristores capaces de manejar algunos KV y corrientes del orden de los 500 A, lo que les otorga una capacidad de manejo de potencia de algunos megawatts - Estos dispositivos pueden ser controlados por fuentes de bajo voltaje, 1A y 10w, lo que da una idea de la gran capacidad de control que tienen (desde este punto de vista se habla de amplificador).

Su característica principal es que permanece normalmente bloqueado hasta el ^{momento} ~~momento~~ en que se le hace conducir actuando sobre el electrodo de control. Como dicho instante de disparo puede gobernarse a voluntad, y establecerse con precisión, entonces se puede determinar con exactitud los valores medios de corriente que uno desea.

CLASIFICACION:

El término tiristor designa a toda una familia de semiconductores cuyas características son similares a las de las válvulas thyatrones. El nombre de tiristor proviene de la contracción de la palabra thyatron y transistor. El "estado" del tiristor depende de los efectos de realimentación en las ^{uniones} ~~uniones~~ PNPN - Estas uniones pueden ser dos o más y los elementos pueden ser uni o bidireccionales, con dos o más terminales, distinguiéndose entonces entre los de dos terminales ("diodos"), tres terminales ("triodos") o cuatro terminales ("tetrados") - Se pueden clasificar en:

A) El SCR, silicon controlled rectifier, rectificador controlado de silicio, dispositivo unidireccional, con tres terminales ánodo, cátodo y gate o compuerta, en el que la corriente fluye de ánodo a cátodo bajo condiciones de polarización correcta del gate - Por ello se dice que es un tiristor triodo de bloqueo inverso. Dentro de la familia de los tiristores triodos se encuentran:

A-1: El SUS, silicon unilateral switch, conmutador unilateral de silicio, similar al SCR pero con gate en ánodo (el SCR tiene el gate en cátodo) - El SUS presenta internamente un diodo de avalancha de bajo valor entre ánodo y cátodo lo que le otorga un valor fijo de voltaje de gate de disparo - Se utiliza para generación de pulsos de disparo.

A-2: El CSCR, complementary SCR, SCR complementario, llamado también programable unijunction transistor, transistor de unijuntura programable, con gate en ánodo y distinto del SUS ya que su voltaje de gate de disparo es variable - Se utiliza en circuitos de generación de pulsos de disparo para SCR.

A-3: El LASCR, light activated SCR, SCR activado por luz, llamado también fototristor o tiristores fotosensibles, excitado a través de bombardeo de fotones - Su gate es una ventana que permite el paso de la luz.

A-4: El tiristor bloqueable GTO, gate turn off switch, interruptor por gate, SCR en el que el estado de no conducción se obtiene a partir de aplicar una tensión negativa en gate - En estos casos el gate es utilizado tanto para provocar así como para interrumpir la conducción en el dispositivo - Estos dispositivos se utilizan como SCR de bajo valor de corriente de ánodo.

B- : Tiristores triodos bidireccionales, dispositivos de cuatro capas pnpn con arreglos especiales de las mismas y que conducen en ambos sentidos.

B-1: El TRIAC, cuyo nombre deriva de triodo AC switch - Es equivalente a dos SCR en antiparalelo, con tres terminales T1, T2 y G - Utilizado para el control de la potencia o switch en C.A.

B-2: El SBS, silicon bilateral switch, interruptor bilateral de silicio, versión de alterna del SUS - Se puede representar por dos SUS en antiparalelo con un solo gate - El dispositivo conduce cuando el voltaje de ánodo supera la tensión de avalancha; el gate puede ser utilizado solamente para sincronización externa o para polarización propia - De acá se deriva el DIAC, diodo de AC.

C- : Tiristores trefrados de bloqueo inverso con dos gates: el SCS, silicon controlled switch, conmutador de silicio controlado presenta un gate en cátodo, para el disparo, y un gate en ánodo para el bloqueo de corriente - Los V_{GK} y V_{GA} son positivas - Es un dispositivo de baja potencia (100 v, 200 mA) y puede ser bloqueado a través de señal positiva en gate de ánodo, o señal negativa en gate de cátodo - Por lo tanto un SCS puede funcionar también como GCS o CSOR.

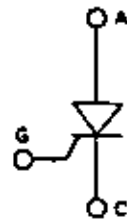
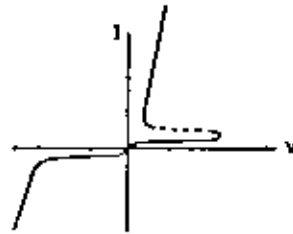
De todos los dispositivos mencionados el SCR y el TRIAC son los semiconductores de potencia - El resto, manejan bajos valores de corriente y voltaje y son utilizados para disparar SCR y TRIAC.

Las características tensión-corriente (de salida) así como el símbolo de los distintos dispositivos se pueden observar en la tabla 1

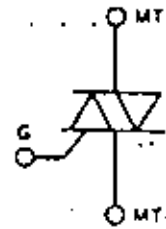
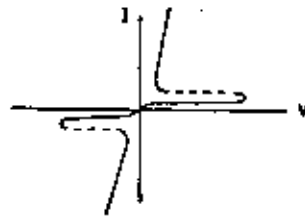
FUNCIONES DEL TIRISTOR:

- 1^a RECTIFICACION: aprovecha la propiedad de funcionamiento unidireccional.
- 2^a INTERRUPCION: como interruptor puede reemplazar a los dispositivos mecánicos.
- 3^a REGULACION: la posibilidad de ajustar su tiempo justo de cebado permite emplearlo para regular la potencia o la corriente media de salida.
- 4^a AMPLIFICACION: como la corriente de mando es mucho menor que la corriente principal existe un fenómeno de amplificación de corriente o potencia.

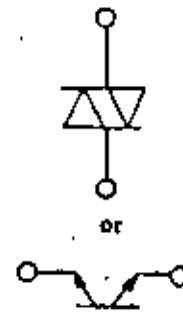
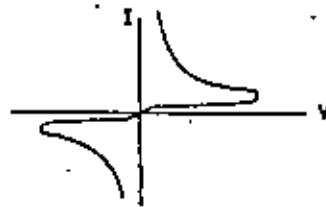
SCR (silicon-controlled rectifier)



Triac

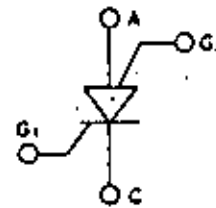
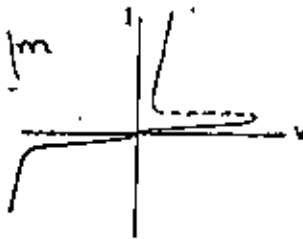


Diac

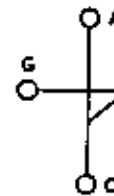
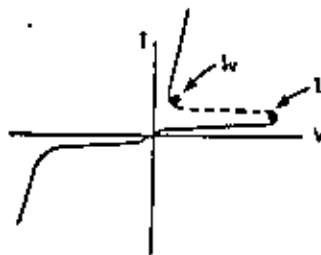


SCS (silicon-controlled switch)

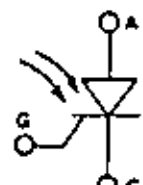
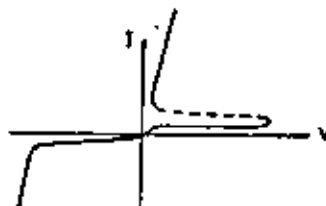
Se dispara por cualquier gate!



Puede ser usado como PUT-
SUS (silicon unilateral switch)



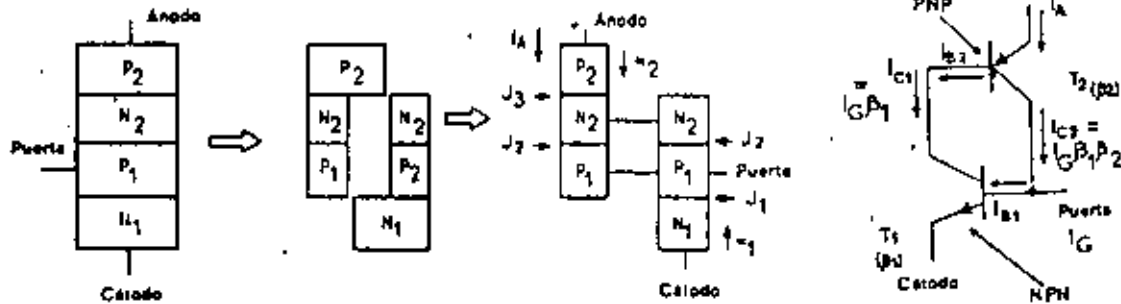
LASCR (light-activated SCR)



ANALOGIA DE LOS DOS TRANSISTORES

4

La estructura del tiristor SCR es de cuatro capas PNPN



De la estructura de transistores:

$$I_{C2} = \alpha_2 I_{E2}$$

$$I_{C1} = \alpha_1 I_{E1}$$

$$I_{C2} + I_{C1} + I_{CX} = I_A$$

$$I_A = \alpha_1 I_{E1} + \alpha_2 I_{E2} + I_{CX}$$

$$I_{E1} = I_{E2} = I_A$$

$$I_A = \frac{I_{CX}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

I_{CX} : corriente de fuga que atraviesa la juntura común N_2P_1

Si la relación de corriente de emisor común es:

$$\beta_1 = \frac{I_{C1}}{I_{B1}} \quad \beta_2 = \frac{I_{C2}}{I_{B2}}$$

$$I_{E1} = I_{B1} + I_{C1}$$

$$I_{E2} = I_{B2} + I_{C2}$$

$$I_{C2} = \alpha_2 I_{E2}$$

$$I_{C2} = (I_{B2} + I_{C2}) \alpha_2$$

$$I_{C2} = \left(\frac{I_{C2}}{\beta_2} + I_{C2} \right) \alpha_2 = I_{C2} \left(\frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \right) \alpha_2$$

$$\alpha_2 = \frac{\beta_2}{1 + \beta_2} \quad ; \quad \alpha_1 = \frac{\beta_1}{1 + \beta_1}$$

$$I_A = \frac{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)}{1 - \beta_1 \beta_2} I_{C1}$$

Si $\beta_1, \beta_2 \ll 1$ significa que la corriente I_A será pequeña por más que el SCR esté polarizado correctamente - Se dice que está en zona de bloqueo directo - Si $\beta_1, \beta_2 \gg 1$ la corriente I_A crece hasta llegar a un valor limitado solo por la impedancia externa del circuito. En estas condiciones se dice que el SCR ha pasado al estado de conducción.

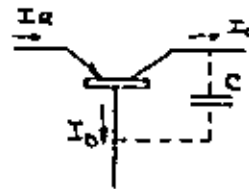
Se puede concluir diciendo que todo factor que signifique que $\beta_1, \beta_2 \gg 1$ lleva al SCR al estado de conducción.

(5)

MECANISMOS DE DISPARO DEL SCR

a) TENSION: Mediante el aumento de la tensión ánodo cátodo se puede llegar a un momento en el que se puede establecer la circulación de corriente a través de la ruptura de las uniones covalentes y generación de pares electrón laguna en la junta N_2P_1 , y se produce la ruptura de la misma pn por efecto avalancha.

b) DERIVADA DE LA TENSION: Una unión PN presenta una cierta capacidad C. Ante un aumento brusco de la tensión entre ánodo y cátodo del SCR, esta capacidad se carga con una corriente $I_C = C \frac{dv}{dt}$.



Si esta corriente es elevada puede ocurrir que el SCR entre en estado de conducción ya que $\beta_1, \beta_2 \gg 1$. Esto se conoce con el nombre de efecto dv/dt .

c) TEMPERATURA: A elevadas temperaturas I_{C1} crece; aproximadamente se duplica cada $10^\circ C$. Si I_{C1} crece, entonces lo hace la I_C y portanto $\beta_1, \beta_2 \gg 1$.

d) EFEECTO TRANSISTOR: Es la forma normal de disparo del SCR. Se inyectan portadores en la base del T_2 a través del gate. I_{C2} y β_2 crecen. Como $I_{C2} = I_{B1}$, entonces crece I_{C1} y β_1 también crecen, por lo que $\beta_1, \beta_2 \gg 1$ e I_A crece, limitado sólo por la impedancia de la carga.

Si V_{AK} es negativo entonces el tristor se podrá disparar pero la corriente de ánodo será muy pequeña debido a la polarización inversa de las junturas PN.

CARACTERÍSTICAS DEL TIRISTOR.

Podemos dividir para una mayor racionalización de nuestro estudio a las características del tiristor en:

- A) ESTÁTICAS
- B) DE MANDO
- C) DINÁMICAS
- D) TÉRMICAS

CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS.

Estas características estáticas son independientes del circuito de mando, de manera tal que en la definición de las mismas no interviene la corriente de puerta.

Vamos a definir conjuntamente, a partir de la curva característica principal del SCR (tensión ánodo - corriente ánodo y parámetro tensión aplicada al gate) una serie de características que nos van a ser útiles en nuestro estudio.

Las definiciones así también como la notación empleada ha sido obtenida a partir del manual de SCR (GE).

En la Fig. (6) se ha representado la característica principal del transistor. $I_A = f(V_{AK})$ tomando como parámetro a la corriente de gate.

Se observe que cuando la tensión es cero, la corriente I_A también lo es. Al crecimiento de la tensión en sentido directo se le designará con el nombre de V_f (del inglés FORWARD) a la tensión en sentido inverso, V_r (del inglés REVERSE).

(6)

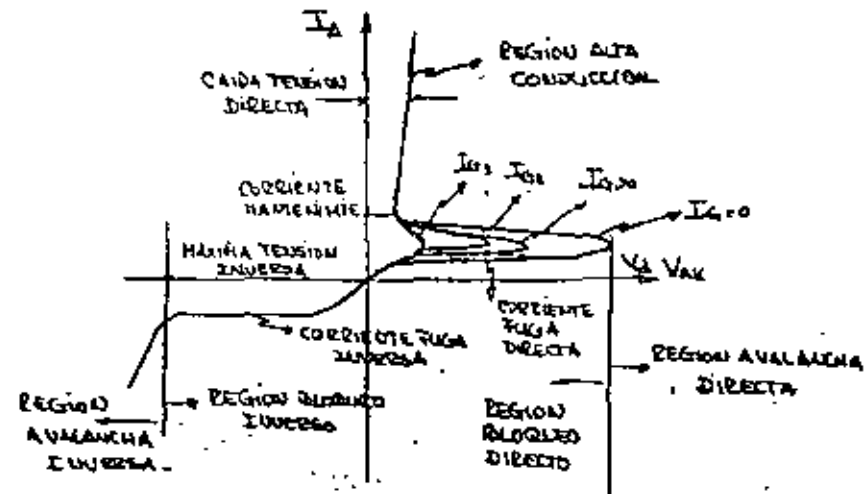


Fig. (6)

En la zona de bloqueo directo, a medida que se incrementa el voltaje directo, la corriente de fuga no se incrementa en la misma medida, hasta que se alcanza el punto en que la multiplicación por avalancha tiene lugar. Pasado este punto la corriente de fuga se incrementa rápidamente hasta que la corriente total a través del componente es suficiente para llevar la ganancia a $\beta > 1$. En este punto el dispositivo entra en la zona de alta conductividad, con la previsión de que la corriente de ^{anodo sea superior a} ~~mantenimiento~~ I_H (del inglés holding). Si la corriente de ánodo cae por debajo de la corriente de mantenimiento, entonces el dispositivo entra en la zona de bloqueo directo, ya que la ganancia interna se reduce a valores menores que la unidad.

En la zona de polarización inversa el dispositivo presenta una característica análoga a la de un diodo de Si convencional: una zona de bloqueo, y una zona de ruptura (breakdown) de carácter

destructivo. (2)

Al aplicar una tensión inversa al dispositivo se observa la existencia de una débil corriente de fuga inversa, I_R (del inglés reverse). Este valor de corriente de fuga se mantiene, a medida que se va incrementando el valor de la tensión inversa, hasta llegar a un punto en el cual, la corriente alcanza valores elevados, en forma brusca, provocando la destrucción del dispositivo. Tal situación se alcanza para un valor de tensión inversa llamado tensión inversa máxima $-V_{RM}$. En realidad el dispositivo no debe trabajar para valores normales de tensión inversa de ese orden. De ahí que el valor sea V_{RSM} accidental, (del inglés reverse, surge maximum).

Para magnitudes crecientes de la corriente de puerta, la zona de la corriente de mantenimiento y la de ruptura se va angostando y el voltaje de disparo también se ve disminuido.

Para valores de la corriente de puerta elevados la característica de la zona directa se transforma en una similar a un rectificador pn. El tiristor es sólo conductor en el primer cuadrante.

Hasta ahora hemos estado considerando una forma de disparo por aumento de la tensión ánodo-cátodo. La operación típica de cebado consiste en la aplicación de una tensión de polarización menor que la necesaria para el disparo por avalancha y el mismo se produce mediante la inyección de portadores en el gate.

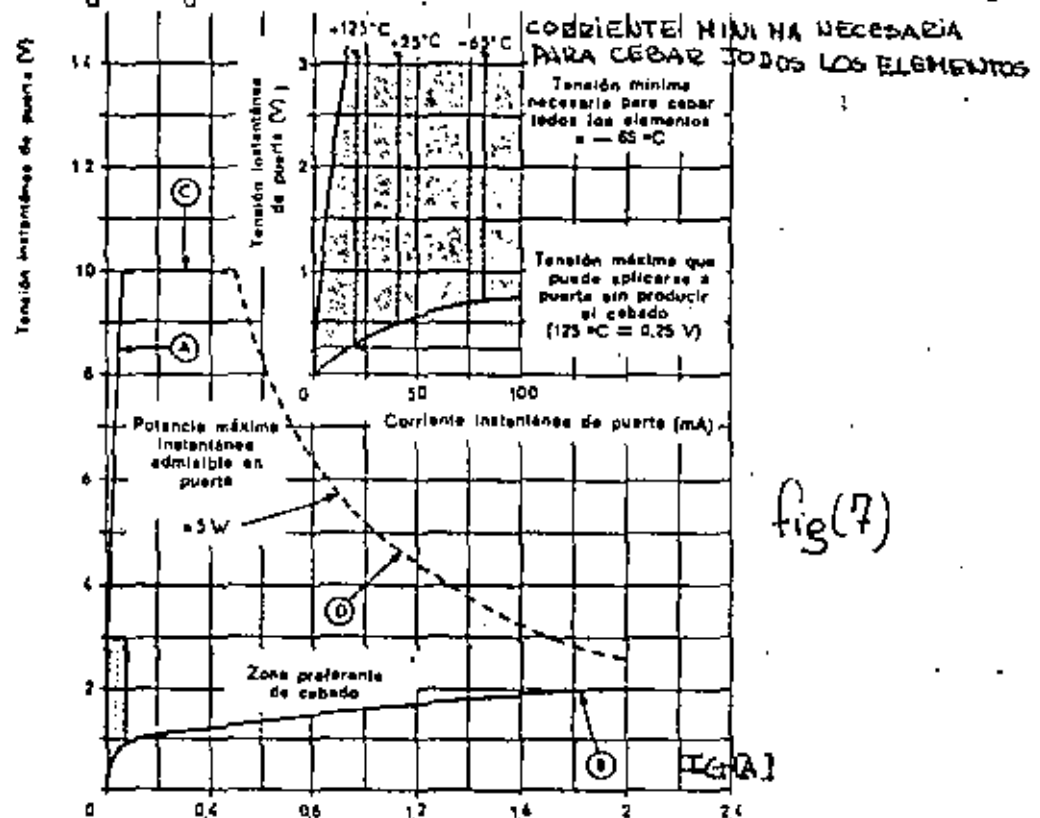
Una vez que el dispositivo conduce, el gate pierde el control para ~~que~~ disparar al mismo. La posibilidad de interrumpir la conducción estriba en:

- a) reducir la corriente ánodo por debajo del valor de I_H .

- b) polarizar al transistor con una tensión inversa por un tiempo al menos igual al de apagado (necesaria para la recombinación de los portadores en la vecindad de la juntura principal, y quede polarizado inversamente).

CARACTERÍSTICAS DE MANDO.

Están referidas al control del dispositivo, a su cebado. La característica más importante se refiere a la curva que relaciona V_G e I_G . (característica de gate del SCR o entrada).



La curva relaciona la tensión puerta-cátodo, en función de la corriente positiva de puerta y para una corriente del ánodo nula (ánodo flotante).

La característica se deriva de que la unión puerta cátodo de un SCR actúa como un diodo PN; la característica directa del diodo será tal como

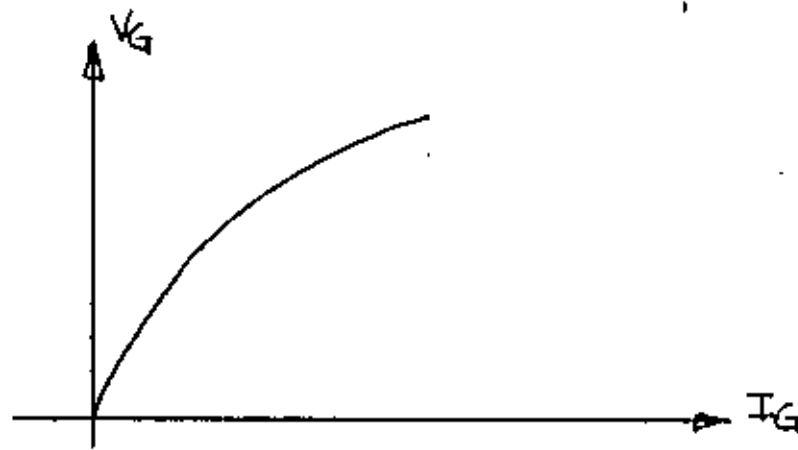


Fig. (8)

pero debido a las características de dispersión, la característica para una familia de tiristores estará comprendida entre las dos curvas límites señalizadas (A-B).

La restante curva dibujada, corresponde al lugar geométrico de los puntos tales que producen disparo y cuya potencia es permisible para el gate.(D). Sería la potencia de pico máxima admisible. La curva C representa la tensión de pico máxima admisible V_{GF} . La zona de cebado preferente será encerrada por las 4 curvas. Estas curvas están referidas al primer cuadrante. En el tercer cuadrante la tensión de puerta no debe exceder nunca los valores especificados por el fabricante.

Es posible observar una zona en la cual el disparo del dispositivo resulta inseguro. Este depende de la corriente de puerta, la cual disminuye al aumentar la temperatura. A la izquierda de los límites verticales indicados, el disparo es inseguro.

Existe al mismo tiempo un valor de tensión de gate por debajo del cual el tiristor no se dispara, indicado por la línea punteada horizontal. Este valor varía para distintas temperaturas. Se debe tratar siempre de que el punto correspondiente a V_G e I_G no caiga en esta zona.

Entonces es posible diferenciar en el gráfico 3 zonas.

1. ZONA DE DISPARO INCIERTO
2. ZONA DE ENCENDIDO SEGURO P/TIRISTOR DE LA FAMILIA
3. ZONA PROHIBIDA POR POSIBLE DESTRUCCION JUNTURA.

CARACTERISTICAS DINAMICAS.

Estas características definen al elemento en funcionamiento. Podemos definir en este caso los siguientes parámetros:

TENSION INVERSA ACCIDENTAL: está referida a la tensión inversa que puede aparecer ocasionalmente entre ánodo y cátodo y que el dispositivo puede aguantar sin daño, siempre que no se repita en el próximo ciclo. Limita por tanto la tensión inversa durante un intervalo de tiempo. V_{RSM} .

CORRIENTE DIRECTA ACCIDENTAL: I_{FSM} ; el máximo valor admisible de las corrientes ánodo-cátodo que se puede alcanzar accidentalmente. Este valor debe ser proporcionado por el fabricante. A veces se sabe proporcionar un gráfico donde da corriente directa accidental pico como función de la frecuencia de ^{repetición} ~~onda~~. El valor de la corriente hacia el cual tiende la curva es el I pico del dispositivo para una condición dada de temperatura.

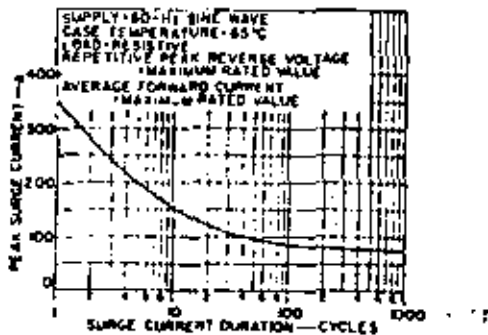


Fig. (9)

Las especificaciones que dan los fabricantes en régimen permanente, respecto a los valores de corriente continua y corriente alterna, están explicitadas en gráficas que dan la temperatura media de la carcasa del tiristor en función de la corriente anódica media, con el ángulo de conducción como parámetro.

Este aspecto está referido a las corrientes anódicas.

Así pe para tiristores tales como BTY 88-91, se dan los siguientes valores, que deben interpretarse como valores máximos absolutos:

CORRIENTE MEDIA DIRECTA	I_{FAV}	16 Amperes
CORRIENTE EFICAZ DIRECTA	I_{EFF}	25 Amperes
CORRIENTE INVERSA CRESTA	I_{RP}	20 Amperes
CORRIENTE DIRECTA MAX. ACC.	I_{FSM}	140 Amperes
CAPACIDAD DE SOBRECORRIENTE	I_{F2t}	75 Amperes ^{2sg}

Y estas especificaciones se dan, debido a que las corrientes que se manejan en un circuito anódico pueden ser en régimen permanente:

- a) de corriente continua
- b) de corriente alterna
- c) de forma pulsante arbitraria.

A éstos se debe agregar la posibilidad de transitorios. Los gráficos que se detallan a continuación son válidos para las siguientes condiciones:

- a) Carga resistiva o inductiva.
- b) Frecuencia de trabajo entre 50-400 c/s.
- c) Se supone disipador térmico mínimo de $K \leq 11^\circ\text{C/W}$
- d) Las curvas incluyen todos los efectos disipativos.

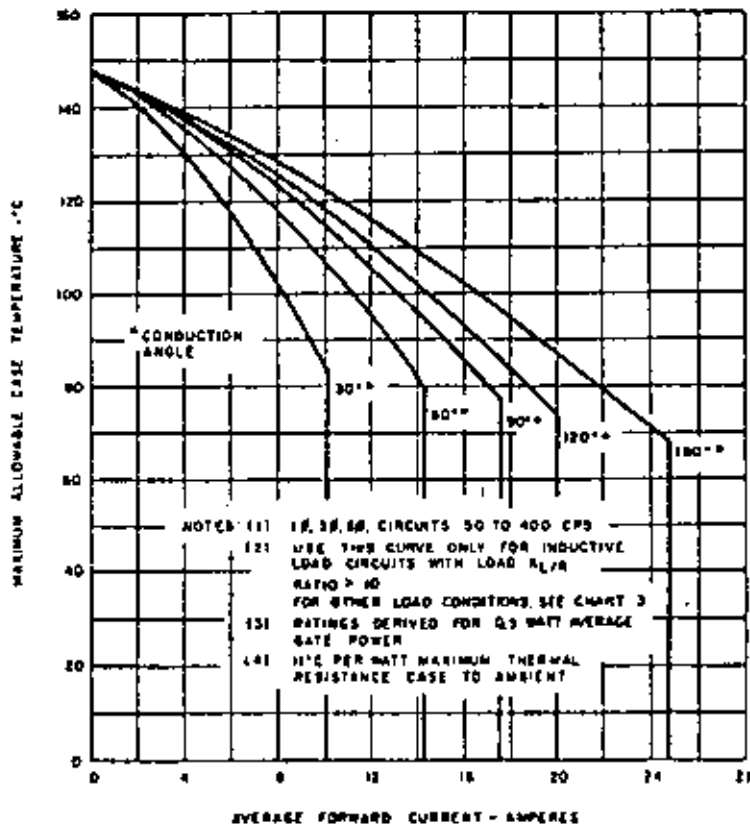


Fig. (10)

Estas familias de curvas nos dan la temperatura máxima de la carcasa para circuitos de cc y ca de 1,3 y 6 fases, para carga resistiva e inductiva entre 50 y 400 Hz.

Todas las curvas terminan aproximadamente en puntos que corresponden a iguales valores de corriente eficaz. El factor *limitativo* es pues la máxima corriente eficaz, valor que no se debe sobrepasar para evitar calentamientos excesivos en los elementos resistivos del tiristor.

Así para el caso del tiristor en cuestión, puede manejar una corriente eficaz de hasta 25 A.

Si el dispositivo se monta en un circuito rectificador, con carga resistiva o inductiva, siendo el ángulo de conducción de 180° podrá manejar una corriente media

$$I_{TAV} = \frac{I_{eff}}{f_{180^\circ}} = \frac{25}{1.57} = 16 \text{ [A]}$$

Si el ángulo de conducción es de 90° para una temperatura de la carcasa de 80° sólo podrá entregar una corriente media de 11A.

El valor de I_{FMS} especificado coincide para $\alpha = 180^\circ$ (circuito rectificador media onda) y $T_h = 60^\circ\text{C}$ (definida por el punto A en la figura (11)).

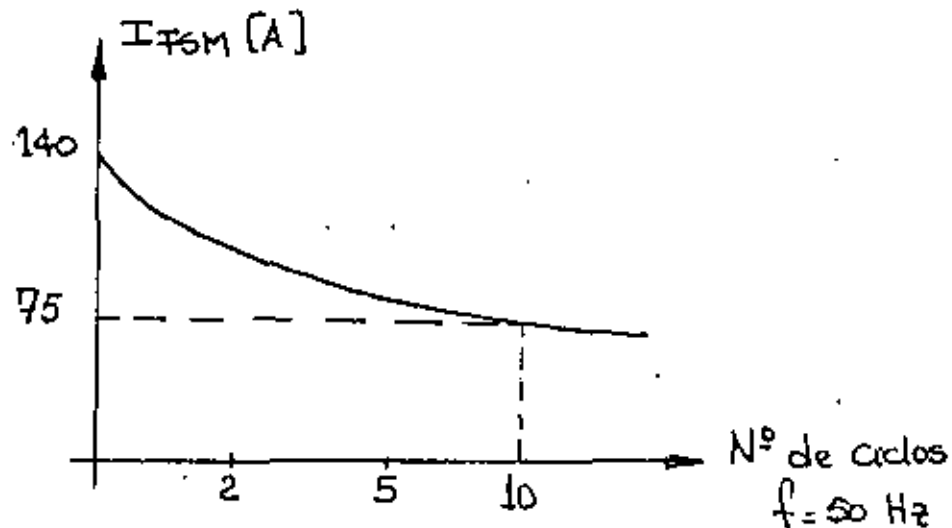


Fig. (11)

Supongamos otro ejemplo: BTY 80-81, la $I_{FDM} = 4.7\text{A}$.

Dicho tiristor puede entregar pues una corriente eficaz máxima de:

$$I_{CCMAX} = I_{effMAX} = f.f.(180^\circ) \times 4.7\text{A} = 1.57 \times 4.7 = 7.4\text{A}$$

Este concepto adquiere importancia cuando:

a) La carga es alterna y se deberán montar dos tiristores en conexión inversa paralela.

b) Cuando la corriente es pulsante y bajo el factor de servicio. El factor de ^{forma} ~~forma~~ es mayor que 1,57, y aún cuando la corriente media esté dentro de las especificaciones no lo estará la corriente eficaz que podrá ser mayor. En estos casos la corriente eficaz es el factor limitativo.

ESPECIFICACIONES REGIMEN TRANSITORIO.

Cuando hay sobrecargas transitorias, no repetitivas, como podría ser un cortocircuito por ejemplo, se admite exceder la temperatura de la juntura por breves instantes.

En este caso los valores permitidos de corriente se especifican de dos formas:

A) Una de ellas es la correspondiente a la fig.(11), en la que sobre el eje de ordenadas se dan los valores de corriente rectificada de pico ($\alpha = 180^\circ$ y $f = 50 \text{ Hz}$) en función del número de ciclos de la duración de la sobrecarga. La corriente máxima instantánea corresponde para un ciclo ($T = \frac{1}{f} = 0.005 \text{ seg}$) y coincide con la especificación señalada. Por ejemplo para 10 ciclos la corriente instantánea máxima es de 75A. Esto significa que se pueden tolerar 10 semiciclos de corriente rectificada de 1/2 onda, cada una de las cuales tenga una amplitud de 75A.

La otra forma de especificar las corrientes instantáneas permisibles es dar la capacidad de sobrecorriente ($I_F^2 t$) la cual se aplica para duraciones de corrientes instantáneas menores que un periodo. Para tiempos tan breves el tiristor se puede considerar como una resistencia con una capacidad

(15)

térmica fija, que no disipa al ambiente; I_F se expresa en amperes eficaces sobre el intervalo t en segundos. Por ejemplo, para un intervalo de 1 ms de duración será tolerable una corriente de:

$$I_F = \sqrt{\frac{75}{t}} \cdot \sqrt{\frac{75}{0.001}} \cdot \sqrt{75 \times 10^3} = 275A$$

En la especificación proporcionada por el fabricante ($I_F^2 t$) se supone que el tiristor estaba en conducción antes de la ocurrencia de la falla. Si así no fuera, es decir si el tiristor se hiciese conductor debido a la falla, la corriente deberá ser inferior, durante el tiempo de crecimiento de la misma, a la llamada corriente de conmutación que definiremos más adelante.

El fabricante también suele proporcionar la curva de caída de tensión directa en función de la corriente media y de la temperatura de la juntura.

Se observa que, para plena corriente, la caída anódica máxima es menor que 1,5 V en todos los casos.

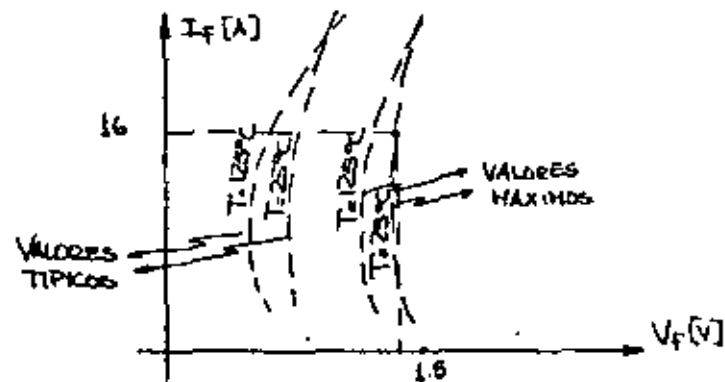


Fig. (12)

EL TIRISTOR EN CONMUTACION

23

CARACTERISTICAS DE CONMUTACION

CEBADO POR PUERTA

La forma más común de disparo del tiristor es la inyección de un impulso en el "gate" del mismo. Pero este impulso sólo lo afecta en primer lugar a la zona del cátodo vecina al electrodo de mando. De ahí que el paso del tiristor del estado de bloqueo al de conducción esté limitado a esta superficie, llamada zona primaria de cebado.

El tiristor antes de entrar en la zona franca de conducción, pasa por dos etapas bien diferenciadas:

- a) creación de una zona primaria de conducción.
- b) propagación del estado conductor a todo el dispositivo.

Por lo tanto, el dispositivo no conduce directamente sino que presenta un cierto retardo. Al tiempo de retardo suele denominársele "ton" y descomponerlo en dos períodos:

$$t_{on} = t_d + t_r$$

TIEMPO DE PRECONDICIONAMIENTO (t_d) (delay time): tiempo que transcurre desde que el flanco de ataque de la corriente de puerta alcanza la mitad de su valor final (50%) hasta que la corriente de ánodo alcanza al 10% de su valor máximo sobre una carga resistiva.

tensión directa aplicada al tiristor ha disminuido hasta el 90% del valor aplicado.

El tiempo t_d depende mucho de la corriente de mando y sobre todo del tiempo de subida de esa corriente.

Varía desde $0,2 \mu s$ a $1 \mu s$ para tiristores de hasta 35A. Llegando hasta $5 \mu s$ para los tiristores de potencia.

La Fig. (14) nos muestra la variación de $t_d = f(I_G)$ para un tiristor normal de 35A.

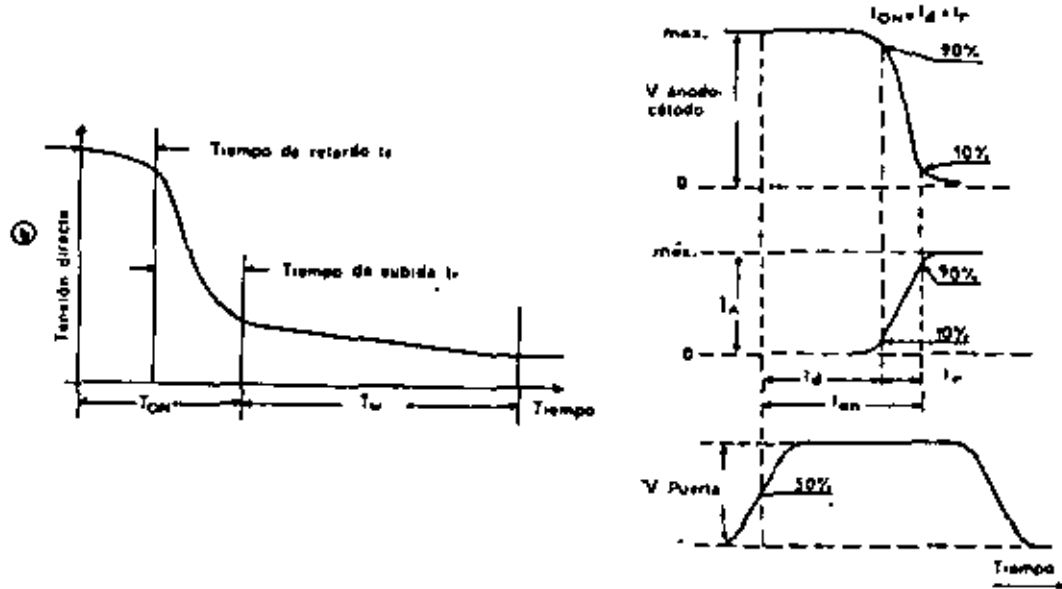


Fig. (13)

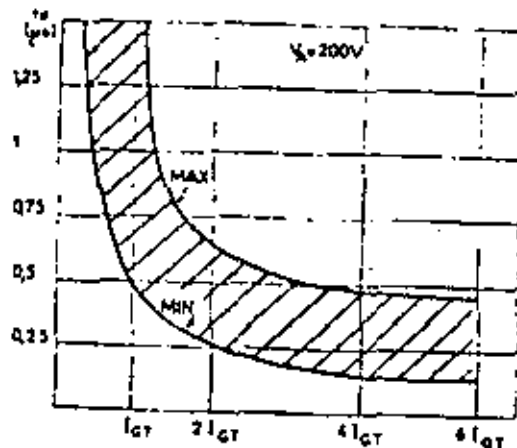


Fig. (14)

TIEMPO DE SUBIDA: (tr) (rise time): tiempo necesario para que la corriente de ánodo I_A , pase del 10 al 90% de su valor máximo sobre una carga resistiva.

También se puede definir como el tiempo necesario para que la tensión directa sobre el tiristor caiga del 90% al 10% del valor máximo previamente aplicado.

La amplitud de la señal aplicada en "gate" juega un papel importante en la delimitación de "tr" (Fig. (15)).

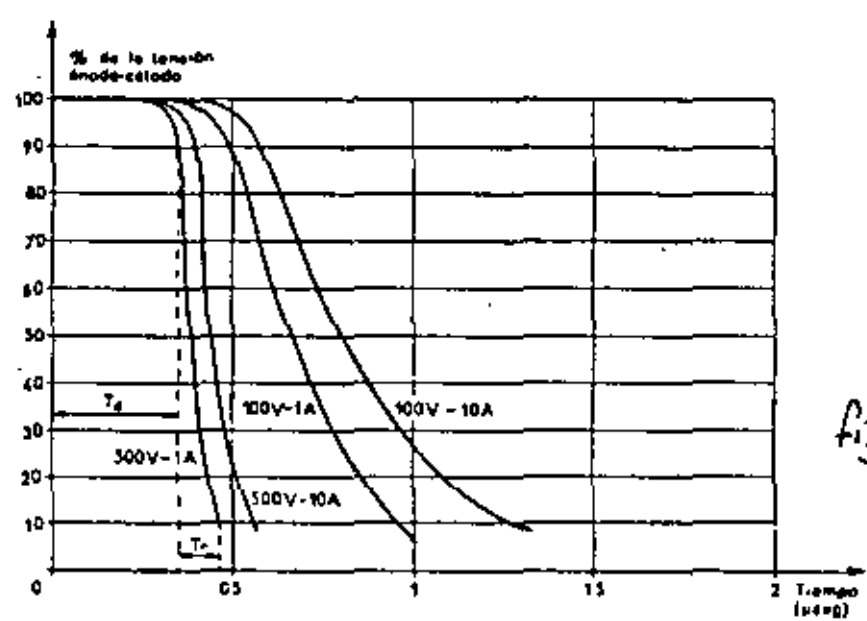


Fig (15)

La suma de $t_d + t_r = t_{on}$. Transcurrido el tiempo de cierre el tiristor se satura: es el tiempo t_w .

EXTINCION (DESCEBADO)

Hemos definido anteriormente a I_L , corriente de enganche, valor mínimo de corriente que debe existir para que comience la conducción, a pesar de haber tensión en puerta. Este valor de I_L es de 2 a 3 veces el valor de la corriente de mantenimiento, I_H , mínimo valor de la corriente para que permanezca cebado.

También la extinción del tiristor se produce cuando se anula la corriente de ánodo directamente.

Una vez que el dispositivo se ha extinguido, debe transcurrir un cierto tiempo, t_{gr} , para volver a aplicar tensión positiva, so pena de que el tiristor vuelva a conducir.

Así, supongamos que descebamos el tiristor en el tiempo " t_1 ". La corriente disminuirá según la pendiente di/dt ; la tensión en el tiristor que era de 1 V o más, V_A , disminuirá también ligeramente.

En " t_2 " se invierte la corriente y teóricamente debería bloquearse; pero recién lo hace en el instante " t_3 ", comportándose desde t_2 a t_3 como un corto circuito.

En " t_3 " se observa un salto de la tensión y a menudo una sobreoscilación debida a las inductancias y capacidades repartidas.

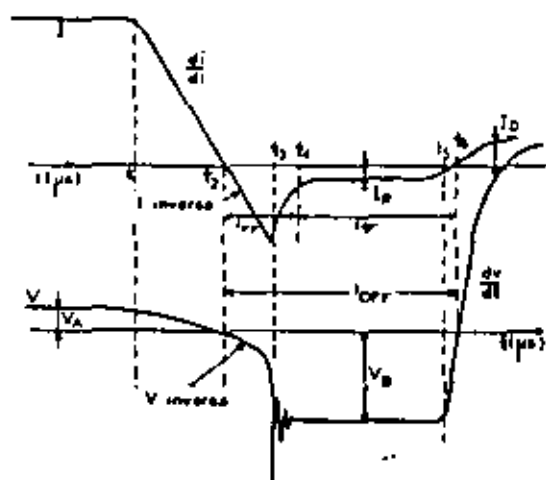


Fig. (16)

La unión inversa ha recuperado su poder de bloqueo, pero la concentración de portadores minoritarios es todavía importante en las vecindades de la unión directa para que ésta se haya recuperado también. Es necesario esperar hasta t_6 para poder aplicar nuevamente tensión directa.

El tiempo de extinción pues t_{OFF} , será la suma del tiempo de recuperación inversa "trr" (reverse recovery time) de $1 \mu s$ aproximadamente y del tiempo de recuperación de puerta "tgr" (gate recovery time).

El tiempo de extinción " t_{OFF} " y también " t_q " varía desde $5 \mu s$ para los tiristores rápidos, hasta $50 \mu s$ e inclusive $400 \mu s$ para los tiristores muy grandes.

En general, podemos afirmar que el tiempo de extinción varía en función de:

- temperatura, aumentando con ello según una curva del tipo.

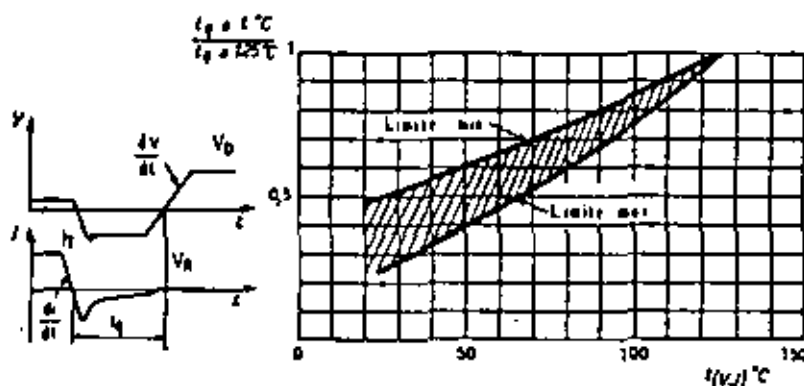


Fig. (17)

- la intensidad de la corriente y $\frac{di}{dt}$, creciendo con ésta.
- la tensión inversa, con cuyo aumento se reduce el t_{OFF} .

INFLUENCIA DE LA TEMPERATURA

Como todo semiconductor, la temperatura de operación de la juntura es la limitación esencial de los tiristores. La temperatura máxima admisible en la juntura puede ser de 125 a 150° C.

Generalmente se especifican rangos de temperatura de juntura de operación y almacenamiento. Estas temperaturas varían para los distintos tiristores.

Así para los BTY-d8-91.

T_s : temperatura almacenamiento: -55 a 150°C

T_o : temperatura operación: - 55 a + 125°C

Para la serie BTX-12 se especifica:

T_s : - 55 a + 125°C

T_o : - 55 a + 125°C

La energía eléctrica disipada en el tiristor, independientemente del sentido en que circule la corriente, aparece en la forma de energía térmica, en las uniones, de manera tal que esa potencia perdida aparece a través del calentamiento de la juntura.

En términos reales, esta cantidad de energía disipada en forma calórica, es insignificante con respecto a la energía total puesta en juego. Pero lo importante a tener en cuenta en estos casos no es tanto el valor absoluto de la pérdida de energía cuanto el calentamiento producido en la unión. No hay que olvidar que el nivel energético a partir del cual se produce la elevación de la temperatura de la unión viene fijado por la temperatura ambiente.

(2)

Teniendo en cuenta que las temperaturas de trabajo industriales son del orden de los 50 a 60°C, y que la máxima temperatura soportada por el tiristor es de 125°C por, entonces se deberá proveer al dispositivo de un disipador, capaz de asegurar su refrigeración eficaz. En algunos casos se hace necesario, para el manejo de grandes potencias, una refrigeración de carácter forzado (corrientes de convección del aire ambiente).

Podemos definir las siguientes magnitudes térmicas características:

TEMPERATURA DE LA UNIÓN: "T_J", no es posible medirla directamente, por lo que es necesario determinarla en función de la temperatura ambiente y de las inspecciones eléctricas.

Cuando el dispositivo funciona en régimen permanente, se establece un equilibrio térmico entre las uniones y el aire ambiente; es decir la energía térmica radiada en cada segundo por el radiador compensa exactamente la potencia disipada en el cristal.

La cantidad de calor que se desprende del cristal es proporcional a la diferencia existente entre la temperatura de la unión y la del ambiente.

Por analogía con la ley de Ohm se puede asignar así carácter de diferencia de potencial térmico a esta diferencia de temperatura, y definir una corriente de conducción térmica como la cantidad de calor que escapa cada segundo del radiador.

A partir de ahí se impone por sí sola la noción de resistencia térmica; resistencia que determina la circulación térmica entre la unión y el ambiente. Sus dimensiones son °C/W.

TEMPERATURA DE LA CÁPSULA: " T_c " (case), es la que se mide en la cápsula que encierra al cristal, en el punto más caliente, es decir el más próximo a la unión, pero accesible externamente.

POTENCIA DISIPADA

La potencia disipada en la unión de un tiristor depende de:

- pérdidas por conducción directa
- pérdidas por conmutación (cebado y extinción)
- pérdidas por corriente de fuga en el estado de bloqueo directo
- pérdidas por corriente de fuga en el estado de bloqueo inverso
- pérdidas en el circuito de puerta.

El fabricante suele proporcionar una familia de curvas que proporcionan la potencia media disipable aceptada en función del ángulo de conducción, cuando se trabaja con una tensión senoidal y frecuencia de hasta 400 Hz.

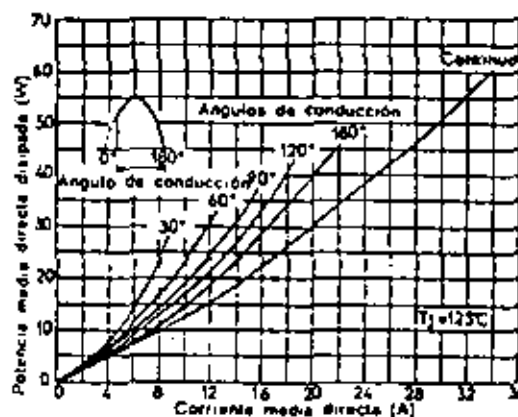


Fig. (18)

La curva de la Fig. (18) está representando una forma de evaluación de las pérdidas por conducción directa, que son las más importantes. Estas curvas corresponden a car

gas resistivas. El resultado también puede extenderse a corrientes con forma de onda rectangular, que tengan igual valor medio, a igual "factor de servicio".

Para el caso de corrientes con otra forma de onda, se deberá determinar por integración del producto de los valores instantáneos de la corriente y la caída de tensión directa, haciendo uso de las características directas del circuito anódico del tiristor.

Las pérdidas correspondientes a corrientes de fuga, bloqueo directo e inverso se pueden determinar por integración gráfica de las características dadas por el fabricante. Estas curvas son las correspondientes a la figura (19).

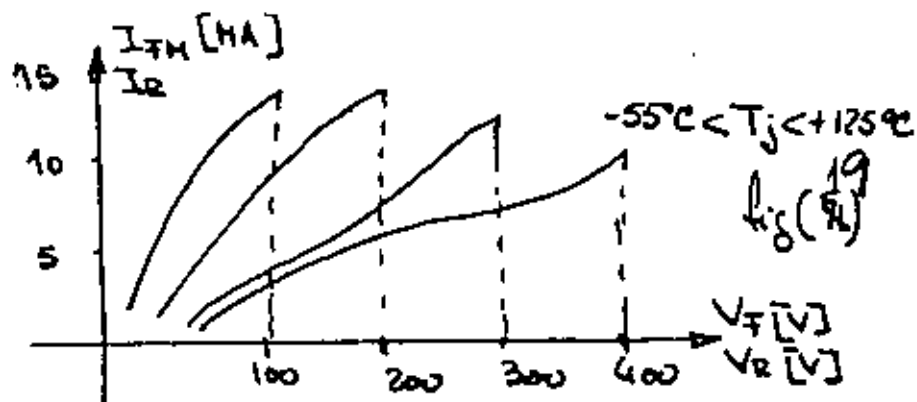


Fig. (19)

Las pérdidas en el circuito de "gate" se determinan por igual procedimiento. Generalmente son pequeñas cuando se utilizan circuitos de encendido por pulso.

RESISTENCIA TERMICA:

El calor desarrollado por las pérdidas de potencia descritas precedentemente incrementan la temperatura de la unión y de la carcasa del tiristor sobre la temperatu

La relación existente entre los distintos parámetros, para máxima temperatura de la junta, está dada por:

$$T_{jmax} = T_{amax} + P_{max} (R + R_{jh}) \quad (1)$$

T_{jmax} : temperatura media máxima de la junta en $^{\circ}C$

T_{amax} : temperatura máxima ambiente de operación en $^{\circ}C$

P_{max} : máxima potencia media de pérdidas, posible de disipar a la temperatura ambiente $[w]$

R_{jh} : resistencia térmica entre la junta y disipador $^{\circ}C/w$

R : resistencia del disipador externo en $^{\circ}C/w$

El salto de temperatura entre la junta y el disipador será:

$$T_{jh} = T_{jmax} - T_{hmax} = P_{max} R_{jh} \quad (2)$$

Los valores de R_{jh} , varían de tipo a tipo y vienen proporcionados en las hojas de especificaciones.

Así por ejemplo para el tiristor BTY 88-91 se dan los siguientes valores:

$$R_{jh} = R_{jmh} \text{ entre junta y } \begin{matrix} \text{carcasa} \\ \text{conector} \end{matrix} \quad 1.8 \text{ } ^{\circ}C/w$$

$$R_{jh} \text{ entre junta y un } \begin{matrix} \text{disipador infinito} \\ \text{disipador infinito} \end{matrix} \quad 2 \text{ } ^{\circ}C/w$$

De las ecuaciones (1) y (2) se deduce que:

$$T_{jmax} = T_{amax} + P_{max} (R + R_{jh})$$

$$T_{jmax} - T_{hmax} = P_{max} R_{jh}$$

$$T_{hmax} = T_{amax} + RP_{max} \quad (3)$$

(29)

Expresión que permite determinar el R necesario del disipador. Generalmente la ecuación (3), se suele representar en una gráfica tal como la siguiente:

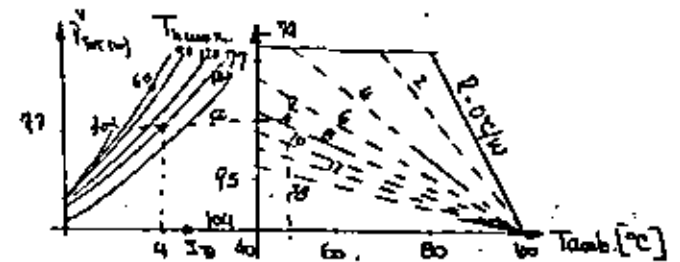


Fig. (20)

El parámetro tomado para el trazado de las curvas es " α ".

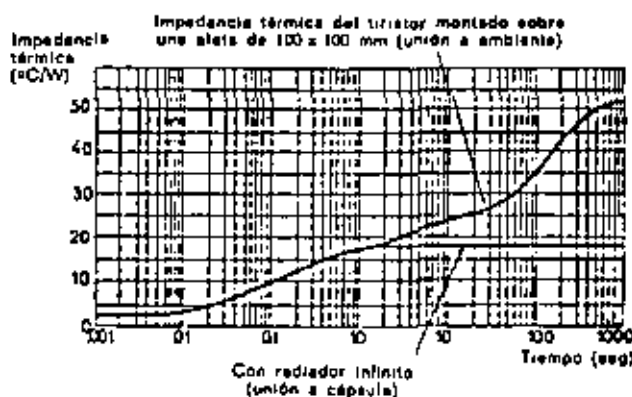
Supongamos que la corriente media es de 4 Amperes y se desea trabajar con una onda alterna de entrada y $T_a = 50^{\circ}C$. Si el ángulo de encendido del tiristor puede ser cualquiera, la peor condición en lo que respecta a la disipación térmica ocurrirá para el ángulo de conducción de 180° . Luego la disipación total (incluida 0,5w de disipación en "gate", se obtiene levantando una vertical por $I_{FD} = 4A$ en la Fig. (20), hasta cortar a la curva de los 180° .

La disipación es del orden de los 7.7 watts. Se traza una horizontal por dicho valor hasta cortar a la vertical traza de por la temperatura deseada de operación ($50^{\circ}C$). El punto de intersección define una recta de $R = cte$. Ese será el valor de R que debe tener el disipador térmico.

IMPEDANCIA TERMICA: Las expresiones (1), (2) y (3) que hemos deducido anteriormente, corresponden al estado de regimen permanente. Si la corriente es pulsante o de una forma arbitraria, la temperatura de la unión variará cíclicamente debido a la pequeña capacidad térmica del dispositivo.

Se puede usar el método anterior reemplazando el valor medio de P_{max} , por el valor de la potencia disipada de pico o por el valor medio de la *misma*. En el primer caso, el cálculo del elemento disipador resultará conservativo y en el segundo caso puede resultar que la temperatura instantánea de la juntura sobrepase el valor máximo.

Un cálculo riguroso deberá tener en cuenta la variación de R_{jh} en régimen transitorio. Entramos entonces en el concepto de *impedancia* térmica Z_{jh} . Los fabricantes suelen dar la curva de variación de Z_{jh} en función del tiempo.



Fig(21)

Con un tiempo de funcionamiento t suficiente, la expresión siguiente da la diferencia de temperatura unión cápsula:

$$T_j - T_c = P Z_{jh}$$

P: Potencia *media* disipada en "T"

TRIACS

El triac es un dispositivo, perteneciente a la familia de los tiristores cuyo nombre deriva de la abreviatura TRIodo y AC. Es en definitiva un tiristor bidireccional.

Pese a tres electrodos, uno de los cuales es el de mando (compuerta o gate) y los otros dos son los electrodos principales de conducción. La diferencia con el SCR estriba en que el TRIAC puede ser conductor en ambos sentidos, siendo entonces apto para el control de potencia alterna.

El símbolo usado para la simbolización del TRIAC es el de la Fig. (22). No se pueden aplicar en este caso las designaciones de ánodo y cátodo a sus terminales. Se usan las designaciones de T₁ y T₂ y G. T₁ es el electrodo que se toma como referencia, para las corrientes y las tensiones.

Puede establecerse una analogía entre el TRIAC y dos SCR conectados en antiparalelo. Pero representa 2 ventajas fundamentales sobre el montaje antiparalelo:

- a) el circuito de mando resulta mucho más sencillo al no existir más que un electrodo de disparo.
- b) se puede polarizar para la conducción independientemente de las polaridades de puerta o de ánodo; el disparo se efectúa en los cuatro cuadrantes.

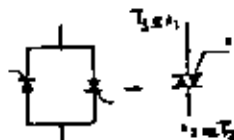


Fig. (22)

En este caso el dispositivo puede pasar de un estado de bloqueo a uno de régimen conductor, en los dos sentidos de polarización (cuadrantes I y III) y volver al estado de bloqueo por inversión de la tensión o por disminución de la corriente por debajo del valor de mantenimiento I_H.

CARACTERISTICA V-I DE SALIDA DEL TRIAC.

La característica V-I de salida del TRIAC representada en la figura (23) está referida a T₁ como terminal de referencia.

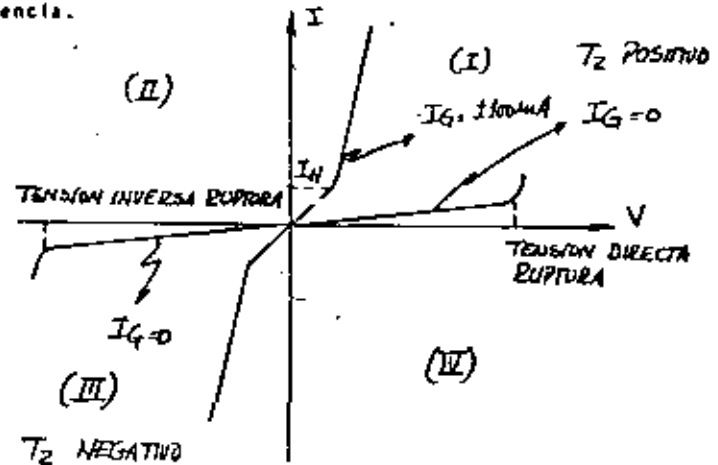


Fig. (23)

El primer cuadrante (I) es la región donde T₂ es positivo con respecto al terminal T₁. El voltaje de ruptura, tanto directo como inverso, en cualquier cuadrante deberá ser mayor que el voltaje pico de onda alterna normal aplicada, si queremos controlar el dispositivo a través del "gate".

Una corriente de puerta de amplitud especificada de cualquier polaridad cebará al triac en cualquier cuadrante, suponiendo que la tensión pico aplicada es menor que la de ruptura.

Si esta tensión es excedida, aún transitoriamente, el dispositivo entrará en estado de conducción y permanecerá en el mismo hasta que la corriente caiga por debajo de la I_H (mantenimiento).

Esta acción provee una inmunidad inherente del triac a los transitorios de tensión eliminando en general la necesidad de los dispositivos de protección. Sin embargo, existen aplicaciones en las cuales el disparo debido a sobre tensiones transitorias no es deseable para el circuito de control, en cuyo caso se hará necesario la utilización de los supresores de transitorios, a pesar de que el dispositivo no sufre daño alguno.

Vemos que el funcionamiento se efectúa en los cuadrantes (I) y (III) como es lógico, pues en los cuadrantes (II) y (IV) implican generación de potencia.

CARACTERISTICAS DE GATE

El triac pues, puede dispararse con una corriente de puerta positiva o negativa. Las curvas que dan la intensidad de puerta en función de la polarización puerta-cátodo, adoptan la misma forma en los dos sentidos de conducción que los de un diodo. Se asemeja entonces a la característica representada por dos diodos antiparalelos.

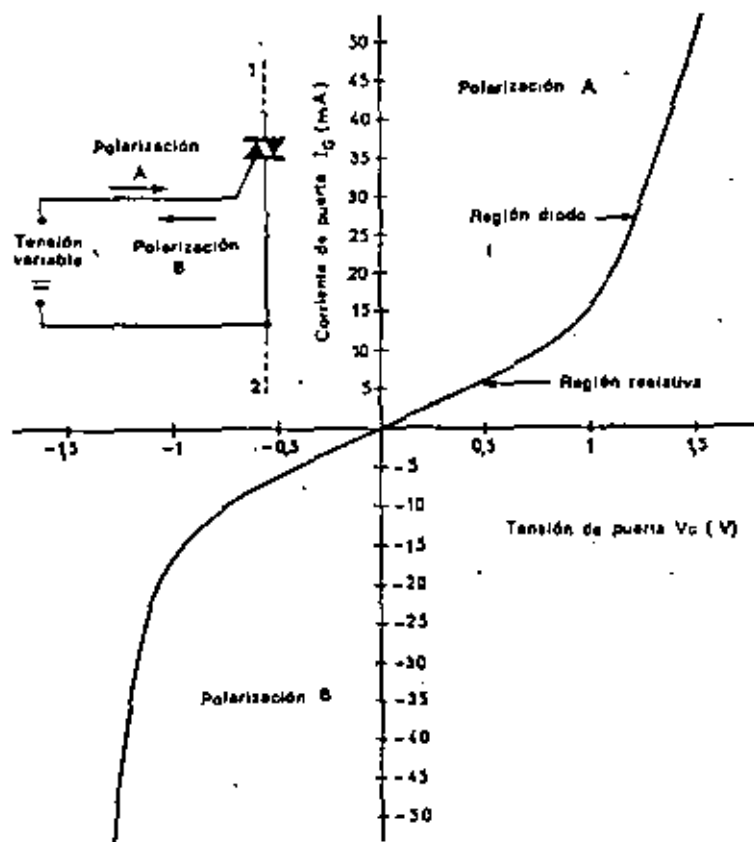


Fig. (24)

Es posible definir dos regiones, una correspondiente a un diodo normal, y otra cerca del origen, que es sensiblemente resistiva. Las curvas correspondientes a las corrientes de puerta positiva y negativa no son absolutamente superponibles y pueden presentar inclinaciones diferentes, según el sentido de polarización de las salidas S_1 y S_2 .

De cualquier forma se observa que bastará en todos los casos (para el gráfico que nosotros hemos dibujado) disparar al TRIAC con una corriente de puerta de 100 mA y $V_g = 3V$.

Se definen los siguientes modos de disparo del TRIAC:

- | | |
|-------------|--|
| | I + : tensión y corriente de gate positiva |
| I CUADRANTE | |
| | I - : tensión y corriente de gate negativa |

III + : tensión y corriente de gate positiva.

III CUADRANTE

III - : tensión y corriente de gate negativa.

Hasta el momento la sensibilidad del triac es mayor en los modos de I+ y III-; algo menor en el I- y mucho menor en el III+; este último no se usará a menos que sea imprescindible y en ese caso conviene seleccionar triacs previstos para este tipo de disparo.

CONTROL DE TIRISTORES Y TRIACS

La cualidad principal del SCR o TRIAC estriba en el hecho de que puede pasar del estado de no conducción al de conducción en respuesta a una señal pequeña de control, utilizándose este hecho para el control de potencia.

El cebado del tiristor requiere que la fuente de cebado proporcione la corriente y voltaje necesario de puerta, sin exceder las características del dispositivo, en un todo de acuerdo a las mismas y a las características también de carga.

EL PROCESO DE CEBADO.

A partir de la analogía establecida entre el tiristor y los dos transistores, podemos observar que la transición del estado de no conducción al de conducción está determinado por la acción interna de los "transistores".

El cebado, a través del incremento paulatino de la corriente de gate DC, está precedido y acompañado por una acción simétrica del transistor en la cual la corriente de ánodo se incrementa proporcionalmente a la corriente de gate.

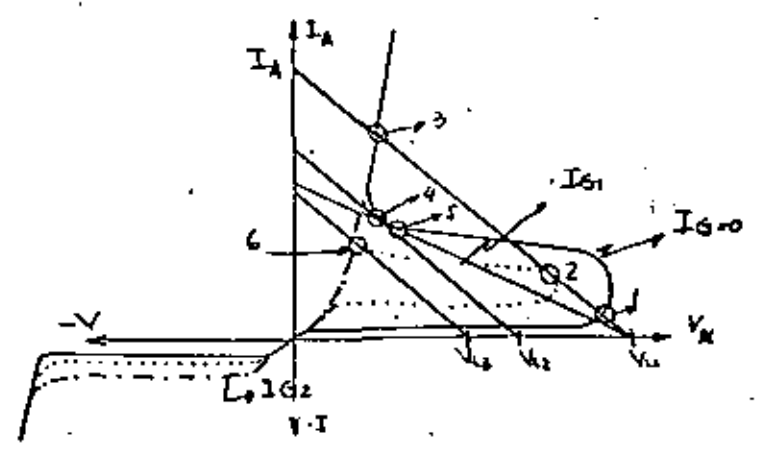


Fig. (25)

La Fig. (25) representa las características de salida de un tiristor, con la corriente de puerta I_G como parámetro. Se observa que para voltajes de ánodo positivo, la corriente de ánodo es independiente del voltaje aplicado a dicha terminal, hasta un punto, donde el efecto de avalancha ocasiona un rápido incremento de la corriente. En ese momento la impedancia que presenta el dispositivo cambia rápidamente desde un valor de impedancia elevada positiva, a otro de impedancia cero, para trocarse luego en un valor de impedancia negativa, en la medida que incrementos de corriente van acompañados de decrecimientos de la tensión. Esta zona de resistencia negativa continúa hasta que nos aproximamos a la saturación del transistor, donde la impedancia se revierte de negativa, cero y luego resistencia positiva.

El criterio del cebado (veremos más adelante los distintos tipos de cebado) depende de la impedancia y fuente del circuito anódico externo, así también como de la corriente de puerta. Esto es posible visualizarlo mediante el trazado de la recta de carga en la figura mencionada. La misma corresponde a un voltaje aplicado de ánodo V_{L1} (gateada) y una corriente de ánodo de cortocircuito I_A .

Mientras no exista corriente de puerta $I_G = 0$ la recta de carga corta a la característica del dispositivo en un punto (1), estable.

Si la corriente de grilla o puerta fuera I_{G1} entonces nuestra recta de carga corta a la característica en los puntos (2) y (3). El punto (2), de tangencia con la curva I_{G1} es un punto de funcionamiento inestable, donde la resistencia negativa del tiristor es igual a la resistencia de carga del circuito externo.

En estas condiciones el tiristor ^{conmuta} ~~conecta~~ al punto (3) de más baja impedancia, manteniéndose la corriente de gate en ese punto ya.

En caso de que la tensión externa se reduzca, a un valor por ejemplo de V_{L2} , la recta de carga se desplazará paralelamente, y el punto de operación (3) se moverá hacia el origen.

Cuando la recta de carga se vuelva tangencial a la curva característica en el punto (4), estaremos también en condición inestable, apagándose el dispositivo y revirtiéndose a la posición de alta impedancia de apagado.

Para el conjunto de condiciones del punto (4) la corriente correspondiente a dicho punto es la corriente de mantenimiento. Si en lugar de reducir el voltaje externo, llevamos

de el punto de operación al punto (4), se incrementa la resistencia de carga, entonces el punto (5), de tangencia, correspondiente al de más baja resistencia y la corriente para el punto (5) será la corriente de mantenimiento.

Si se mantiene I_G , mientras se reduce el voltaje externo aplicado, a V_{L3} , el apagado se habrá producido en el punto (b), para un valor de corriente de ánodo menor. Se requerirá en estas condiciones una corriente de gate I_{G2} mayor que la aplicada I_{G1} , para cebar el dispositivo. Una reducción de I_{G1} lleva al apagado del dispositivo, de ahí que el tiristor no se mantenga con seguridad en condiciones de disparo en esta punto. En estas condiciones el criterio de disparo no estriba sólo en cumplir con (2) sino también la existencia de una cierta corriente anódica tal como la señalada en el punto (3).

Las características del triac en el cuadrante III y I son similares a las estudiadas para el tiristor.

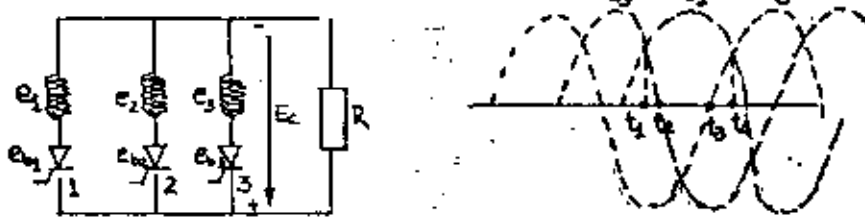
Los requerimientos de disparo del tiristor dependen por ende, tanto de las condiciones de puerta, como las de ánodo.

EL PROCESO DE CONMUTACION:

Una vez que el tiristor se lanza a conducir, permanece en estado de "on" permanente a menos que la corriente de ánodo (o la tensión de ánodo) sea reducida a valores próximos a cero, y mantenida en ese valor durante un tiempo, de por lo menos el de apagado del SCR, t_{off} . Se pueden emplear métodos diferentes para conmutar o apagar al SCR, y el método usado depende de la utilización del tiristor en el circuito particular. En el caso de diodos normales utilizados en circuitos rectificadores no controlados la conmutación se produce en forma llamada natural o por línea.-

CONMUTACION EN RECTIFICACION NO CONTROLADA

Así para el caso trifásico tendremos: .



Entre t_2 y t_3 conduce solamente el diodo "1" ya que es el único que tiene potencial de ánodo positivo.

FASE 1 : $e_1 > e_2 + e_3 \therefore e_c = e_1 - \sqrt{3}V_{AK}$

$e_2 = e_{b2} + e_c \therefore e_{b2} = e_2 - e_1 + \sqrt{3}V_{AK}$

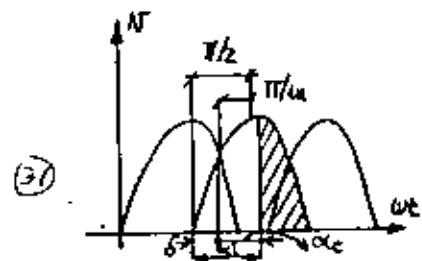
Entre t_1 y t_4 $e_2 < e_1$ y siendo $e_{b2} = e_2 - e_1 + \sqrt{3}V_{AK}$ por lo que 2 no conduce.

A partir de t_4 , comenzará a conducir el diodo "2"

t_4 o ωt_4 se le denomina ángulo natural de conmutación.-

En general podemos definir el ángulo de conmutación de la siguiente forma: Aquél para el cuál 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 conmuta "naturalmente" de una fase a otra. En base a esto es que se puede definir el ángulo de encendido en un rectificador controlado de dos maneras:

A) Angulo de Ignición: α_i , encendido a partir del ángulo ωt , pa



La relación entre ambas se deduce de:

$$\alpha_i = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{\omega} \quad \left. \begin{array}{l} \alpha_i \neq f(N \text{ fases}) \\ \delta = f(N \text{ fases}) \end{array} \right\} \omega = 2 \Rightarrow \alpha_i = \delta$$

ra el cuál la tensión de dicha fase corte al eje.

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

CONMUTACION EN RECTIFICACION CONTROLADA:

A) CONMUTACION POR LINEA:

Se emplea en circuitos excitados por una fuente de alterna en serie con el dispositivo, donde la corriente cae necesariamente a cero en algún punto del ciclo. A partir de ese momento la tensión de directa aplicada al tiristor, se hace negativa y consecuencia de ello, el tiristor, con corriente de gate cero conmuta, siempre que la tensión negativa se mantenga por lo menos el tiempo de apagado del dispositivo " t_{off} ".

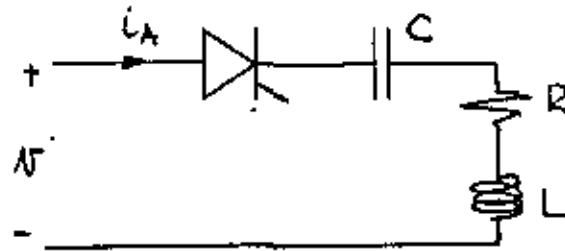
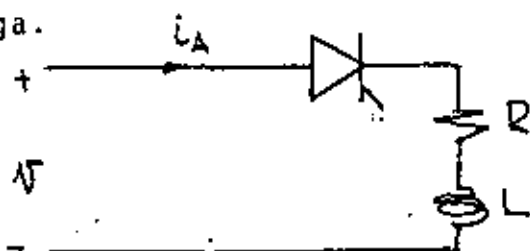
Este tipo de conmutación se utiliza en la mayoría de los circuitos de control por ángulo de fase o por variación de la potencia media entregada. Se utiliza también en controles de alterna determinados. (control de iluminación, velocidad de motores en bombas etc).

Este tipo de conmutación también incorpora, al igual que en la rectificación no controlada, la conmutación natural, cuando la tensión instantánea de la fase se hace menor que la de la sucesiva siguiente.

B) CONMUTACION POR CARGA:

En este caso la conmutación se produce debido a los efectos de la carga sobre el circuito rectificador. En realidad siempre existe una tendencia natural a que la corriente decaiga, luego de un tiempo, en la propia carga.- Como para el caso de cargas que trabajan en AC; la corriente se hace cero, por la propia alimentación, generando la conmutación por línea; la conmutación por carga se utiliza en circuitos con alimentación de cd, casi exclusivamente. En el caso de la conmutación por carga, el método que se utiliza es el de generar en la carga, mediante el agregado de capa-

ciudades Un circuito de oscilación, de manera tal que al cabo de cierto tiempo, la corriente de carga y por tanto la corriente de ánodo pasan por cero. Como consecuencia de ello, el tiristor se apaga.



C) CONMUTACION FORZADA:

Existen situaciones en las cuáles el agregado de un capacitor en el circuito de carga resulta antieconómico o inconveniente (el capacitor puesto en serie con la carga requiere de una corriente elevada). En tales casos se echa mano a lo que se llama conmutación forzada.

Un circuito típico de conmutación forzada es el siguiente:

VER HOJA SIGUIENTE

El tiristor a conmutar, llamado tiristor principal, es el t_1 . T_2 es un tiristor auxiliar utilizado en el proceso de conmutación conjuntamente con el capacitor C. El diodo volante "D" tiene por objeto descargar la energía acumulada en el inductor de carga cuando el tiristor principal está en "off".

Para el análisis del circuito vamos a suponer que el C está inicialmente cargado a un valor de $V_{C0} < 0$ y que t_1 y t_2 están en estado de off.

$t=0$, t_1 se dispara y se tiene:

$$i_{L0} = i_A = i_L = \frac{V}{R_0} \left[1 - e^{-t \frac{R_0}{L+L_0}} \right]$$

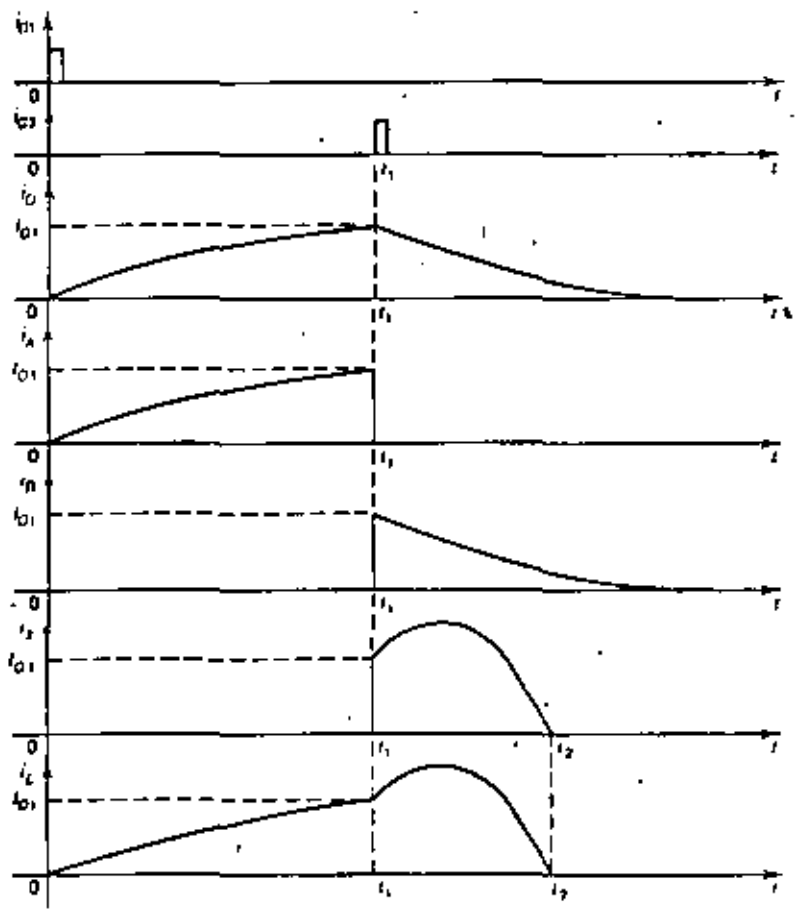
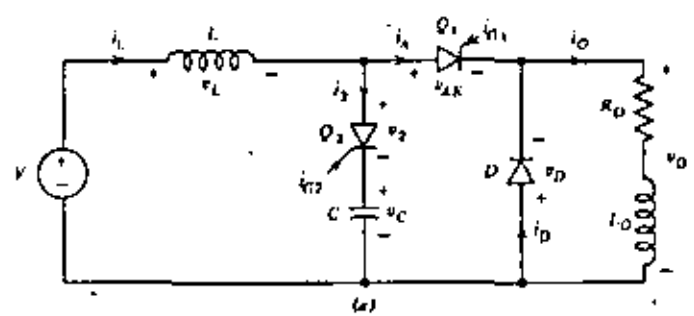
Por lo que:

$$V_0 = -V_D = R_0 i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt}$$

$$V_0 = V \left(1 - e^{-t \frac{R_0}{L+L_0}} \right) + \frac{L_0}{L+L_0} V e^{-t \frac{R_0}{L+L_0}}$$

$$V_0 = V \left(1 - \frac{L}{L+L_0} e^{-\frac{R_0 t}{L+L_0}} \right)$$

$$0 \leq t \leq t_1 \Rightarrow \begin{cases} i_2 = 0 \\ i_D = 0 \end{cases}$$



De la malla central: $V_2 + V_C + V_D - V_{AK} = 0$

$$\text{y con } \left. \begin{array}{l} V_C = V_{CO} \\ V_{AK} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow V_2 = -V_{CO} - V_D = -V_{CO} + V_0$$

En $t = t_1$, t_2 se dispara por lo que en la malla central quedará:

$$V_2 = 0 \quad \text{y} \quad V_{AK} = V_C + V_D$$

Pero $V_C = V_{CO} < 0$ y V_D será negativo o cero

$V_{AK} < 0$ y t_1 se va al corte.-

Haciendo un cambio de variables:

$$t = t - t_1$$

obtendremos los valores de corrientes en el intervalo $t_1 - t_2$

$$\text{Para } t = 0^+ \quad I_{L0} = I_A = I_L = \frac{V}{R_0} \left(1 - e^{-t_1 \frac{R_0}{L I_{L0}}} \right)$$

La corriente de carga en L_0 no puede variar instantáneamente; debido a ello, se ~~deriva~~ ^{deriva} a través del diodo D, de manera tal que $V_D = 0$

$$I_{L0} = I_D = I_{01} e^{-\frac{R_0 t'}{L_0}}$$

Como la corriente de línea tampoco puede variar instantáneamente debido a L, se deriva a través del circuito L,C, de modo que $V_2 = 0$ e $I_L = I_2$

$$L \frac{dI_L}{dt'} + \frac{1}{C} \int_0^{t'} I_L dt' = V - V_{CO}$$

$$\frac{d^2 I_L}{dt'^2} + \frac{1}{LC} I_L = 0$$

Su solución es:

$$I_L = A_1 \cos \omega_r t' + A_2 \sin \omega_r t'$$

Con:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad [\text{rad/s}]$$

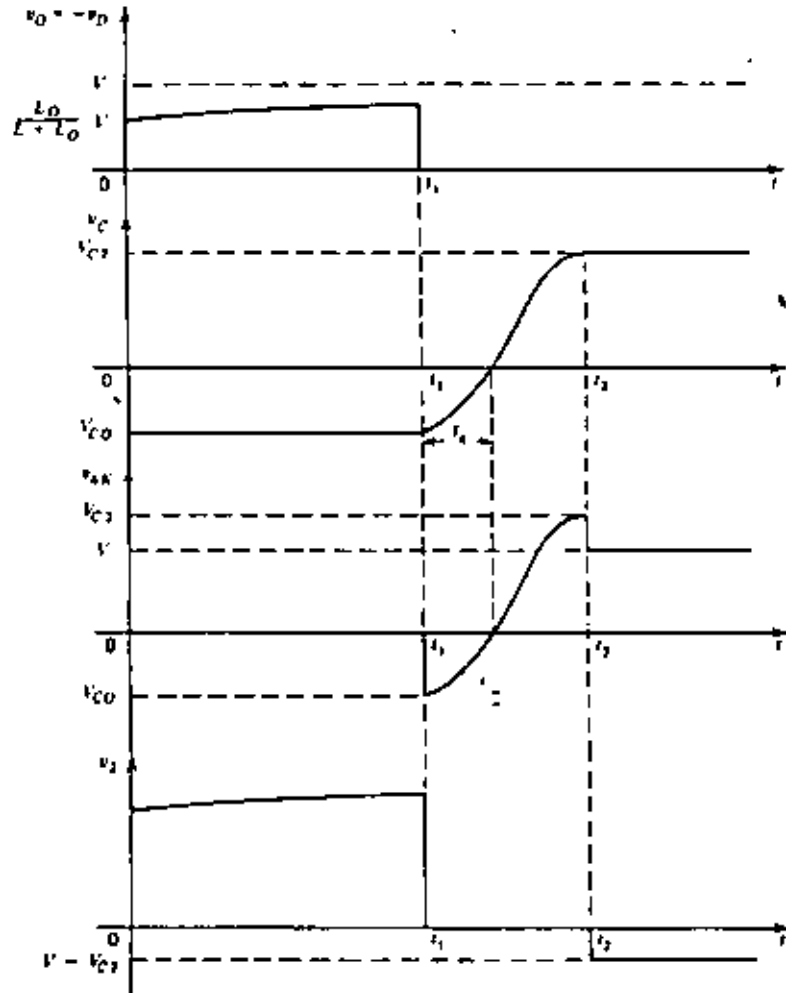
Se deben determinar las constantes A_1 y A_2 de integración:

$$t' = 0 \quad (t = t_1)$$

$$I_L = I_{01} = A_1$$

$$t' = 0^+ \quad (V_2 = 0)$$

$$V_L = V - V_{CO} = L \frac{dI_L}{dt'}$$



$$i_L = \frac{V-V_{co}}{\omega_r L} \sin \omega_r t' + I_{o1} \cos \omega_r t' \quad (36)$$

El pico de i_L será:

$$I_{LH} = \sqrt{\left(\frac{V-V_{co}}{\omega_r L}\right)^2 + I_{o1}^2}$$

Para $t=t_2$ ($t \equiv t_2 - t_1$), i_L se hace cero y t_2 se apaga.

Se puede demostrar que el ángulo $\omega_r(t_2 - t_1) = \psi$ es del 2º cuadrante.

$$90^\circ < \psi < 180^\circ$$

Por otra parte para:

$$t' = 0, \quad i_A = 0 \quad \text{y} \quad V_o = -V_D \quad t' > 0$$

$$V_c = V_{AK}$$

$$V_{AK} = V - L \frac{di_L}{dt'}$$

El tiempo durante el cual V_{AK} es negativo deberá ser del orden de t_q , tiempo de apagado del tiristor.

SCR

C38

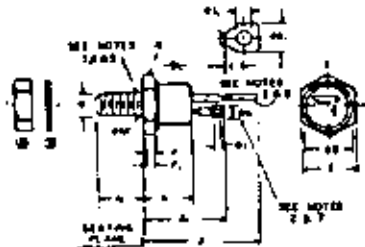
The C38 Silicon Controlled Rectifier is a three junction semiconductor device for use in power switching and control applications requiring a blocking voltage of 500 volts or less and RMS forward currents up to 35 amperes. Because of its higher Junction Temperature Rating than the C35 (2N681-92) series, it will prove useful in applications calling for higher ambient temperatures or smaller heat sinks than the C35 series permits.

- No Peak Forward Voltage Limitation
- Thermal Fatigue Free
- High Junction Temperature (150°C)
- Standard TO-48 Outline
- Long Creepage Path
- Low Thermal Resistance

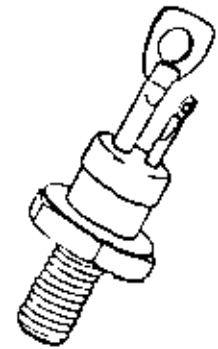
OUTLINE DRAWING
COMPLIES WITH JEDEC TO-48

- NOTES
1. Containing diodes in series to meet 250 voltages of working voltage. Barrier of cathode diodes 150 to 20000 ohm-cm. Maximum 100 to 20000 ohm-cm.
 2. Single diodes of this type are available.
 3. 2N681-92 (Standard) gate diodes of silicon power diodes and 2N681-92 (Standard) diodes of silicon power diodes are available. 2N681-92 (Standard) diodes are available in 100, 200, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900, 1000, 1100, 1200, 1300, 1400, 1500, 1600, 1700, 1800, 1900, 2000, 2100, 2200, 2300, 2400, 2500, 2600, 2700, 2800, 2900, 3000, 3100, 3200, 3300, 3400, 3500, 3600, 3700, 3800, 3900, 4000, 4100, 4200, 4300, 4400, 4500, 4600, 4700, 4800, 4900, 5000, 5100, 5200, 5300, 5400, 5500, 5600, 5700, 5800, 5900, 6000, 6100, 6200, 6300, 6400, 6500, 6600, 6700, 6800, 6900, 7000, 7100, 7200, 7300, 7400, 7500, 7600, 7700, 7800, 7900, 8000, 8100, 8200, 8300, 8400, 8500, 8600, 8700, 8800, 8900, 9000, 9100, 9200, 9300, 9400, 9500, 9600, 9700, 9800, 9900, 10000.
 4. Dimensions of standard diodes in both inch and millimeter are given in parentheses.
 5. Lead-in diameter is .015 inch (0.38 mm).
 6. Lead-in length is .100 inch (2.54 mm).
 7. Lead-in diameter is .015 inch (0.38 mm).
 8. Lead-in length is .100 inch (2.54 mm).
 9. Lead-in diameter is .015 inch (0.38 mm).
 10. Lead-in length is .100 inch (2.54 mm).
 11. Lead-in diameter is .015 inch (0.38 mm).
 12. Lead-in length is .100 inch (2.54 mm).
 13. Lead-in diameter is .015 inch (0.38 mm).
 14. Lead-in length is .100 inch (2.54 mm).
 15. Lead-in diameter is .015 inch (0.38 mm).
 16. Lead-in length is .100 inch (2.54 mm).
 17. Lead-in diameter is .015 inch (0.38 mm).
 18. Lead-in length is .100 inch (2.54 mm).
 19. Lead-in diameter is .015 inch (0.38 mm).
 20. Lead-in length is .100 inch (2.54 mm).

(COMPLIES WITH JEDEC TO-48)



TYPE	MIN. FWD. BRK. VOLTAGE (V _{BO})	REPE. PEAK REVERSE VOLTAGE (PRV)	TRANS. PEAK REVERSE VOLTAGE (V _{PRV})	MAX. FWD. CURRENT (I _F)
C38U	25	25	35	35
C38F	50	50	75	35
C38A	100	100	150	35
C38G	150	150	225	35
C38H	200	200	300	35
C38H	250	250	350	35
C38C	300	300	400	35
C38D	400	400	500	35
C38E	500	500	600	35



Type	Minimum Forward Breakover Voltage (V _{BO}) ^a T _J = -65°C to +150°C	Repetitive Peak Reverse Voltage (PRV) ^a T _J = -65°C to +150°C	Transient Peak Reverse Voltage (Non-recurrent <3.0 Millsec.) ^a T _J = -65°C to +150°C
C38U	25 volts	25 volts	35 volts
C38F	50 volts	50 volts	75 volts
C38A	100 volts	100 volts	150 volts
C38G	150 volts	150 volts	225 volts
C38H	200 volts	200 volts	300 volts
C38H	250 volts	250 volts	350 volts
C38C	300 volts	300 volts	400 volts
C38D	400 volts	400 volts	500 volts
C38E	500 volts	500 volts	600 volts

^aValues apply for zero or negative gate voltage only. Maximum case to ambient thermal resistance for which maximum PRV ratings apply — equals 11°C/watt.

MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

RMS Forward Current	35 amperes (all conduction angles)
Average Forward Current (I ₀)	Depends on conduction angle (see charts 3 & 5)
Peak One-cycle Non-recurrent Surge Current (i _{MSR})	150 amperes
Peak Non-recurrent Surge Current during Turn-on time Interval	See Chart 10
I ² t (for fusing)	75 ampere ² seconds (for times ≥ 1.5 milliseconds)
Peak Gate Power (P _G)	12 watts
Average Gate Power (P _G)	0.5 watt
Peak Gate Current (i _G)	2.0 amperes
Peak Gate Voltage (V _G) (Forward and Reverse)	10 volts
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Operating Temperature	-65°C to +150°C
Stud Torque	30 inch-pounds

^aNOT TO EXCEED GATE POWER RATINGS

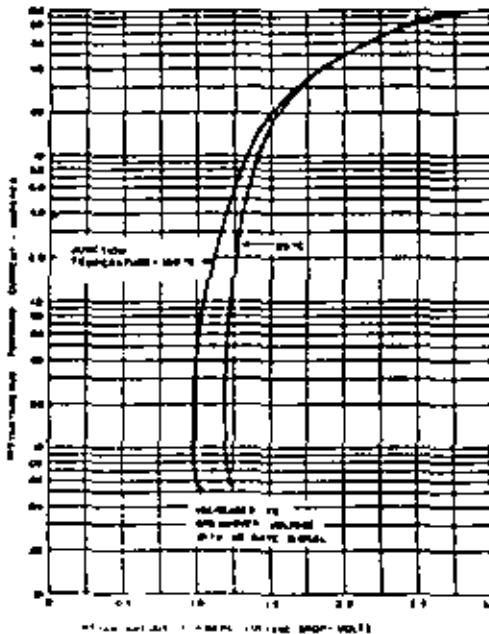
CHARACTERISTICS

C38

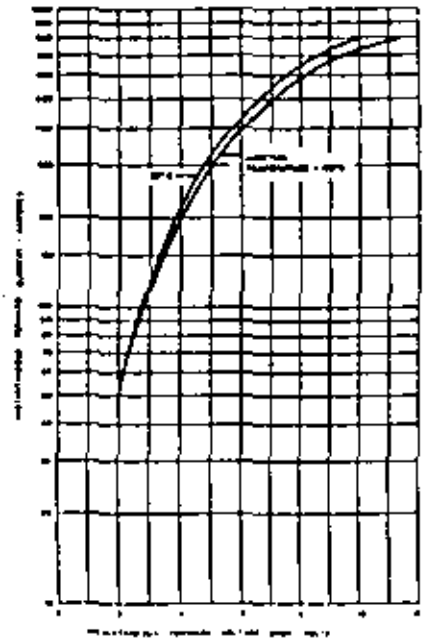
Test	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
Peak Reverse and Forward Blocking Current*	i_R and i_F	—	6.0	10.0	ma	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $v_{ac} = v_{ca} = 25\text{v peak}$
C38U	—	—	6.0	10.0	ma	50
C38F	—	—	5.5	10.0	ma	100
C38A	—	—	6.0	10.0	ma	150
C38G	—	—	4.5	10.0	ma	200
C38B	—	—	4.0	9.0	ma	250
C38H	—	—	3.0	6.0	ma	300
C38C	—	—	2.5	5.0	ma	400
C38D	—	—	2.0	4.0	ma	500
C38E	—	—	1.5	3.0	ma	—
Peak Reverse and Forward Blocking Current*	i_R and i_F	—	9.0	13.0	ma	$T_J = 150^\circ\text{C}$ $v_{ac} = v_{ca} = 25\text{v peak}$
C38U	—	—	9.0	13.0	ma	50
C38F	—	—	8.9	13.0	ma	100
C38A	—	—	7.8	13.0	ma	150
C38G	—	—	7.7	13.0	ma	200
C38B	—	—	7.5	12.0	ma	250
C38H	—	—	7.3	11.0	ma	300
C38C	—	—	6.8	10.0	ma	400
C38D	—	—	5.3	8.0	ma	500
C38E	—	—	2.6	6.0	ma	—
Rate of Rise of Forward Voltage that Will Not Turn on SCR**	dv/dt	20.0	40.0	—	volts/ μsec	$T_J = 150^\circ\text{C}$. Gate open circuited. $v_{ac} = \text{Rated}$.
Gate Current to Fire	i_{gF}	—	15	40	mA dc	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $V_{ac} = 6\text{ Vdc}$, $R_L = 50\text{ ohms}$
		—	35	80	mA dc	$T_J = -65^\circ\text{C}$, $V_{ac} = 6\text{ Vdc}$, $R_L = 50\text{ ohms}$
		—	7.5	20	mA dc	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $V_{ac} = 6\text{ Vdc}$, $R_L = 50\text{ ohms}$
Gate Voltage to Fire	V_{gF}	—	1.2	3.0	V dc	$V_{ac} = 6\text{ Vdc}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $R_L = 50\text{ ohms}$
		—	2.0	3.0	V dc	$V_{ac} = 6\text{ Vdc}$, $T_J = -65^\circ\text{C}$, $R_L = 50\text{ ohms}$
		0.15	—	—	V dc	$v_{ac} = \text{Rated}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$, $R_L = 1000\text{ ohms}$
Forward Voltage Drop	v_F	—	1.7	2.0	v	$i_F = 50\text{a peak}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$
Holding Current	I_H	—	10	80	mA dc	$T_J = 25^\circ\text{C}$, Anode Supply = 6 Vdc
Turn-on Time	$t_{on} + t_r$	—	1.4	—	μsec	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 5.0\text{ Ade}$, $v_{ac} = \text{Rated}$. Gate supply: 10 volt open circuit, 25 ohm, 0.1 μsec max. rise time.
Turn-off Time	t_{off}	—	24	—	μsec	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $i_F = 10\text{a}$, $i_R = 5\text{a}$, v_{ac} (reapplied) = Rated, $dv/dt = 20\text{v}/\mu\text{sec}$ Linear
Thermal Resistance	θ_{j-c}	—	.75	1.5	$^\circ\text{C}/\text{watt}$	Junction to case

*Values apply for zero or negative gate voltage. Max. case to ambient thermal resistance for which max. PRV ratings apply = 11°C per watt.

**See Chart 2.

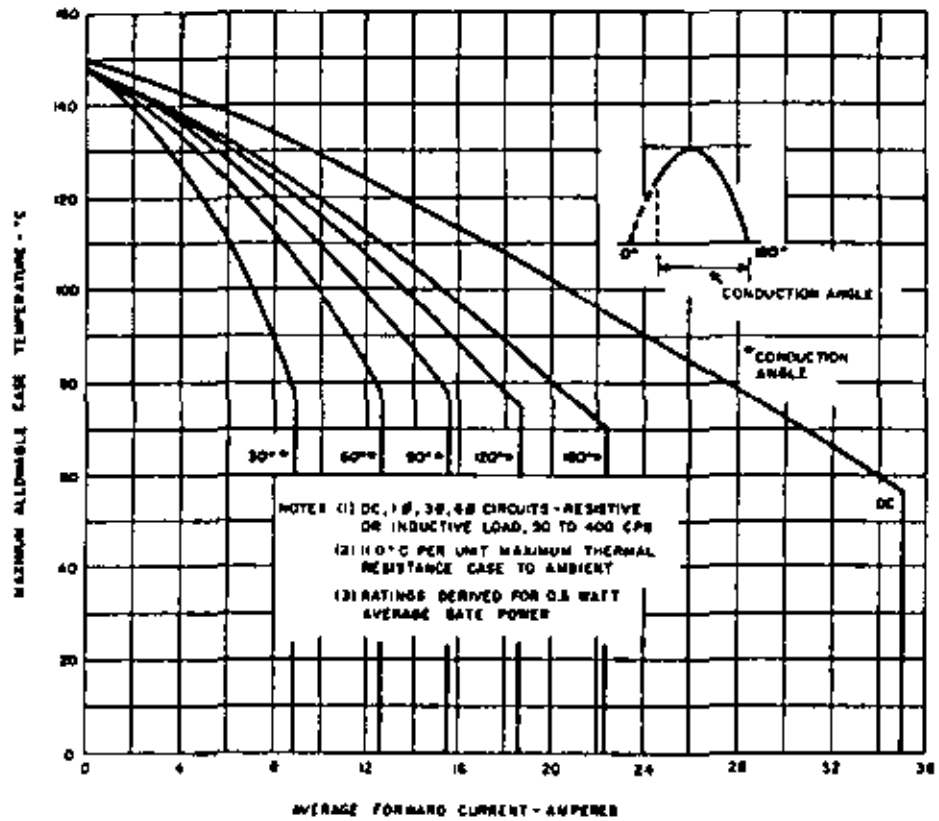


1. MAXIMUM FORWARD CHARACTERISTICS
BLOCKING STATE

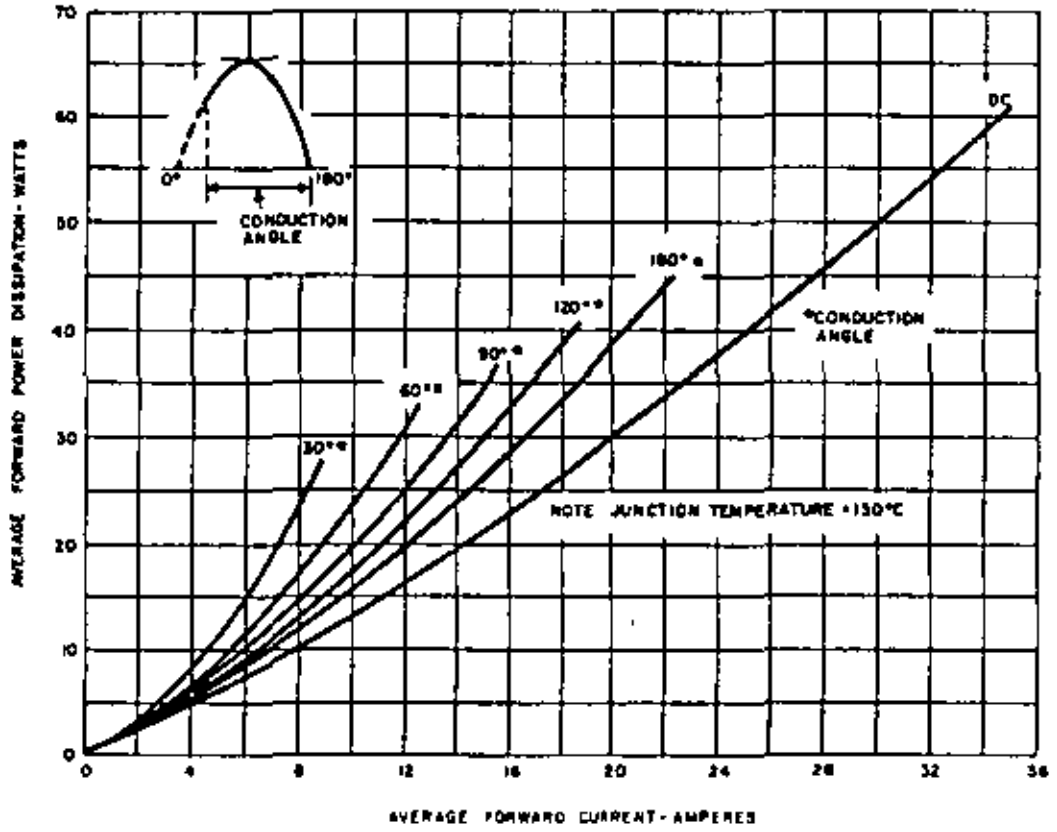


2. MAXIMUM FORWARD CHARACTERISTICS
HIGH CURRENT LEVEL - CONDUCTING STATE

(30)

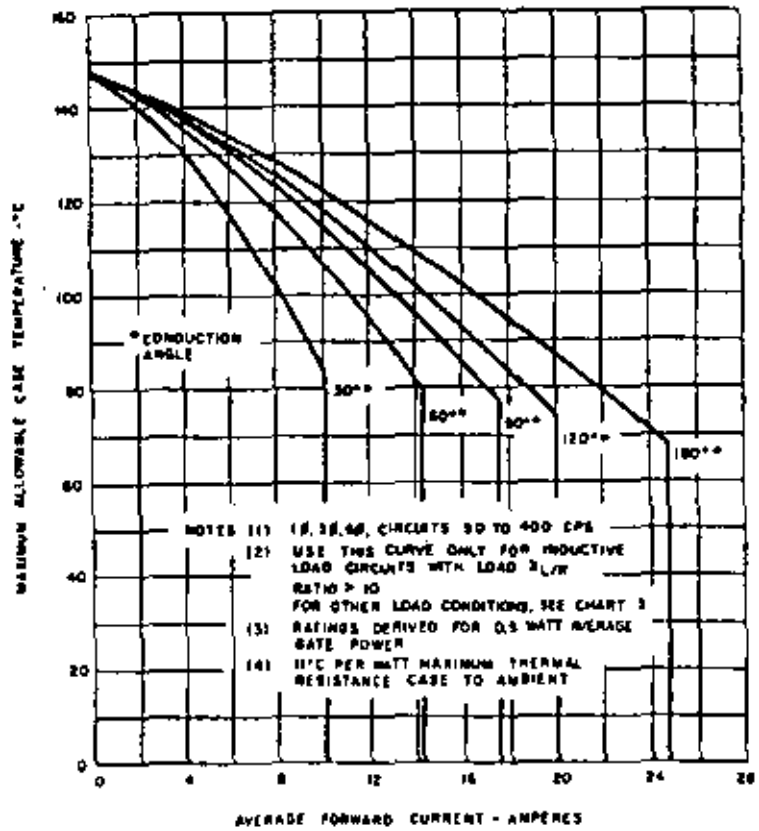


3. MAXIMUM ALLOWABLE CASE TEMPERATURE FOR SINUSOIDAL CURRENT WAVEFORM

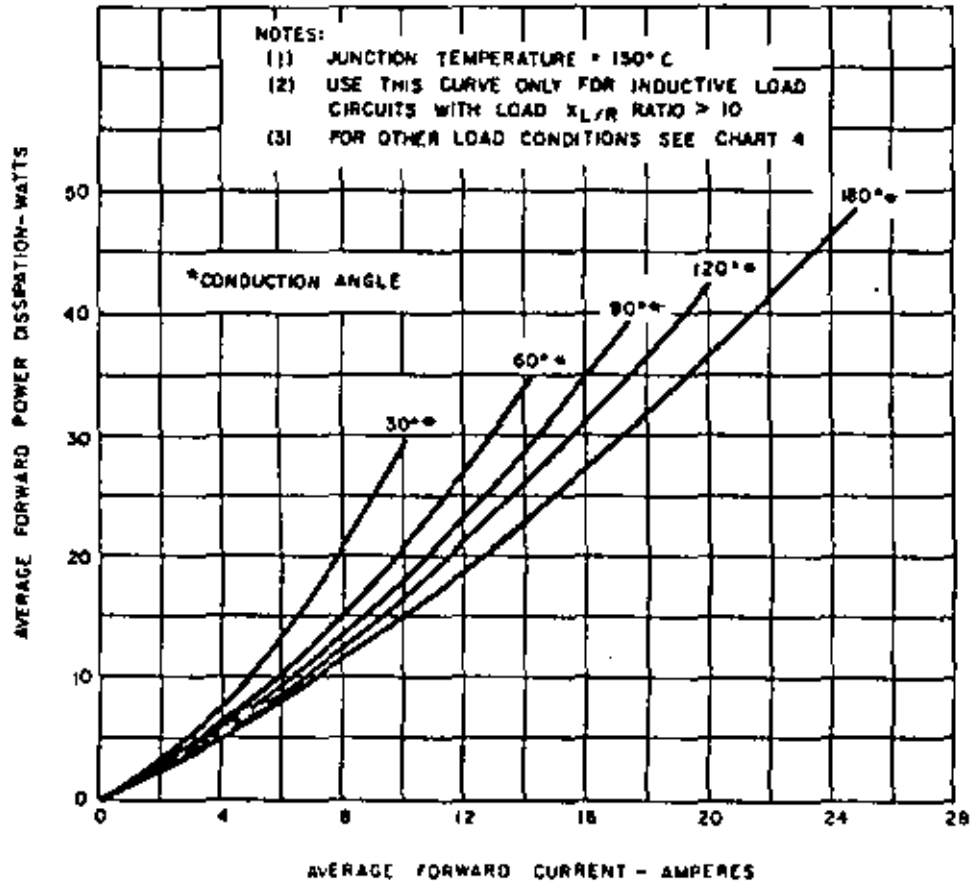


4. FORWARD POWER DISSIPATION FOR SINUSOIDAL CURRENT WAVEFORM

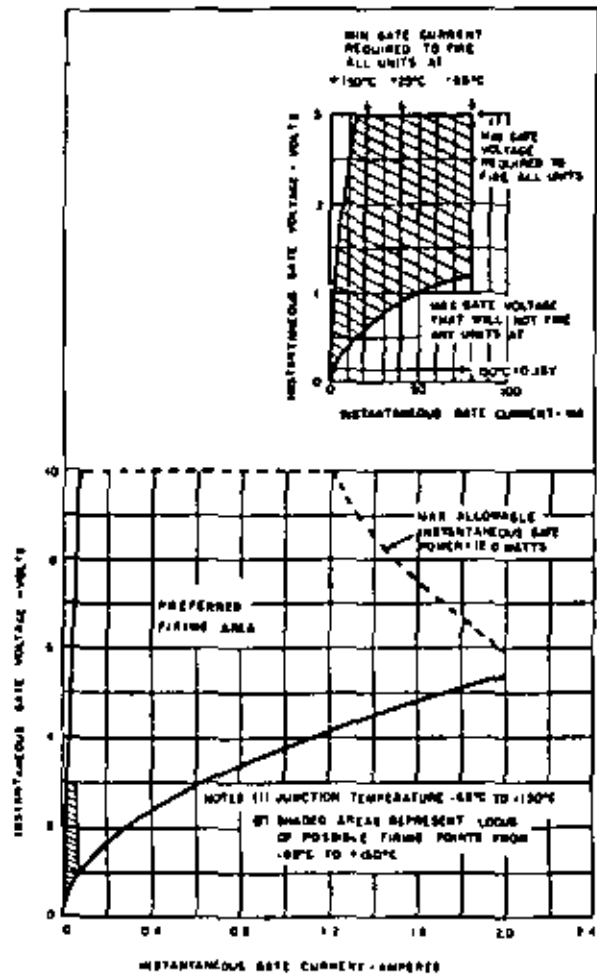
60



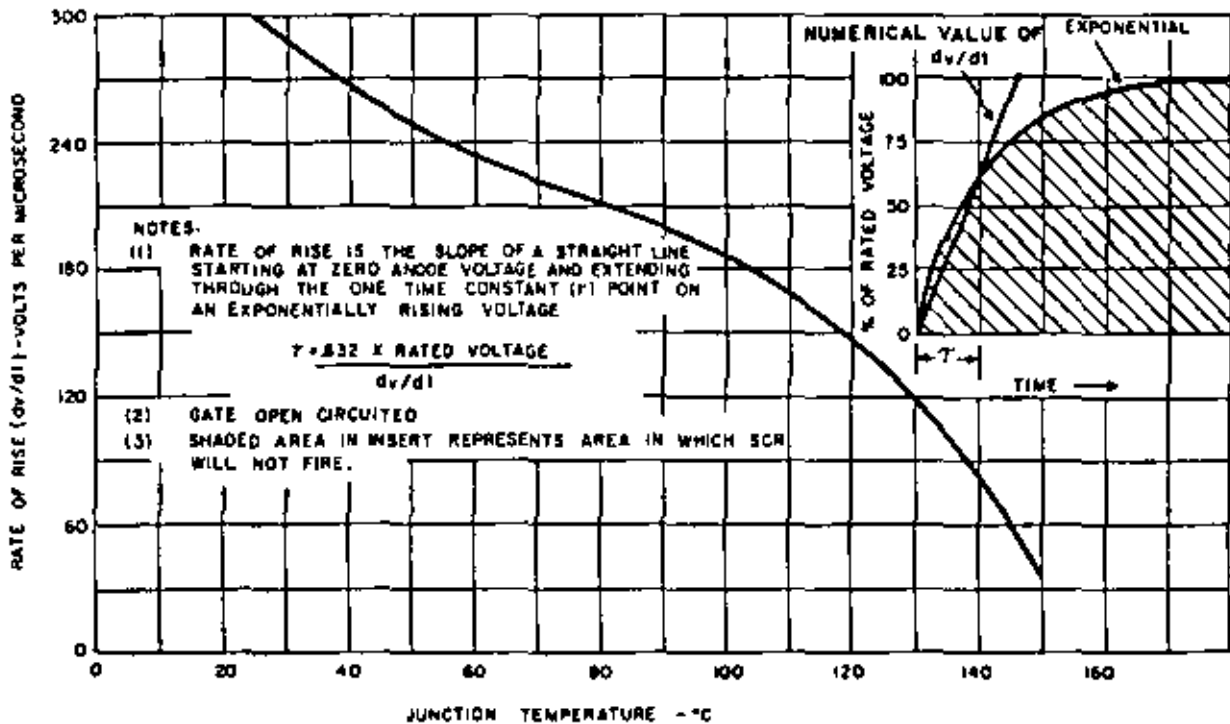
5. MAXIMUM ALLOWABLE CASE TEMPERATURE FOR RECTANGULAR CURRENT WAVEFORM



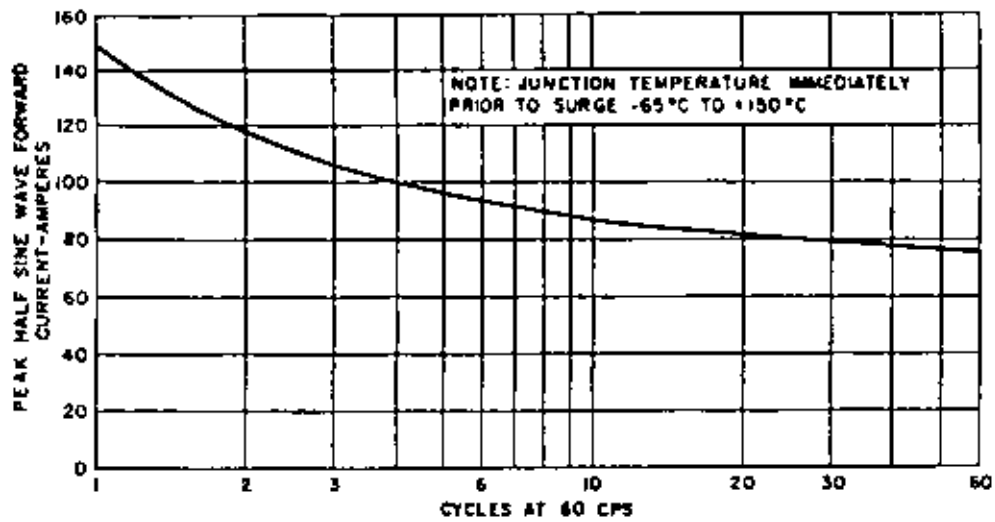
6. FORWARD POWER DISSIPATION FOR RECTANGULAR CURRENT WAVEFORM



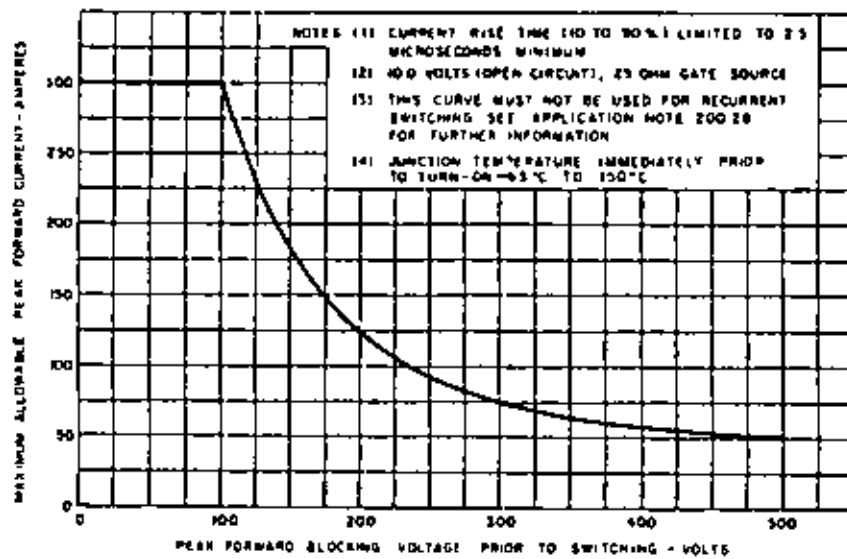
7. FIRING CHARACTERISTICS



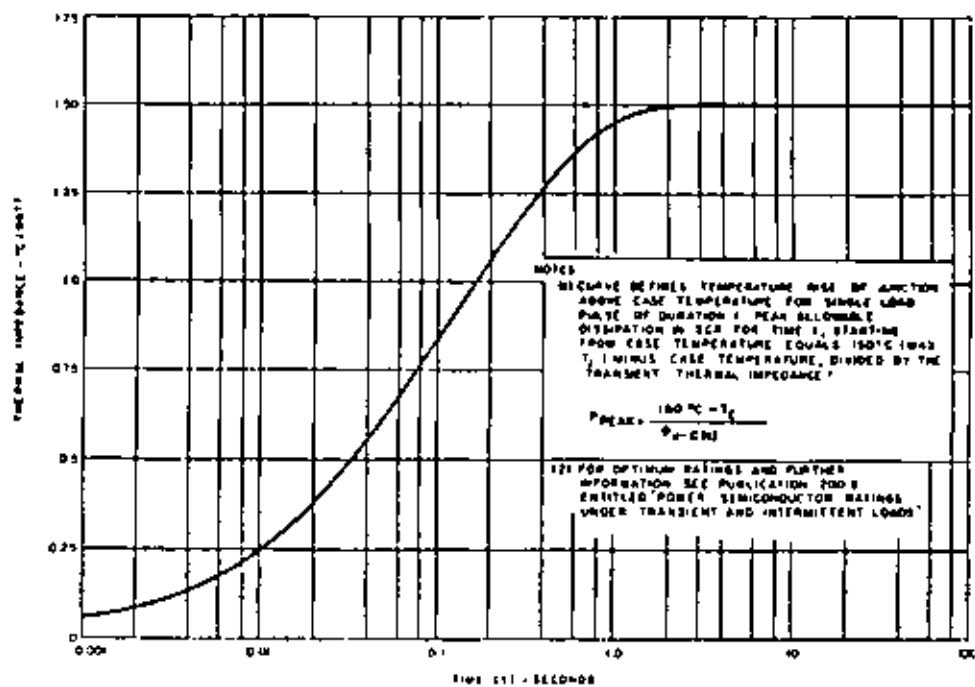
8. TYPICAL RATE OF RISE (dv/dt) OF FORWARD VOLTAGE THAT WILL NOT TURN ON SCR



9. MAXIMUM ALLOWABLE NON-RECURRENT SURGE CURRENT AT RATED LOAD CONDITIONS



10. PEAK NON-RECURRENT SURGE CURRENT DURING TURN-ON TIME INTERVAL



11. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE JUNCTION TO CASE

RECTIFICACION CONTROLADA

INTRODUCCION.

Existen muchas aplicaciones industriales en las cuales se requiere la regulación del valor medio de la tensión en la carga, o en general, de la potencia de salida. En tales casos, suelen utilizarse circuitos rectificadores controlados, que consisten básicamente en circuitos rectificadores, como los ya analizados, en los que se sustituyen, total o parcialmente, a los diodos por tiristores.

Se pueden utilizar montajes mixtos de tiristor y diodo debido a razones de economía y simplicidad en las etapas de disparo. En este caso, y en relación con los circuitos ya analizados, se sustituyen por tiristores todos los diodos que tengan un electrodo común, ánodo o cátodo. Cuando no se desea una variación de la potencia desde cero en la carga, se utiliza una disposición de los tiristores de tipo cátodo común, ya que ésta permite el control de los dispositivos a través de un único generador de impulsos.

En el caso que estamos tratando, de rectificación controlada, la utilización del tiristor se basa en la técnica llamada de "control de la potencia de salida por variación del ángulo de disparo".

Analizaremos inicialmente el funcionamiento de circuitos rectificadores controlados, en el caso más general, de rectificación polifásica, sin entrar en detalles de los circuitos de disparo de los tiristores.

Para ello bastará tener en cuenta solamente que el tiristor es un dispositivo semiconductor rectificador - al igual que el diodo - pero con un tercer electrodo de control.

(43)

el "gate", de forma tal que el dispositivo, a pesar de estar polarizado correctamente, V_{gk} positivo, no conduce si no hay pulso de entrada al gate.

Las cargas industriales en c.d. con que podemos contar pueden ser del tipo:

R, L : constituida por elementos pasivos solamente, como sería el campo de un motor de c.d., la excitación de un motor síncrono, o bien cargas de tipo electromagnéticas.

R, L, y fem: que incluye elementos activos; tal el caso de una armadura de un motor de c.d.

R y fem: sería el caso de cargadores de batería, equipos de electrólisis.

Nosotros analizaremos el caso más general de rectificación controlada polifásica con carga de tipo R,L y G (motor de cd en movimiento).

RECTIFICACION POLIFASICA CONTROLADA, CARGA R-L-G.

Supongamos el siguiente circuito:

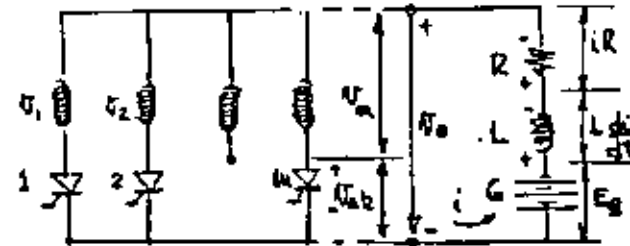


Fig. (1)

Tenemos un sistema polifásico de tensiones v_1, v_2, \dots, v_n tensiones correspondientes a los "n" devanados secundarios de un transformador conectado en estrella que alimentan a la armadura de un motor de cd a través de un circuito de rectificación controlada de media onda (cada una de las tensiones " v_i " se rectifica solamente durante una parte de su ciclo positivo).

Vamos a suponer que en el momento que estamos analizando, sea la fase "a", la que está conduciendo. Por lo tanto se podrá escribir:

$$v_m = \sqrt{2} V \sin \omega t = iR + L \frac{di}{dt} + E_g + V_{ak}$$

Se trata de la resolución de una ecuación diferencial de 1er grado, a coeficientes constantes, no homogénea. La solución de esta ecuación consta de una solución particular y una solución homogénea. Resolviendo llegamos

$$i = \frac{\sqrt{2} V}{Z} \sin(\omega t - \Phi) - \frac{E_g + V_{ak}}{R} + C e^{-\frac{R}{\omega L} \omega t} \quad (1)$$

Onde:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} \quad \text{módulo de la impedancia}$$

$$\Phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad \text{ángulo de fase de la carga}$$

como: $R = Z \cos \Phi$ y $E_g + V_{ak} = E_d$; $a = \frac{E_d + V_{ak}}{\sqrt{2} V}$

$$i = \frac{\sqrt{2} V}{R} [\cos \Phi \sin(\omega t - \Phi) - a] + C e^{-\frac{\omega t}{\tau}} \quad (2)$$

(44)

El valor de "a" es llamado coeficiente de tensión del circuito.

La expresión (2) es la expresión general de la corriente instantánea con el tiempo "t" o el ángulo " ωt " como variable independiente, y el ángulo Φ y el coeficiente "a" como parámetros del circuito, y donde "c" es una constante de integración que depende de las condiciones iniciales.

Así, de la figura (2), para el ángulo de ignición $\omega t = \alpha$, $i = 0$

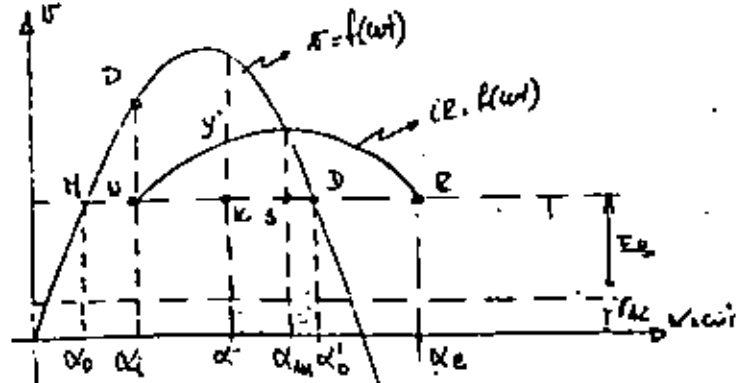


Fig. (2)

$$\frac{\sqrt{2} V}{R} [\cos \Phi \sin(\alpha - \Phi) - a] = -C e^{-\frac{\alpha}{\tau}}$$

$$C = -\frac{\sqrt{2} V}{R} [\cos \Phi \sin(\alpha - \Phi) - a] e^{\frac{\alpha}{\tau}}$$

Por lo que:

$$i = \frac{\sqrt{2} V}{R} \left\{ \cos \Phi \sin(\omega t - \Phi) - a + [a - \cos \Phi \sin(\alpha - \Phi)] e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\tau}} \right\} \quad (3)$$

Expresión general de la corriente instantánea en el circuito de carga, cuando el flujo de corriente es discontinuo.

Se puede considerar a la corriente, en todo instante, formada por:

1°. Una componente continua dada por:

$$i_c = -\frac{\sqrt{2}V}{R} a = -\frac{E_d}{R}$$

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 corriente en la carga.

2°. Una componente senoidal, dada por:

$$i_s = \frac{\sqrt{2}V}{R} \cos \varphi \sin(\omega t - \varphi)$$

cuya amplitud y desfase dependen de la relación que mantienen entre sí L y R.

3°. Una componente exponencial dada por:

$$i_e = \frac{\sqrt{2}V}{R} \left[a \cos \varphi \sin(\omega t - \varphi) \right] e^{-\frac{\omega t - \omega t_0}{\tau}}$$

que resulta de la presencia de E_d y del hecho de ser la carga reactiva.

A partir de la ecuación general, se pueden hacer las siguientes observaciones:

a) Si se anula la fem E_d y se desprecia la v_{AK} , el término de continua desaparece y la (1) quedará:

(45)

$$i = \frac{\sqrt{2}V}{R} \cos \varphi \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\omega t_0 - \varphi) e^{-\frac{\omega t - \omega t_0}{\tau}} \right]$$

que corresponde al caso RL de rectificación controlada. Si se la compara con la ecuación, del caso RL rectificación no controlada, se distingue por la presencia de α_1 .

b) Si además la carga es resistiva pura, desaparece el término exponencial

$$i = \frac{\sqrt{2}V}{R} \sin \omega t$$

c) De igual forma podría determinarse el valor de la corriente instantánea para el caso inductivo puro, levantándose la indeterminación presentada aplicando L'HÔPITAL

$$i = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \left[\sin(\omega t - \varphi) - a(\omega t - \omega t_0) - \sin(\omega t_0 - \varphi) \right]$$

d) Se observa que la variación del ángulo de ignición, modifica solamente la amplitud de la componente exponencial lo que resulta lógico, si se tiene en cuenta que es la única componente que depende de las condiciones iniciales.

ANÁLISIS DE LAS FORMAS DE ONDA.

Escribamos la (1) así:

$$v_L + v_R = v - E_d - v_{AK} \quad (4)$$

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

1° Angulo Mínimo de Ignición.

Para el instante en que comienza la conducción ($\omega t = \alpha_i$) será $i = 0$

$$V_R = iR = 0$$

y la (4) quedará:

$$V_L = V - E_g - V_{AK}$$

De la figura (2), la tensión v_L está dada por el segmento PR. La magnitud de éste depende del valor de di/dt y éste a su vez del valor que la tensión v aplicada tiene en el instante de ignición.

Así si:

$$\alpha_i = \omega t_i = \frac{\pi}{2}$$

$$V_L = L \frac{di}{dt} = \hat{V}_{LMAX}$$

si: $\alpha_i = \alpha_0 = \omega t_i$

$$V = E_g + V_{AK}$$

Y: $V_L = L \frac{di}{dt} = 0$

En consecuencia, para todo α_i , $i = 0$, pero será:

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

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

El ángulo α_0 es el mínimo valor del ángulo de ignición que enciende al SCR, y por tanto constituye el límite in-

(46)

ferior de los valores que puede adoptar la variable independiente para las ecuaciones anteriores.

2° Angulo de Corriente Máxima (α_m)

Habría un valor de corriente instantánea máxima y se cumpliría que

$$\frac{di}{dt} = 0 \quad \text{e} \quad i = i_{MAX} = \hat{I}$$

La (4) quedará

$$V_{RMAX} = \hat{I}R = V - (E_g + V_{AK})$$

De esta ecuación y del análisis de la figura (2) se deduce que el ángulo α_m , es tal que el valor máximo de la función $iR = f(\omega t)$ intercepta a la ecuación $v = f(\omega t)$ que representa la tensión aplicada.

Entre los valores α_i y α_m de la variable independiente, la componente reactiva de la tensión v_L , ha pasado de un valor inicial comprendido entre:

$$0 \leq V_L \leq \hat{V}_{LMAX}$$

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 $\alpha_i < \alpha < \alpha_m$ el segmento XY mide la componente resistiva y el segmento YZ la componente inductiva, tal como se desprende la ecuación (4).

3° Angulo Máximo de Ignición (α_0)

Para $\alpha < \alpha_0$ la tensión aplicada es igual a la suma de E_g y V_{AK} por lo tanto, la tensión aplicada total al conjunto

R-L es nula. Si la carga fuese resistiva pura, la corriente se anularía. En el caso general la inductancia sigue haciendo circular corriente, a expensas de la energía previamente acumulada en su campo magnético. La (4) quedará:

$$V_L + V_R = 0 \quad \therefore V_R = iR = -L \frac{di}{dt}$$

Se observa que la tensión inductiva ha cambiado de signo. Si se hubiera $\alpha_i = \alpha'_b$, la tensión alterna aplicada sería instantáneamente 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 $\alpha_i > \alpha'_b$, no enciende el rectificador.

4° Ángulo de Extinción (α_e)

El SCR dejará de conducir cuando la tensión efectiva entre su ánodo y su cátodo sea apenas menor que la tensión de caída interna.

Teniendo en cuenta que en ese instante $i_R = 0$ y que v_L ha cambiado de signo, la (4) quedará

$$V_R = V_L + V_{AK} + E_B$$

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

Heamos definido así valores de corriente: $\alpha_0, \alpha_e, \alpha'_b, \alpha'_e$ y también los componentes de tensión:

(17)

E_d : independiente del tiempo y que toma en cuenta la caída en el elemento rectificador y la tensión generativa de carga.

i_R : componente resistiva, que parte de un valor nulo $\alpha = \alpha_i$ pasa por un valor máximo, para un ángulo de conducción $\alpha_i < \alpha_m < \alpha_e$ y vuelve a un valor nulo para el ángulo $\alpha = \alpha_e$.

v_L : componente inductiva, dada en función del tiempo por la derivada con respecto al tiempo de la (3) y que parte de un valor positivo comprendido entre $0 < v_L < v_{Lmax}$, pasa por cero para $\alpha = \alpha_m$ y llega a un valor negativo comprendido entre

$$0 < -v_L < -v_{Lmax}$$

ÁNGULO DE IGNICIÓN - CAMPO DE EXISTENCIA

La ecuación (3) es válida solamente para valores de

$$\alpha_i \leq \alpha = \omega t \leq \alpha_e \quad (5)$$

Los valores que puede tomar " α_i " están comprendidos entre

$$\alpha_0 \leq \alpha_i \leq \alpha'_b \quad (6)$$

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

De la (4) se deduce que para el ángulo $\alpha = \alpha'_b$

$$\sqrt{2} V \sin \alpha_0 = E_B + V_{AK}$$

$$\therefore \sin \alpha_0 = \frac{E_B + V_{AK}}{\sqrt{2} V} = a$$

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

$$\alpha_0 = \alpha_c \sin \alpha \quad (7)$$

y por simetría

$$\alpha'_0 = \pi - \alpha_0 = \pi - \alpha_c \sin \alpha \quad (8)$$

Expresiones que pueden resumirse en:

$$\alpha_c \sin \alpha \leq \alpha_i \leq \pi - \alpha_c \sin \alpha \quad (9)$$

Esta última ecuación ha sido deducida para el modo de conducción dado por la figura (2), modo de conducción que no siempre es válido. De aquí que esta última expresión no se aplique a todos los casos.

Se comprende que el ángulo natural de conmutación definido anteriormente, da un valor mínimo para el ángulo de ignición:

$$\alpha_0 = \alpha_c \quad (10)$$

Y de igual manera

$$\alpha'_0 = \pi - \alpha_0 = \pi - \alpha_c$$

El campo de existencia de α_i será:

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

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

$$\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{\omega}\right) \leq \alpha_i \leq \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\omega}\right) \quad (11)$$

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 toma es independiente del número 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 (11), depende del N° de fases, y si viene definido por la (9), dependerá de los elementos generativos.

Hemos concluido en que el campo de existencia de α_i viene determinado por dos expresiones distintas: en cada caso particular solo

una de ellas es válida, como se verá más adelante en las aplicaciones.

Para determinar cual de ellas es la aplicable, se deberá analizar las ecuaciones (9) y (11); si:

$$\alpha_c \sin \alpha > \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{\omega} \quad \text{vale la ecuación (9)}$$

$$\text{si: } \alpha_c \sin \alpha < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{\omega} \quad \text{vale la ecuación (11)}$$

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 (7) y (10).

ANGULO DE EXTINCIÓN

Depende de los parámetros circuitales así como del valor particular del ángulo de ignición. Si en la (3) se reemplaza α por α_c

$$\cos \phi \sin(\omega t - \phi) - a + [a \cos \phi \sin(\omega t - \phi)] e^{-\frac{\omega t - \alpha_c}{T}} = 0$$

que puede escribirse como:

$$\frac{\cos \phi \sin(\omega t - \phi) - a}{e^{-\frac{\omega t - \alpha_c}{T}}} = \frac{\cos \phi \sin(\omega t - \phi) - a}{e^{-\frac{\omega t}{T}}} \quad (12)$$

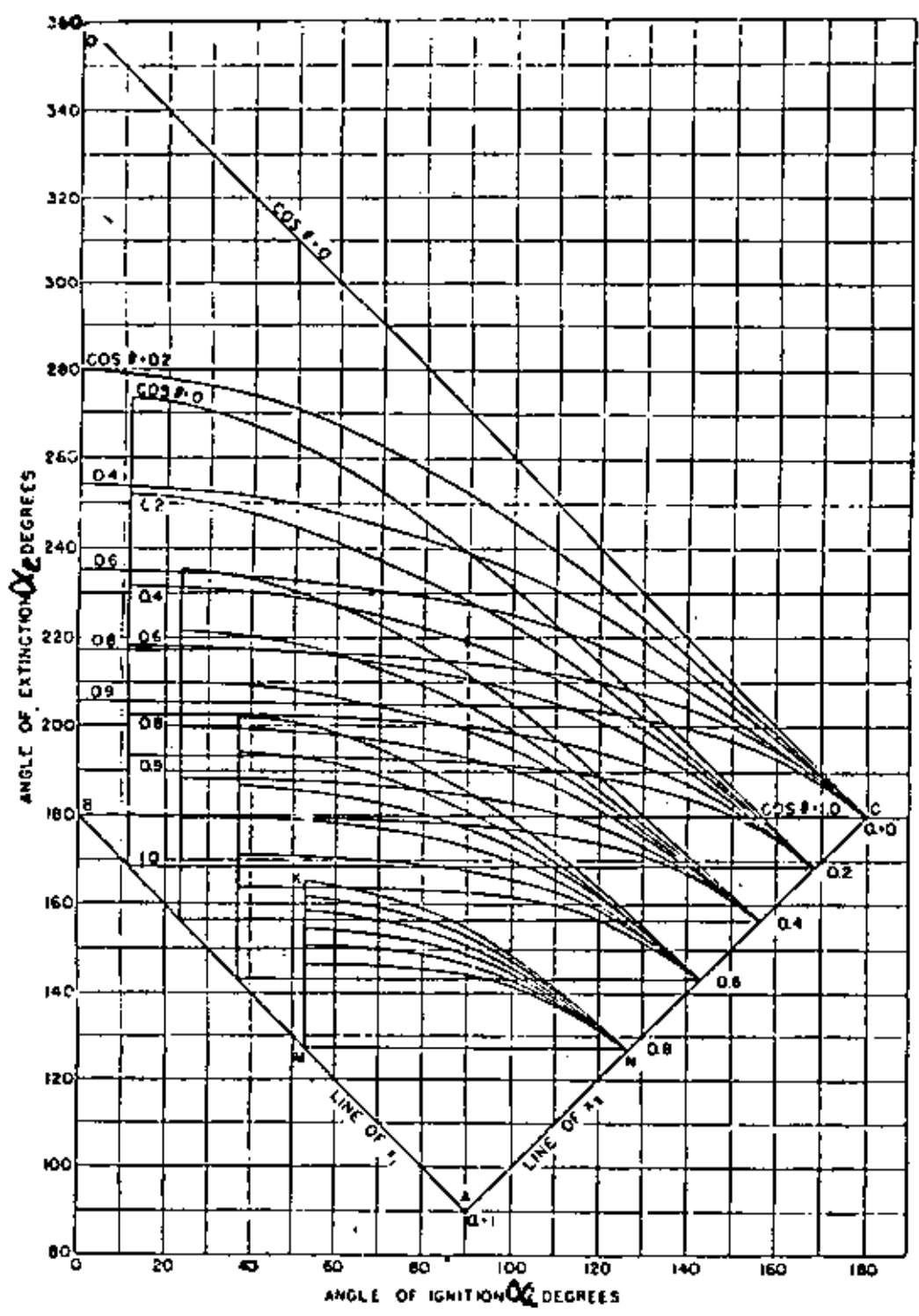
Expresión que da el ángulo de ^{extinción} ignición $\alpha_c = f(\omega)$, del coeficiente de tensión "a" y del ángulo de fase de la carga.

Esta función se la representa en curvas, llamadas curvas de Puchlowsky (ver hoja siguiente).

Sirve sólo para flujo de corriente en la carga de carácter discontinuo. Así por ejemplo, conocidos, como un caso particular los valores de "a" y ϕ la ecuación (9) permite conocer el rango de variación de α_i . Con un valor particular de α_c vamos a la gráfica de Puchlowsky y hallamos el correspondiente valor de α_c .

ANÁLISIS DE LAS TENSIONES

Interesa conocer los siguientes valores:



a) Tensión Rectificada de Salida (E_{cc})

Se define como la tensión rectificada de salida del rectificador, al valor medio de la tensión de alterna aplicada que aparece sobre la carga en el periodo de conducción. Representa la tensión continua o media que entrega el circuito rectificadora la carga.

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

Luego:
$$E_{cc} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_c}^{\omega_c} (\sqrt{2} V_m \sin \omega t - U_{Rc}) \omega dt$$

$$E_{cc} = \frac{u_1 V}{\sqrt{2}\pi} [\cos \alpha_c - \cos \omega_c - a_0 (\omega_c - \alpha_c)] \quad (13)$$

donde

$$a_0 = \frac{U_{Rc}}{\sqrt{2} V}$$

b) Caída de Tensión Resistiva Media

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

$$I_0 R = \frac{u_1}{2\pi} \int_{\alpha_c}^{\omega_c} (\sqrt{2} V_m \sin \omega t - E_d) \omega dt$$

$$I_0 R = \frac{u_1 V}{\sqrt{2}\pi} [\cos \alpha_c - \cos \omega_c - a (\omega_c - \alpha_c)] \quad (14)$$

donde

$$a = \frac{E_d}{\sqrt{2} V} = \frac{E_R + I_0 R}{\sqrt{2} V}$$

coeficiente de tensión del circuito

c) Tensión Media Sobre la Carga

De las figuras (1) y (2):

$$E_0 = E_g + I_0 R$$

y reemplazando la (14), se tendrá:

$$E_0 = \frac{u_1 V}{\sqrt{2}\pi} [\cos \alpha_c - \cos \omega_c - a (\omega_c - \alpha_c) + a' \frac{2\pi}{m}] \quad (15)$$

$$a' = E_g / \sqrt{2} V$$

En el caso de que la carga sea la armadura de un motor, E_g represen-

tará la fuerza contraelectromotriz de la armadura, la cual si el flujo se mantiene constante, depende linealmente de la velocidad de giro de la máquina. De ahí que en este caso "a'" reciba el nombre de coeficiente de velocidad.

(50)

ANÁLISIS DEL MODO DE CONDUCCION

Comparando las ecuaciones (13) y (15), se observa que según sean los valores que puedan tomar los coeficientes a_0 , a , y a' , puede ocurrir que:

$$E_0 \gg E_{cc} \quad (16)$$

La (16) muestra un resultado paradójico. Puede ocurrir que la tensión de corriente continua sobre la carga (E_0), sea mayor que la tensión de corriente continua entregada por el circuito rectificadora. (E_{cc})

$$a' = \frac{E_g}{\sqrt{2} V} ; a_0 = \frac{U_{Rc}}{\sqrt{2} V} ; a = \frac{E_g + I_0 R}{\sqrt{2} V}$$

$$a = a' + a_0$$

Llamando a $\mu = \Delta \omega = \omega_c - \alpha_c$, el ángulo de circulación de corriente se podrá escribir:

$$E_{cc} = k [\cos \alpha_c - \cos \omega_c - a \Delta \omega + a' \frac{2\pi}{m}]$$

$$E_0 = k [\cos \alpha_c - \cos \omega_c - a \Delta \omega + a' \frac{2\pi}{m}]$$

Comparando ambas expresiones, según sea

$$\Delta \omega \leq \frac{2\pi}{m} \quad (17)$$

se cumplirá la (16).

Siempre que se verifique que el ángulo real de circulación de la corriente sea menor que el ángulo teórico máximo de conducción, $\frac{2\pi}{m}$ de la fase considerada, será $E_0 \gg E_{cc}$. Que $\mu = \Delta \omega < \frac{2\pi}{m}$, 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 contraelectromotrices en el circuito de carga, el ángulo de circulación de corriente μ para un

Ángulo dado de ignición, se hace variable, pudiendo ser la circulación continua o discontinua dependiendo ello de tres factores:

- Nº de fases del circuito
- del carácter de la carga
- del valor de la fem E_g

1-Si la carga es resistiva pura y $m \geq 3$, la corriente será siempre discontinua, independientemente del valor de E_g . Esto deja de ser cierto para $m > 3$.

2-Si la carga es inductiva pura, la corriente será continua o discontinua, dependiendo del valor de "m" y E_g .

3-Fijado "m" y dado el caso resistivo puro, si se hace $E_g = \sqrt{2} V$, caso de un motor en condiciones de vacío ideal, no circulará corriente en el circuito. A medida que E_g disminuye respecto del valor de $\sqrt{2} V$, o lo que es lo mismo, a medida que disminuye el valor del coeficiente "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:

$$\Delta \alpha_c = \frac{2\pi}{m}$$

4-Finalmente si la carga es mixta (L,R) y una vez fijado "m", la condición de conducción continua o discontinua, dependerá tanto del valor de Φ como del valor de E_g .

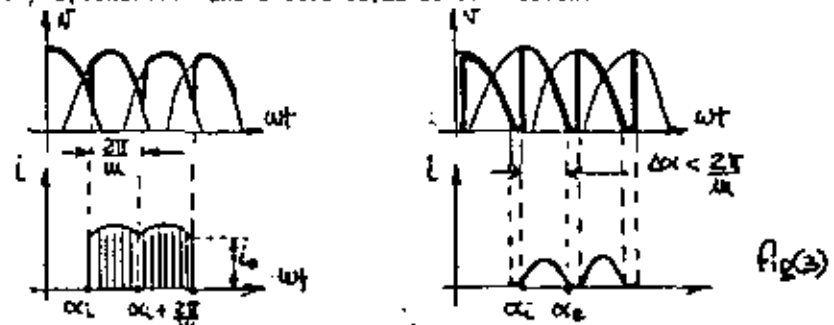
En este caso, el más general posible, para cada valor de Φ existirá un valor crítico de E_g , es decir de "a", de transición entre ambos modos de conducción.

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 distintas en cada caso, como resulta de la figura siguiente.

Las ecuaciones (13), (14) y (15), son ecuaciones generales y su validez se extiende tanto a los casos de conducción continua y discontinua, para cualquier combinación de R, L y G en la impedancia de carga. De ellas 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 según sea la combinación de los parámetros R, L y G, tendremos una u otra forma de conducción.



A) Conducción Discontinua

Los valores de E_{cc} , I_{OR} y E_o estarán dados en este caso por las ecuaciones (13), (14) y (15).

B) Conducción Continua

Si en las ecuaciones anteriores se introduce el ángulo de extinción se tendrá:

$$\alpha_c = \alpha_c + \frac{2\pi}{m} \quad \text{entonces en conducción continua}$$

$$E_{cc} = E_o = \frac{mV}{\sqrt{2}\pi} \left[\cos \alpha_c - \cos \left(\alpha_c + \frac{2\pi}{m} \right) - G \frac{2\pi}{m} \right] \quad (16)$$

$$I_{OR} = \frac{mV}{\sqrt{2}\pi} \left[\cos \alpha_c - \cos \left(\alpha_c + \frac{2\pi}{m} \right) - G \frac{2\pi}{m} \right] \quad (17)$$

Si $G_{AR} = 0$

$$E_{cc} = E_o = \frac{mV}{\sqrt{2}\pi} \left[\cos \alpha_c - \cos \left(\alpha_c + \frac{2\pi}{m} \right) \right] \quad (18)$$

$$I_{OR} = \frac{mV}{\sqrt{2}\pi} \left[\cos \alpha_c - \cos \left(\alpha_c + \frac{2\pi}{m} \right) \right] \quad (19)$$

Mientras que las ecuaciones (13), (14) y (15) son válidas en todos los casos, estas tres últimas son válidas para cualquier tipo de carga solo en modo de conducción continua.

CASO PRACTICO

Veremos el caso de un motor en movimiento y el de un rectificador para campo.

1) Caso de un Motor en Movimiento

Para flujo discontinuo se aplican las ecuaciones (13), (14) y (15). Para flujo continuo las ecuaciones (16) a (19). De la ecuación (16) y (18), se desprende que la tensión de salida del rectificador coincide con la tensión de la armadura aplicada y es independiente de E_g , es decir de la velocidad.

De la ecuación (15), por el contrario, cuando el flujo es discontinuo, la tensión sobre la armadura depende de la velocidad. De las ecuaciones (14), (16) y (19), se desprende que la corriente I_a y por lo tanto el par que desarrolla el motor a flujo constante, sí depende de la velocidad en ambos modos de conducción.

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:

$$a. \frac{E_g + U_{AK}}{\sqrt{2}V} = \frac{E_d}{\sqrt{2}I_a}$$

$$a_0. \frac{U_{AK}}{\sqrt{2}V} \quad \text{y} \quad a' = \frac{E_d}{\sqrt{2}V}$$

$$a' = 0 \quad \text{y} \quad a_0 = a$$

Las ecuaciones se transformarán en

$$E_{cc} = I_a R_s \quad E_o = \frac{\omega V}{\sqrt{2}\pi} [\cos \alpha_i - \cos \alpha_e - a_0 (\alpha_e - \alpha_i)]$$

y despreciando la V_{ok}

$$a_0 = 0 \quad E_{cc} = I_a R_s \quad E_o = \frac{\omega V}{\sqrt{2}\pi} (\cos \alpha_i - \cos \alpha_e)$$

Las (16) y (19), se transformarán en

$$E_{cc} = E_o = I_a R_s = \frac{\omega V}{\sqrt{2}\pi} [\cos \alpha_i - \cos (\alpha_i + \frac{2\pi}{\omega t})]$$

(52)

Del simple conocimiento de los parámetros podremos determinar si estamos en conducción continua o discontinua.

ANALISIS DE LA CORRIENTE INSTANTANEA

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 podremos definir tres valores fundamentales de la corriente rectificada:

- Valor Medio
- Valor Eficaz
- 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 éste 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 medio cuadrático 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 viene dada por:

$$i = \frac{\sqrt{2}V}{R} [\cos \phi \sin(\omega t + \phi) - a] + C e^{-\frac{\omega t}{T}} \quad (2)$$

La constante de integración "C" dependerá de que consideremos flujo de corriente continuo o discontinuo.

Para el caso discontinuo se llegaba a:

$$i = \frac{V_2 V}{R} \left\{ \cos \phi \sin(\omega t - \phi) - a + [a - \cos \phi \sin(\alpha_i - \phi)] e^{-\frac{\omega t - \alpha_i}{T}} \right\}$$

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 (3)

$$\omega t = \alpha_i \Rightarrow C = I_0$$

$$\omega t = \alpha_e \Rightarrow C = I_0$$

Reemplazando en la ecuación general se llegará a las siguientes ecuaciones:

$$I_0 = I_0 = \frac{V_2 V}{R} \left[\cos \phi \sin(\alpha_i - \phi) - a + C e^{-\frac{\alpha_i}{T}} \right]$$

$$I_0 = I_0 = \frac{V_2 V}{R} \left[\cos \phi \sin(\alpha_e - \phi) - a + C e^{-\frac{\alpha_e}{T}} \right]$$

de donde deducimos el valor de "C"

$$C = \frac{V_2 V}{R} \frac{\cos \phi \sin(\alpha_e - \phi) - \sin(\alpha_e - \phi)}{e^{-\frac{\alpha_e}{T}} - e^{-\frac{\alpha_i}{T}}}$$

que reemplazado en la ecuación (2) dará definitivamente, sabiendo que

$$\omega t = \alpha + \frac{2\pi}{m}$$

$$i = \frac{V_2 V}{R} \left\{ \cos \phi \sin(\omega t - \phi) - a + \cos \phi \frac{\sin(\alpha_e - \phi) - \sin(\alpha_i - \phi + \frac{2\pi}{m})}{e^{-\frac{2\pi}{mT}} - 1} e^{-\frac{\omega t - \alpha_i}{T}} \right\} \quad (20)$$

Mientras que la ecuación para el caso de flujo de corriente discontinuo, es independiente de "m", no ocurre lo mismo con la ecuación restante.

Ambas expresiones dan la corriente instantánea como formada por tres términos a saber:

(53)

a) una componente senoidal desfasada, cuya amplitud y ángulo 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 contraelectromotriz de la carga generativa.

c) una componente exponencial decreciente con el tiempo y cuya amplitud depende en forma compleja del ángulo de fase, del número de fases y del ángulo de ignición.

ANGULO DE IGNICION CRITICO

Antes de analizar un caso práctico para las ecuaciones (2) y (20) es necesario determinar en que tipo de conducción nos encontramos. Resulta importante a este efecto determinar el ángulo de ignición crítico, o sea aquel ángulo 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 ϕ , y el número de fases "m", es posible determinar una función $\alpha_c = f(a)$

En efecto, si en la ecuación (12) hacemos

$$\alpha_i = \alpha_c ; \quad \alpha_e = \alpha_{ec} = \alpha_c + \frac{2\pi}{m}$$

resultará:

$$a = \cos \phi \frac{\sin(\alpha_c + \frac{2\pi}{m} - \phi) - \sin(\alpha_c - \phi)}{1 - e^{-\frac{2\pi}{mT}}} e^{-\frac{2\pi}{mT}} \quad (21)$$

donde haciendo $m=1$ resultará:

$$a = -\cos \phi \sin(\alpha_c - \phi) \frac{1 - e^{-\frac{1}{T}}}{1 - e^{-\frac{1}{T}}} \quad (22)$$

Estas ecuaciones (21) y (22) se han representado para varios valores de los parámetros en la figura adjunta.

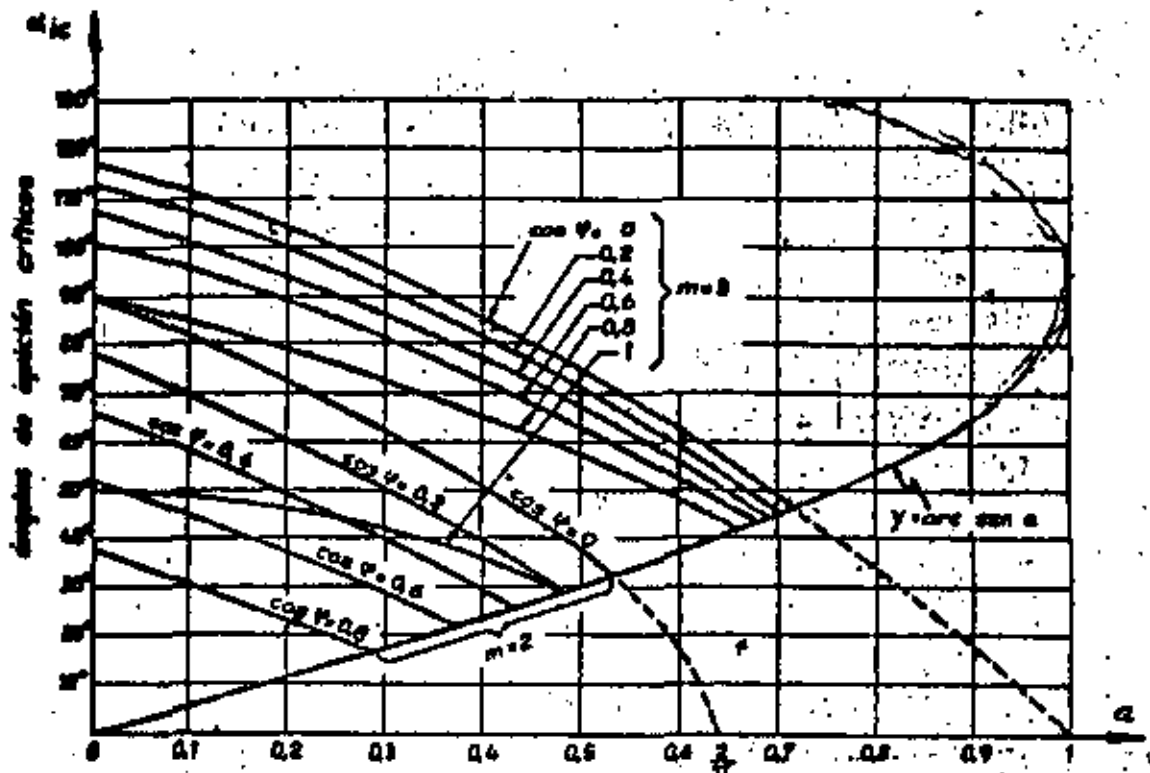


Fig. Nº 18. - Ángulos críticos de ignición, en función de a y ϕ para rectificadores bifásicos y trifásicos.

Así mismo podemos extraer las siguientes conclusiones:
 Una curva divide al campo (α_i, α) en dos zonas, una inferior y una superior o de conducción continua y discontinua respectivamente.

Para valores dados de α , M y ϕ se puede hallar el ángulo de ignición crítica α_{ic} . Valores mayores de α_{ic} corresponden a conducción discontinua; valores menores a conducción continua.

Si en vez de conocer el valor de α se conociera el α_{ic} hallamos el valor crítico de α ; para valores mayores que α tenemos conducción discontinua. Para valores menores, conducción continua.

Para valores dados de M y α , se observa que a medida que α y M disminuyen el ángulo de ignición crítico. Esto equivale a decir que para valores crecientes de ϕ , aumenta el ángulo de ignición de la corriente.

Resulta de inmediato que para valores cualquiera de α , M y ϕ siempre habrá un ángulo de ignición posible para el cual la corriente fluye en forma discontinua.

Se observa que para $M \leq 2$ no se ha representado la curva de α_{ic} ya que en este caso, la corriente fluye siempre en forma continua. A lo sumo si hacemos $V_{cr} = 0$ la corriente fluiría en ignición crítica, pero será $\alpha = 0$.

Estas curvas están limitadas por una curva que represente la función $\alpha = \arcsin \alpha$.

La curva representa el campo de existencia del ángulo de ignición dado por:

$$\arcsin \alpha \leq \alpha_{ic} \leq \pi - \arcsin \alpha$$

a) Veamos la ecuación (21) para $m=2$

supone que $\alpha=0$ se podrá escribir:

$$\cos \phi \sin(\alpha_{ic} - \phi) \frac{1 + e^{-\pi/4 \phi}}{1 - e^{-\pi/4 \phi}} = 0 \quad \text{y} \quad \alpha_{ic} = \phi$$

Por lo tanto, para $m=2$ y $\alpha=0$ para cualquier valor de ϕ , el ángulo de ignición crítico coincide con el ángulo de fase de la corriente.

$$\alpha_{ic} \left\{ \begin{matrix} \alpha=0 \\ M=2 \end{matrix} \right\} = \phi$$

Ecuación que se puede comprobar con las curvas correspondientes.

APLICACIONES

Vamos a utilizar las ecuaciones y curvas dadas anteriormente para un caso concreto.

Tendremos los siguientes valores de los parámetros:

$$\phi = 80^\circ \quad \alpha_c = 4 \quad M = 3$$

Daremos el ángulo de ignición valores tales que estaremos en los tres tipos posibles de conducción: continua, discontinua y crítica.

Antes, deberemos de determinar el ángulo de ignición crítico para lo cual tenemos dos caminos:

a) Aplicando las curvas de Puchowsky y sabiendo que

$$\alpha_0 = \arcsin \alpha$$

$$\alpha_0 = \alpha_c$$

Los campos de existencia de la variable M (dependiente) y del ángulo de ignición resultan:

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{M} > \arcsin \alpha$$

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{M} \leq \alpha_{ic} \leq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{M}$$

$$30^\circ \leq \alpha_{ic} \leq 150^\circ$$

Se busca ahora un valor de $\alpha_{ic} = \alpha_{ic}$ tal que se haga se verifique en Puchowsky: $\alpha_{ic} = \alpha_{ic} + 2\pi/M = \alpha_{ic} + 120^\circ$

Mediante este método tendremos que realizar una serie de aproximaciones sucesivas, hasta llegar al valor de α_{ic}

b) Aplicando la segunda familia de curvas, obtenidas, 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 mayores, en conducción discontinua.

CONDUCCION DISCONTINUA

Nos fijamos un valor de $\alpha_{ic} = 100^\circ$

Reemplazando en la ecuación general que nos da el valor de "I" ob-

$$i = \frac{R}{L} \int \sin(\omega t - 80^\circ) + 0.46 e^{-\frac{\omega t}{567}} - 0.4 \quad (24)$$

La gráfica del ángulo de extinción se deduce que será:

$$\alpha_e = 200^\circ \text{ para un } \alpha_i = 100^\circ$$

$$\Delta \alpha = 1^\circ, \alpha_e - \alpha_i = 200^\circ - 100^\circ = 100^\circ < \frac{2\pi}{\omega} = 120^\circ$$

Los valores a la variable independiente ωt entre 100° y $\omega t \leq 200^\circ$

Podemos graficar la ecuación (24) en la figura (4)

CONDUCCION CONTINUA

$$i = \frac{R}{L} \int \sin(\omega t - 80^\circ) + 0.6 e^{-\frac{\omega t}{567}} - 0.4$$

Los valores a la variable independiente entre: $80^\circ \leq \omega t \leq 80^\circ + \frac{2\pi}{\omega} = 200^\circ$

Podrá la curva de la figura (4), en conducción continua.

SELECCION CRITICA

La observación de las ecuaciones anteriores, se desprende de 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 (3) y (20) se confunden. En efecto; ambas ecuaciones se pueden escribir así:

$$i = \frac{R}{L} V [\cos \phi \sin(\omega t - \phi) - a + b e^{-\frac{\omega t}{\tau}}] \quad (25)$$

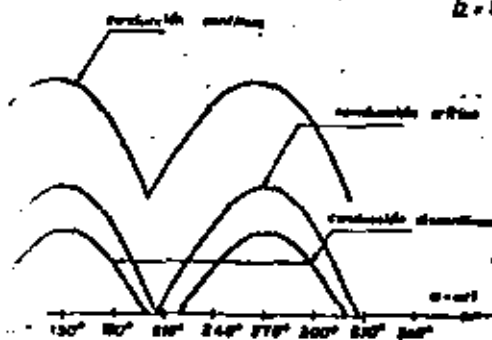
La k_2 puede tomar dos formas: $k_1 k_2 = a - \cos \phi \sin(\alpha_i - \phi) \quad (26)$

$$k_1 k_2 = \cos \phi \sin(\alpha_i + \frac{2\pi}{\omega} - \phi) - \sin(\alpha_i - \phi) \quad (27)$$

Dependiendo de los valores que reemplazemos, la (26) o la (27) en la (25), obtendremos las ecuaciones (3) y (20).

Podemos también graficar las ecuaciones (26) y (27) en función del

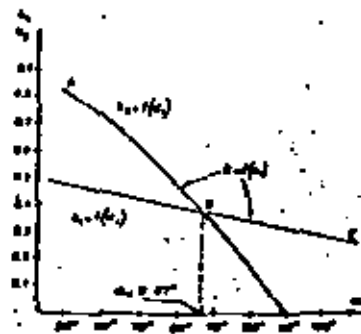
ángulo de ignición α_i , para el ejemplo que se está conside-



(56)

rando.

Se tendrá pues para nuestro caso:



En el punto "B" se cruzan ambas funciones, y este será el punto donde las ecuaciones: (3) y (20) se igualan.

Como habíamos encontrado antes, dicho punto corresponde a un ángulo de ignición crítico igual a 87° .

Si tomamos tan solo los valores de k_2 correspondientes a AB y BC entonces la ecuación (25) tendrá validez general.

Reemplazando el valor de $k_2 = 0.38$ quedará:

$$\frac{R}{L} i = -17 \sin(\omega t - 80^\circ) - 0.4 + 0.38 e^{-\frac{\omega t}{567}} e^{-\frac{\omega t}{567}}$$

$$\frac{R}{L} i = -17 \sin(\omega t - 80^\circ) - 0.4 + 0.5 e^{-\frac{\omega t}{567}}$$

El rango de variación de α_i será:

$$87^\circ = \alpha_i \leq \omega t \leq \alpha_i + \frac{2\pi}{\omega} = 207^\circ$$

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.

CONTROL DE VELOCIDAD EN MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA.

Los motores de CD, se usan modernamente con el objeto de conseguir variación de velocidad, debido principalmente a su facilidad de control y gran versatilidad.

En los últimos tiempos se ha desarrollado el control electrónico de velocidad, en los motores de c.a., pero exige mucha mayor complejidad técnica desde el punto de vista del control, si se le compara con el motor de C.D. Esto hace encarecer el equipo electrónico, aunque la contrapartida económica se presente en el hecho de que el motor de CD es más caro que el de C.A.

El control de motores de CD se aplica a infinidad de máquinas en las que se precisa una variación de velocidad o variación del par. Se aplica pe. a la industria del papel donde se requiere regulación de velocidad y sincronización entre secciones de la máquina accionadas por distintos motores. En máquinas bobinadoras, enrolladoras, laminadoras, extrusionadoras y en aplicaciones a explotaciones metalúrgicas, textiles, máquinas herramientas etc.

COMPORTAMIENTO DEL MOTOR DE CD

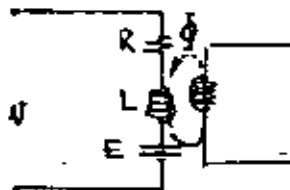
Existen, como sabemos distintos tipos de motores de CD, según sea su forma de excitación y conexión con el inducido: motor con excitación independiente, serie y derivación o compound. Nuestro estudio estará encarrado al motor con excitación independiente, que puede ser el más rígido en su comportamiento, pudiéndose extender al mismo al resto de los motores de CD.

El circuito equivalente eléctrico del motor de CD se encuentra en la figura siguiente.

Sabemos por otra parte que la fuerza contra electromotriz generada en el motor es de: $E = k_2 \Phi \Omega$

Por lo que E es proporcional a Φ, Ω y k que depende de las características constructivas y del sistema de unidades empleados.

Suponiendo ahora un motor en funcionamiento:



- R = resistencia bobinado
- L = inductancia bobinado
- E = fuerza electromotriz generada por el giro del motor.
- v = tensión de alimentación

$$v = IR + E \quad \therefore E = v - IR$$

$$E = k_2 \Phi \Omega$$

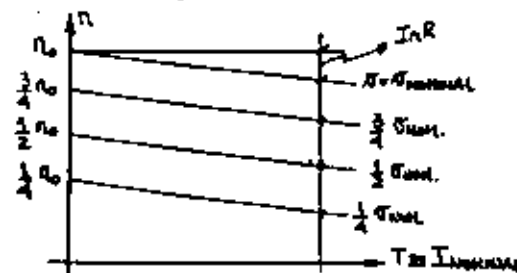
$$\Omega = \frac{v - IR}{k_2 \Phi}$$

(52)

De la última fórmula se desprende que:

- 1) La velocidad de rotación es proporcional a la tensión aplicada.
- 2) Un aumento de la cuple T , o sea un aumento de corriente I , provoca una disminución proporcional de la velocidad.
- 3) La velocidad es inversamente proporcional al campo.

CARACTERÍSTICAS $\Omega - T$

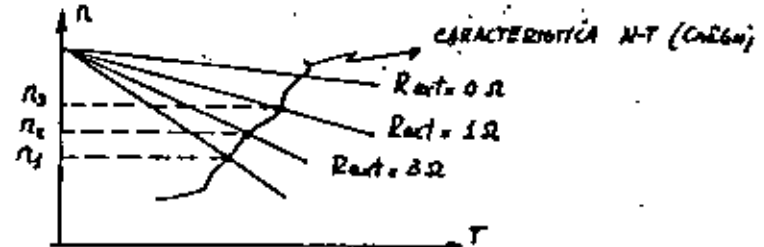


La figura es la representación de la velocidad en función de la cupla para $\Phi = \text{constante}$. Si $\Phi = cte \Rightarrow T_m I$, variando la tensión aplicada v , varía la velocidad.

VARIACION DE LA VELOCIDAD

Manteniendo $\Phi = cte$, del gráfico anterior, se deduce que la velocidad puede variarse de dos formas:

- 1) Manteniendo la tensión de alimentación constante e introduciendo resistencia adicional en el circuito de armadura (rotor) por lo que la curva representativa de $\Omega = \Omega_0$, se inclinará dando distintas velocidades al interceptar a la característica $T\Omega$ de carga en distintos puntos.



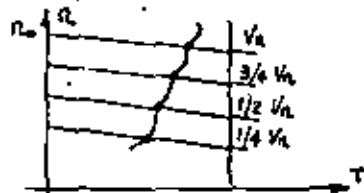
Este método tiene el inconveniente de su bajo rendimiento por la pérdida $I^2 R_{ext}$.

- 2) Otra forma de lograr la variación de velocidad es por medio de la

variación de la tensión de alimentación. Este tipo de control es más conveniente por cuanto el rendimiento se mantiene. De ahí que sea el sistema preferido para la variación de velocidad controlada por SCR.

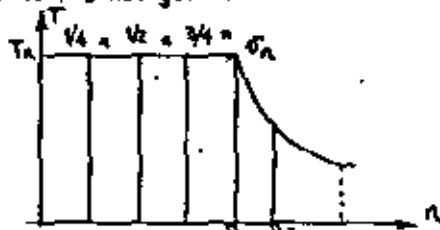
CONTROL POR CAMPO

Según la fórmula de la velocidad: $n = \frac{V - IR}{k\Phi}$ es posible aumentar la velocidad limitando el campo, es decir reduciendo el flujo.



Gráfica correspondiente a la variación de velocidad, con variación de "V"

Para el caso del control por campo, la cupla no puede permanecer igual a la nominal ya que la fórmula $T = k\Phi I_a$ nos dice que si Φ disminuye, como no se puede aumentar más allá de la nominal, T disminuirá en la misma proporción que Φ y el control se hará con aumento de la velocidad a par decreciente, como se observa en la siguiente figura:



En efecto si $T = k\Phi I_a$ al no poder ser $I_a > I_{nom}$, T disminuye con Φ más allá de $I = I_{nom}$. Como se puede observar el control deberá de hacerse desde $n=0$ hasta n , variando la tensión de alimentación hasta V_{nom} y luego manteniendo $V = V_{nom}$, se puede llegar a n_2 , debilitando el campo Φ .

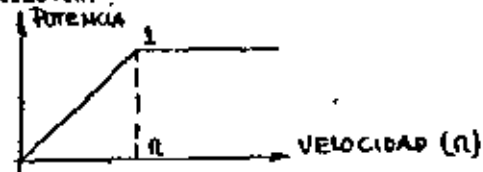
Para la zona de debilitamiento del campo, la curva representativa será:

$$nT = \frac{k_a}{R} (V - IR) I = cte = POTENCIA$$

si despreciamos la caída en la resistencia, será:
Potencia $k_a V I$

58

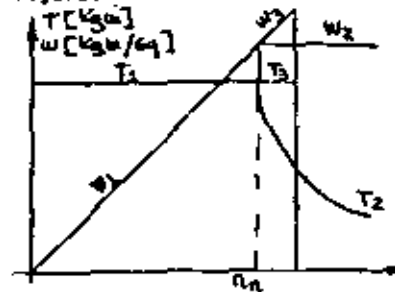
Podríamos entonces representar a la potencia en función de la velocidad también.



RESUMIENDO: Las posibilidades de control son:

- 1) Puede variarse "n" desde cero a su valor nominal haciendo que la tensión sobre el inducido varíe desde cero a su valor nominal aumentando linealmente la potencia.
- 2) Puede aumentarse n reduciendo el flujo Φ , con lo que disminuye T , manteniéndose la potencia constante. El incremento de velocidad está limitado por la fuerza centrífuga, y por problemas en la concentración de la corriente a través de las escobillas.

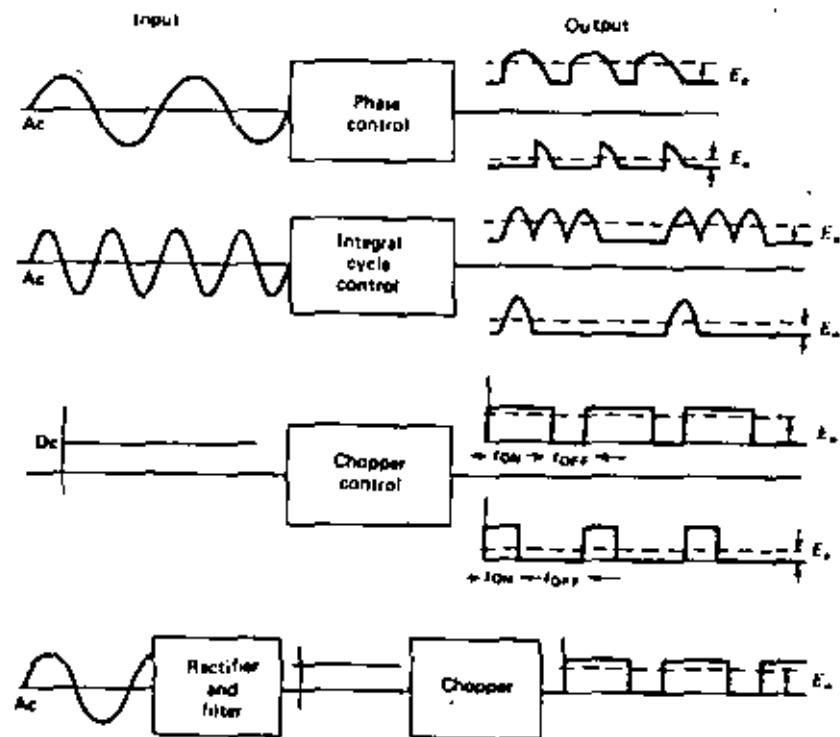
3) Puede seguir aumentándose la velocidad, aumentando n más allá de la n nominal, si es que no hay problemas de ^{excitación} hasta un 40%. Pero sin aumentar el par o sea manteniendo $I \leq I_n$. Podríamos representar los tres casos correspondientes según la siguiente figura:



CONTROL ELECTRONICO DE VELOCIDAD EN MOTORES DE CD

Tres son los métodos básicos para obtener una tensión de salida de directa variable a partir de una fuente fija de directa o de alterna.

- a) Control por ángulo de fase
- b) Control integral del ciclo (por supresión de periodos)
- c) Control de Chopping.



En el control por fase y en el control integral se produce rectificación de la onda de Ca. En el control por fase el SCR conecta la carga a la fuente durante una parte del semiperíodo positivo.

En el control integral conecta o desconecta la carga durante períodos completos.

En el Chopping el tiristor switchea en forma rápida el voltaje de CD. El valor del voltaje de salida puede ser controlado en base a alterar la relación de los tiempos de conducción T_{on} y de bloqueo T_{off} .

En el control integral y en el control por fase no se requiere conmutación forzada (la conmutación es natural); no así en el Chopping donde se debe emplear la técnica de la conmutación forzada.

Además, el control por ángulo de fase es el método más empleado ya que permite un control en un amplio margen del voltaje aplicado. Sin embargo con este método el factor de potencia de la fuente de Ca disminuye cuando se trabaja para bajos valores de tensión.

Por su parte el control integral se utiliza para el caso de poseer una fuente de alimentación de alterna de alta frecuencia, de manera tal que el funcionamiento del motor no sea oscilante. Generalmente no se utiliza para control de motores

La técnica de Chopping requiere de tiristores llamados rápidos de alta frecuencia, ya que el switch de operación se realiza a frecuencias elevadas para disminuir el ripple sobre la carga. 60

La combinación de Chopping y rectificación, elimina los problemas del factor de potencia pero resulta en un costo mayor. En numerosas aplicaciones suele ser importante el frenado de la máquina. Este puede ser del tipo de fricción, en base a frenos de zapata (frenado clásico); cuando se requiere de frenos constantes, este tipo de frenado resulta antieconómico y técnicamente deficiente. En estos casos se puede usar:

A) Frenado eléctrico: La energía cinética del sistema se convierte en energía eléctrica.

B) Frenado dinámico: La energía eléctrica es disipada en un conjunto de resistencia de frenado en forma rápida.

C) Frenado regenerativo: La energía eléctrica es devuelta a la fuente, aumentando la eficiencia del sistema.

En este último método el frenado no lleva a la detención del motor, pero sirve para reducir la velocidad de la máquina.

En el caso del control por ángulo de fase podemos obtener los siguientes circuitos en monofásica y trifásica.

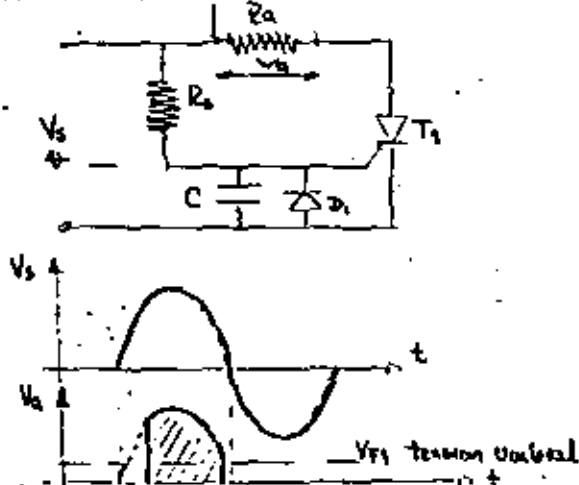
Circuit (67)	Type	Typical hp	Ripple frequency	Quadrant operation
	Half-wave	Below 1/2 hp	f_1	
	Semi-converter	Up to 20 hp (100 hp in traction systems)	$2f_1$	
	Full-converter	Up to 20 hp (100 hp in traction systems)	$2f_1$	
	Dual-converter	Up to 20 hp	$2f_1$	

Circuit (68)	Type	Typical hp	Ripple frequency	Quadrant operation
	Half-wave	10-50	$3f_1$	
	Semi-converter	10-150	$3f_1$	
	Full-converter	100-150	$6f_1$	
	Dual-converter	200-2000	$6f_1$	

VARIACION DE POTENCIA POR ANGULO DE CONDUCCION

El control por ángulo de conducción o control por fase, es un proceso de conmutación, que conecta una fuente a la carga; consiste en el control del disparo en cada ciclo, retardando sistemáticamente el instante de disparo mediante la introducción de una constante de tiempo, obtenida generalmente mediante la utilización de un circuito RC.

Un circuito típico a utilizar sería:



El condensador se carga a través del resistor R_b , retardando el momento en que se alcanza la tensión de cobarda. La forma de onda de la tensión de salida es solo una fracción de la semionda positiva (para este caso), con lo cual se reduce el valor medio de la corriente de carga.

La temporización depende de:

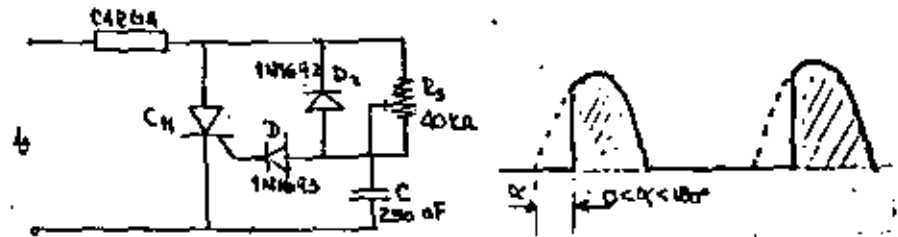
- La constante de tiempo $R C$
- La pendiente de la tensión de ánodo

El objetivo del diodo D_1 es descargar el condensador durante el semiperiodo negativo, evitando así la aplicación de una fuerte tensión negativa a la puerta.

Actuando sobre el resistor R_b , se dispone de un medio cómodo para variar el ángulo de conducción.

Así podemos tomar a R_b como un potenciómetro.

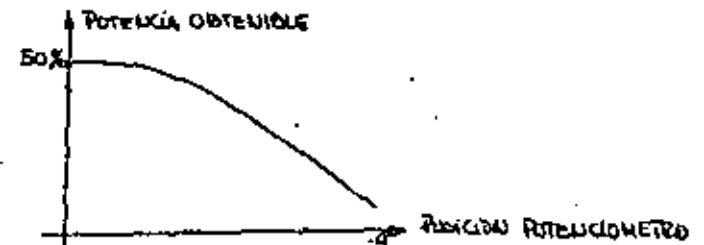
(63)



En este caso el ángulo de bloqueo α durante el cual puede no pasar corriente varía aproximadamente entre 0° y 180° . Durante el semiciclo negativo el capacitor C en su placa superior se carga al valor pico de la tensión a través de D_1 de manera tal que el ciclo comienza siempre a un nivel de carga constante.

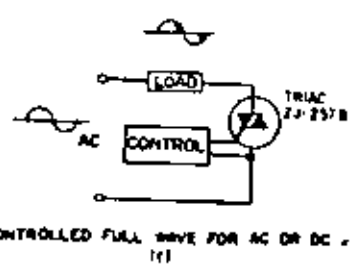
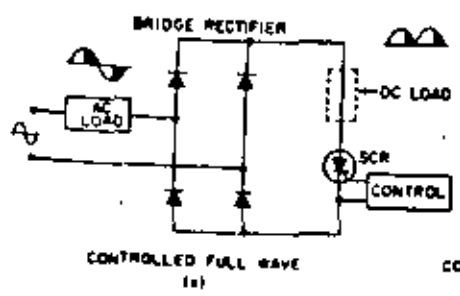
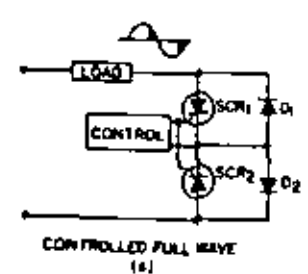
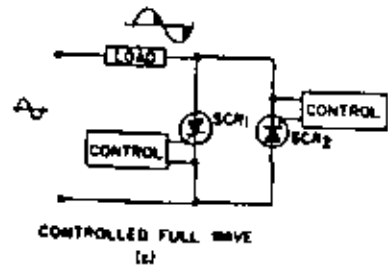
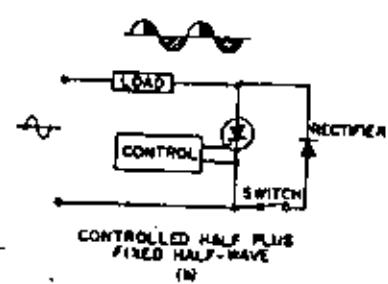
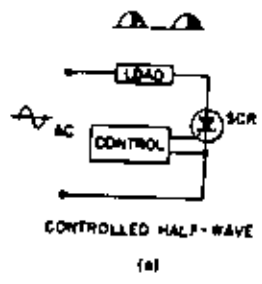
Existe una diferencia entre este circuito y el de la figura anterior. En efecto para el caso primero el resistor de puerta está alimentado directamente por la tensión alterna V_s . En este último el resistor está conectado al ánodo del tiristor, lo que significa que la puerta se alimenta a través de la carga. Esto significa que el capacitor debe de ser seleccionado de manera tal, que su corriente de carga sea alta comparada con I_{gt} en el instante de mayor atraso deseado. El valor de R en ese momento será máximo, seleccionando el C de manera de alcanzar V_{gt} en el momento adecuado.

La dificultad en este tipo de control estriba, en la no linealidad existente en la función de transferencia. Al margen de que dependiendo la salida I_{gt} variará con la temperatura y diferentes diseños.



Hay muchas formas de control de fase con el tiristor. La más simple de ellas es el del control de media onda, que utiliza un SCR, para el control de la corriente de carga en una sola dirección. Este circuito es utilizado para cargas que requieren un control

de potencia de cero a mitad de onda completa, ($0^{\circ}90^{\circ}$) y que también permite el paso de la corriente directa. Podemos representar una serie de circuitos típicos con su correspondiente variación de ángulo de fase.



TECNICAS DE CONTROL DE VELOCIDAD EN MOTORES DE C.D.

El agregado de un rectificador, caso de la figura (b) provee un medio ciclo de potencia fija, aumentado el rango de control de potencia, de un valor mínimo de medio ciclo a un máximo de ciclo completo. La desventaja de este tipo de circuito es la introducción de una fuerte componente de continua.

En la fig (C) se utilizan dos SCR, que controlan desde cero a un valor de ciclo completo; requiere aislamiento en las señales de control, así como dos circuitos de control para los SCR. Mediante ángulos de disparo iguales, se obtienen ondas de salida simétricas sin componentes de corriente continua.

Una alternativa para el control de onda completa se muestra en la fig. (d); presenta la ventaja de tener un cátodo común y gate de igual tipo para los dos SCR. Los dos rectificadores D₁ y D₂, impiden la aplicación de voltaje inverso a los SCR; la desventaja de la presencia de ambos es la pérdida de $\frac{1}{2}$ del circuito debido a la ^{pérdida} que ocasiona ~~que~~ durante la conducción.

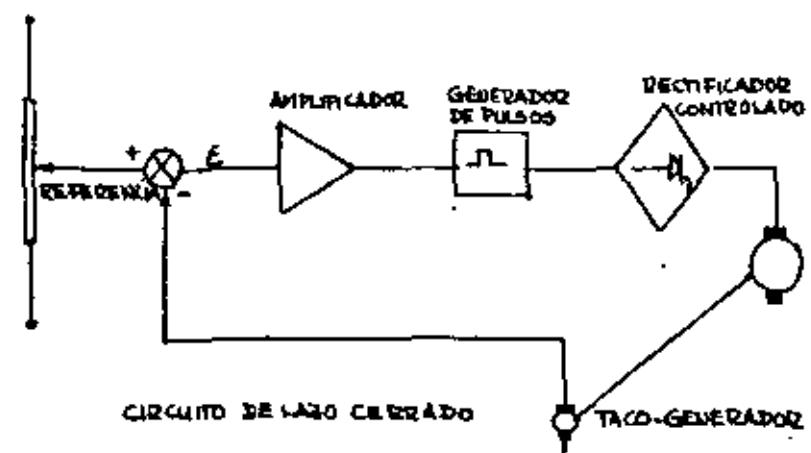
El circuito correspondiente a la fig. (e) utiliza un SCR acompañado de un puente rectificador y puede ser utilizado para el control de onda completa AC o DC. La pérdida producida en los rectificadores sin embargo, hacen del circuito uno poco eficiente, amén de que la conmutación presenta siempre problemas. Las ventajas de este tipo de circuitos estriban en que mediante el uso de un solo SCR, en ambas ondas de AC, existe una mayor capacidad de utilización del dispositivo, elemento que pesa por cuanto la elección del tipo de circuito dependerá de factores económicos y especificaciones técnicas.

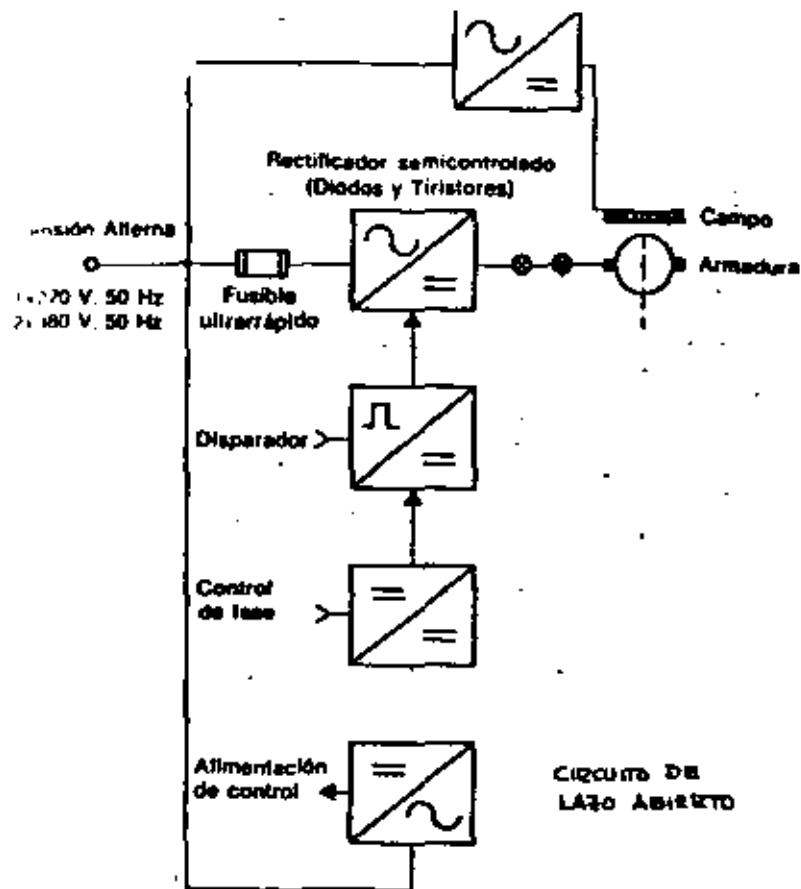
Finalmente uno de los circuitos más simples para el control de la AC potencia, es el de la figura (f), utilizando un TRIAC como dispositivo; circuito simple, eficiente y fácil de realizar.-

Los circuitos de control de velocidad y las técnicas asociadas a los mismos dependen de las especificaciones que se fijan en la carga. Según sea la aplicación a la cual se destine, los variadores electrónicos de velocidad pueden ser fabricados para cumplir con determinadas características como:

A) Regulación de Velocidad: donde el parámetro a controlar es exclusivamente la velocidad, pudiéndose mantener a la misma casi constante ante variaciones de la carga o de la tensión de alimentación. En estos casos se necesita del diseño de un sistema de control, llamado de lazo cerrado, donde se muestra la velocidad de salida y se realimenta con una tensión proporcional a la misma, al circuito de control, disparando de los SCR. Si el sistema de realimentación se realiza a través de un tacogenerador las variaciones en la velocidad pueden confinarse al orden del 0.5 a 1% cuando las variaciones de la carga pueden ir de 0 a 100%. Si la especificación de la carga es tal que no interesa mantener una buena regulación de velocidad, entonces los requerimientos del circuito de control son menores, pudiéndose proyectar un circuito de control de lazo abierto.

Ambos tipos de circuito, en forma de diagramas en bloque se representan en las figuras siguientes:

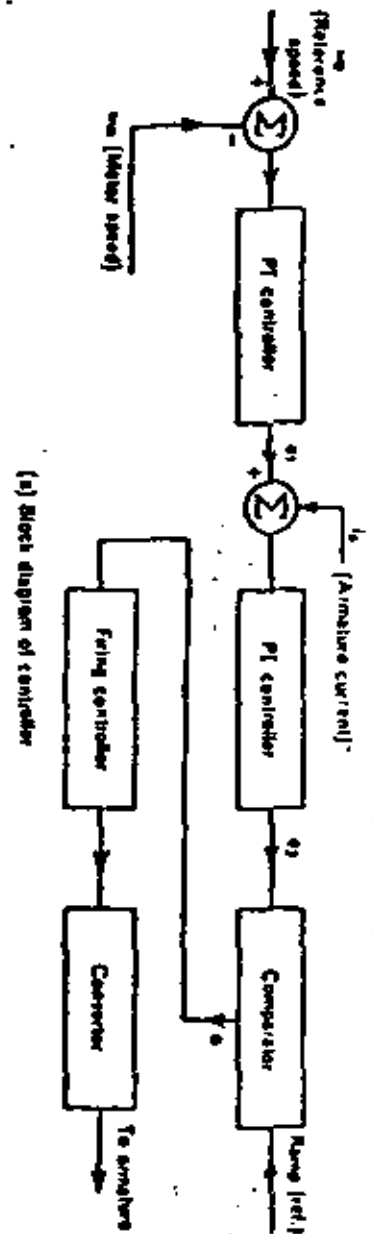
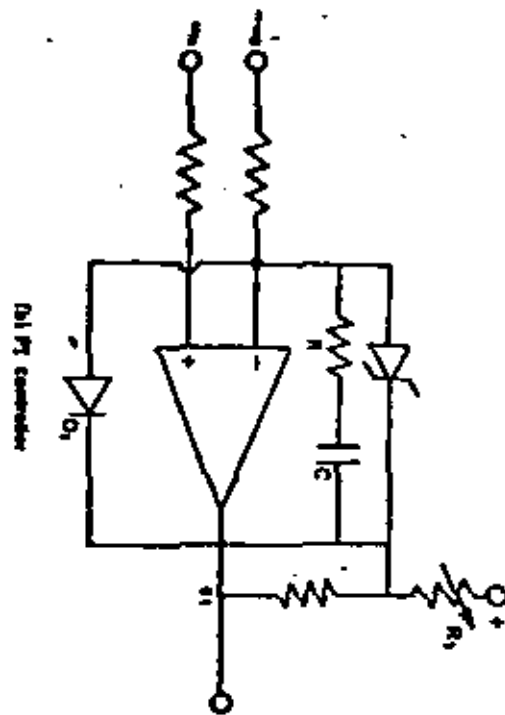




En este caso, lazo cerrado, con realimentación taquimétrica, el control de la velocidad se realiza mediante un potenciómetro de cuyo cursor se obtiene una tensión de referencia que determina la velocidad deseada. Esta tensión es comparada con otra, proveniente de un generador taquimétrico acoplado al motor de C.D. El error resultante se amplifica enormemente para luego controlar el circuito de disparo de los tiristores.

B) Regulación de Par: En muchos casos, el parámetro a controlar es el par ejercido, independientemente de la velocidad; este tipo de sistema se utiliza cuando se trata de controlar el tiro sobre un material a traccionar (enrolladoras). Normalmente la exactitud en el mantenimiento del par es de 10% a 15% entre velocidad cero y velocidad nominal.

C) Limitación de la Corriente: Hay veces en que se requiere limitar el valor de la corriente, para que ésta no llegue a valores



peligrosos, tanto para el motor como para los semiconductores. Existen distintas formas de detección de la misma: utilización de transductores de corriente como el transformador de corriente, o bien a través de un convertidor de corriente en tensión (resistencia en serie con la armadura del motor). Esta realimentación de corriente es comparada con un valor de corriente prefijado, el limitador de corriente, de manera tal que su salida depende del valor de corriente real en la armadura. Luego se introduce esta señal en el comparador que a su vez excita a los tiristores.

En este caso se toma una señal de velocidad, bajo forma de tensión, y se la compara con una señal de referencia, la velocidad referencial, ambas son introducidas a un A.O. comparador proporcional integrador quien provee una señal de salida e_1 .

Este comparador asegura que el error de velocidad sea nulo. Se ha dibujado también un tipo de comparador utilizado.

La característica proporcional tiene por objeto mejorar el tiempo de respuesta del sistema; su cualidad de integrador significa que la salida no es nula, aún cuando la entrada lo sea. El diodo D_1 evita que la salida sea negativa; el valor positivo de e_1 puede ser variado mediante R_1 .

Esta salida e_1 es comparada con la corriente de referencia de armadura, limitando el valor máximo de corriente al valor e_1 .

El voltaje de salida e_2 es comparado con una rampa para obtener el pulso de salida a los SCR.

TECNICAS DE CONTROL MONOFASICAS

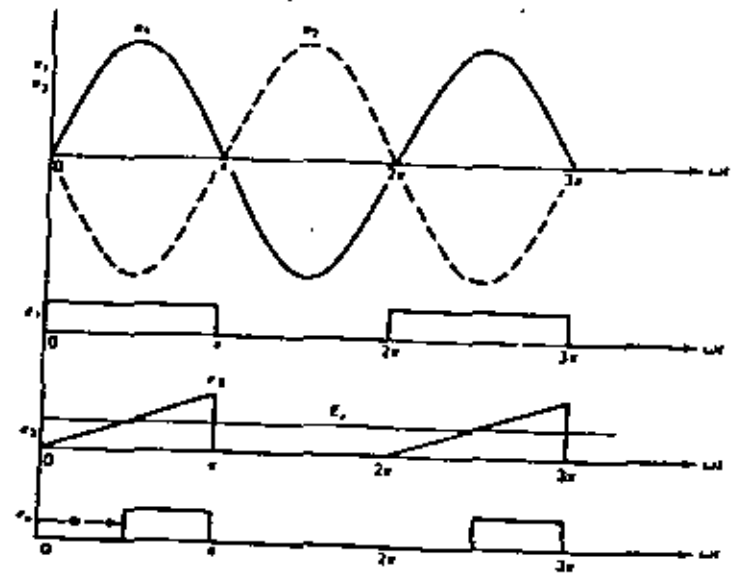
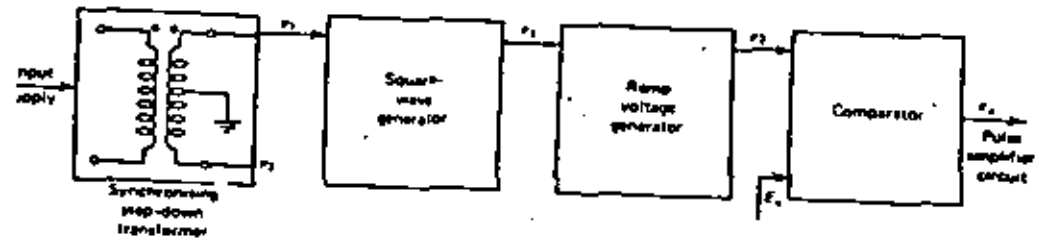
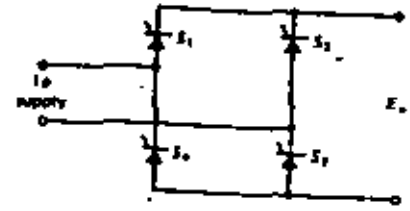
En el caso de los rectificadores controlados, los tiristores son disparados según un ángulo α , medido a partir de un punto de referencia. En el caso de los rectificadores monofásicos ese punto de referencia es el paso por cero de la tensión. El control por ángulo de fase monofásico puede realizarse de dos maneras distintas:

- A) Control lineal del ángulo.
- B) Control cosenoide del ángulo de fase.

A) CONTROL LINEAL:

En el esquema planteado, un voltaje de control E_c , modifica en forma lineal el ángulo de fase α . Un transformador de punto medio reduce el voltaje de alimentación a valores bajos v_1 y v_2 .

62



El voltaje v_1 es convertido en una onda cuadrada, e_1 , y luego en una rampa de voltaje de valor e_2 , la que es comparada con el voltaje de referencia E_c . Si $e_2 > E_c$, se obtiene una señal e_α a la salida del comparador. El instante para el cual se genera e_α es el momento de disparo del SCR. Esta señal e_α es luego introducida al circuito amplificador de pulsos para el disparo de los tiristores S_1 y S_2 en el semiciclo positivo.

Un circuito similar con entrada v_2 , proporciona el disparo para S_3 y S_4 en el semiciclo negativo.

Se puede establecer que:

$$\alpha = k_1 E_c$$

$$E_o = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \cos \alpha = E_{MAX} \cos \alpha$$

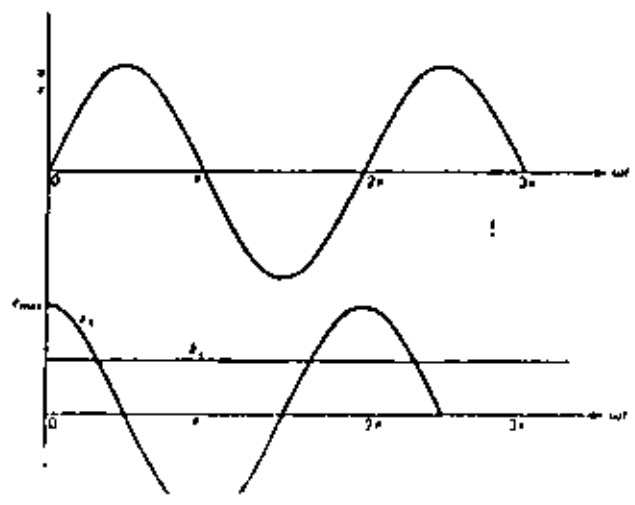
$$E_o = E_{MAX} \cos(k_1 E_c)$$

La función de transferencia tiene características no lineales. Sin embargo se puede alcanzar confiabilidades del orden de $\pm 1\%$ en el disparo.

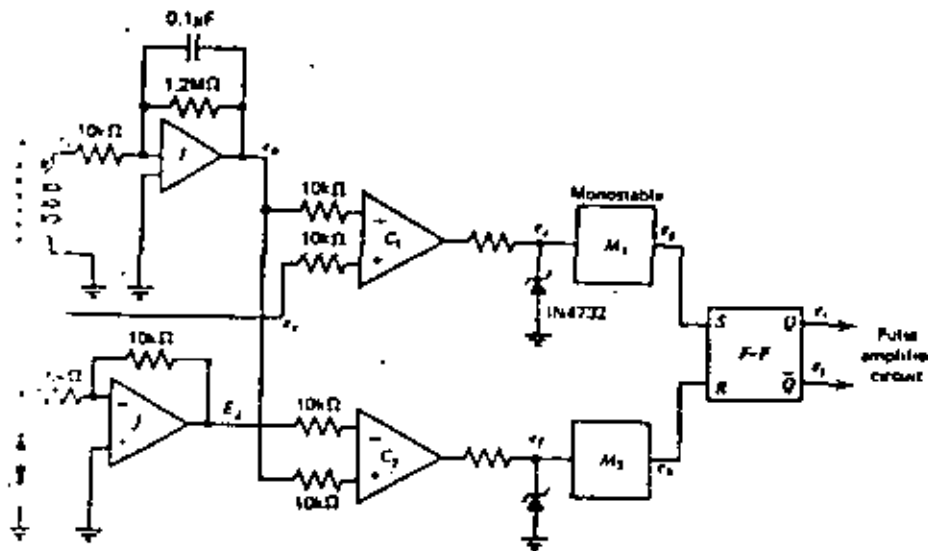
B) CONTROL COSENOIDAL:

En este caso el punto de disparo está generado en el momento de cruce de la tensión de referencia E_c y un voltaje de variación cosenoidal obtenido a partir de la fuente de alimentación.

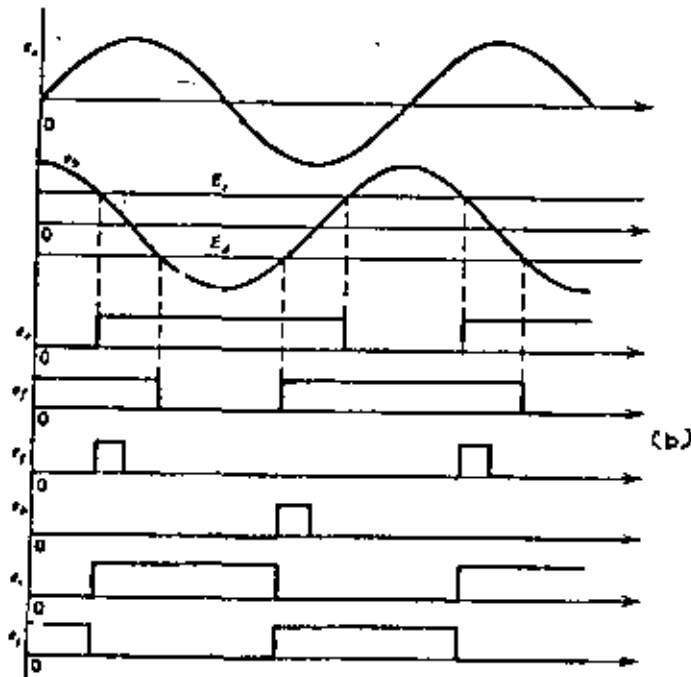
El esquema se ilustra en la siguiente figura:



$E_c > e_b$ y/o $E_c < e_b$, de valor e_e y e_f respectivamente. Las señales alimentan los mono estables M_1 y M_2 con salidas e_b , set y reset de un flip-flop cuyas salidas irán a disparar alternativamente los SCR correspondientes en el semiciclo positivo y semiciclo negativo.



(a)



(b)

El ángulo de fase α viene dado por:

(6)

$$\alpha = \cos^{-1} \frac{E_c}{e_{max}}$$

El voltaje de salida del convertidor es, si se trata de un circuito similar al anterior:

$$E_o = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \cos \alpha$$

$$E_o = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \cos \left[\cos^{-1} \frac{E_c}{e_{max}} \right]$$

$$e_{max} = \sqrt{2}V$$

$$E_o = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \frac{E_c}{\sqrt{2}V} = \frac{2}{\pi} E_c$$

$$E_o = k_2 E_c$$

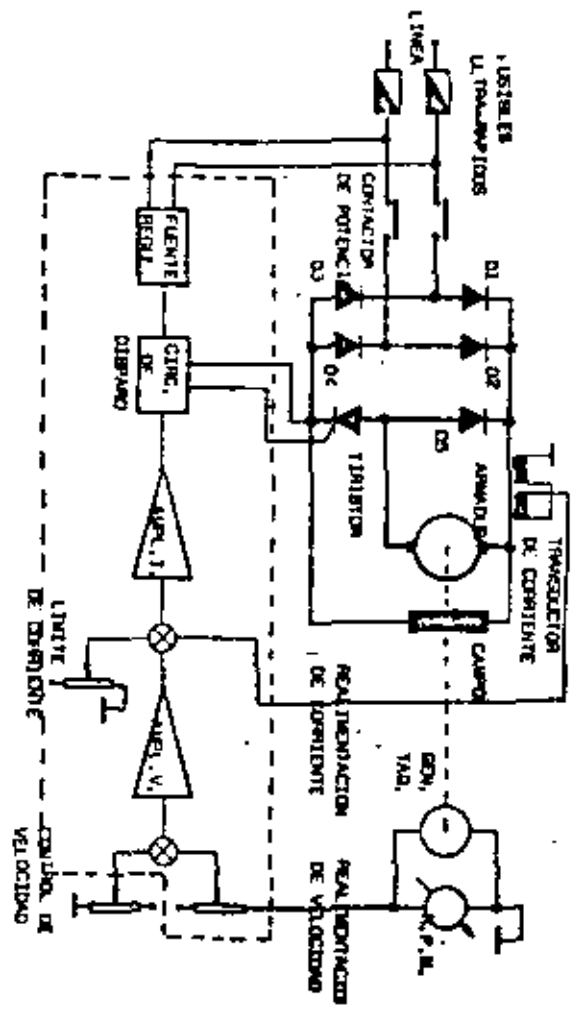
Un control con corrección cosenoidal provee una característica de transferencia lineal entre la variable de salida E_o y la variable de entrada o de control E_c . Este tipo de control es utilizado para controles de lazo cerrado.

Un circuito de control de corrección coseno puede ser el de la siguiente figura: Mostrada en la hoja siguiente.

El valor de e_a es el voltaje de salida del transformador alimentado por la fuente de voltaje igual que la del convertidor. El integrador "I" convierte la señal e_a en una cosenoidal, e_e . La señal de referencia E_c está alejada en sus valores positivos y negativos, de manera tal que su valor sea menor que el pico de la onda coseno. El A.O "J" invierte la señal con ganancia unitaria, generando E_d . C_1 y C_2 funcionan como comparadores, de manera tal que generan señal de salida positiva

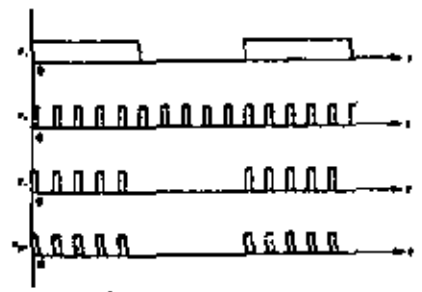
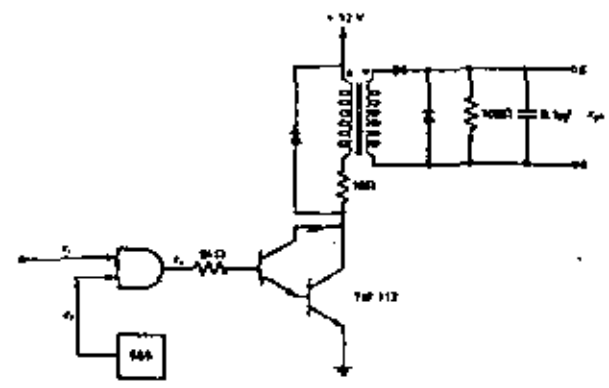
(20)

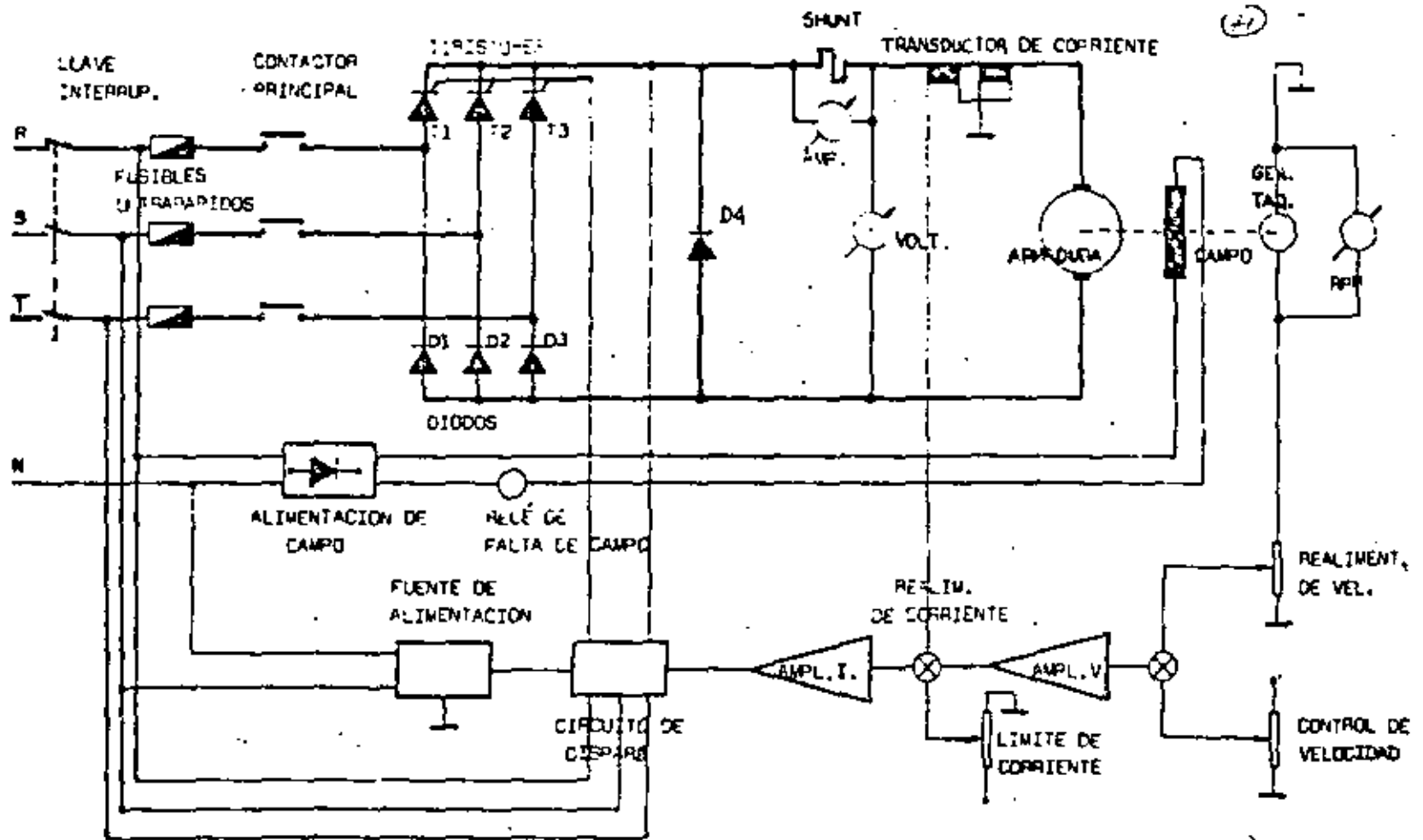
ESQUEMA ELECTRONICO GENERAL (HASTA 15 HP)



Generalmente, como en el caso de los flip-flop, estos son circuitos TTL con bajos valores de corriente de salida, se hace necesario la utilización de un acoplamiento intermedio entre la salida del TTL y el gate del SCR. En estos casos se puede utilizar directamente un transistor, sin aislamiento eléctrico, o bien si se desea aislamiento, se puede obtener un aislamiento eléctrico -transformador de pulso- o bien aislamiento óptico con un dispositivo optoelectrónico.

En la figura que sigue se muestra un acoplamiento a través de un Darlington. Si los pulsos tienen un ancho de 180° o próximo a este valor pueden saturar el transformador de pulsos y como consecuencia de ello no se transmite todo el pulso. Puede ocurrir que en realidad no se necesite todo el ancho del pulso; en este caso puede ser modulado a una frecuencia elevada -10 a 30 KHz mediante un 555.





CIRCUITO ESQUEMATICO GENERAL DE LOS VARIADORES ELECTRONICOS DE VELOCIDAD CON ALIMENTACION TRIFASICA
PARA POTENCIAS DESDE 20 HP HASTA 100 HP



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

CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS ELECTRICAS

TROCEADORES

Ing. Luis Marcial Hernández Ortega

NOVIEMBRE, 1982

TROCEADORES

PROPOSITO:

CONVERSION CD-CD (SINTESIS
TE CD VARIABLE A PARTIR DE CD.
CONSTANTE)

APLICACIONES

FUENTES DE PODER
IMPULSORES PARA MOTORES

- C.D (CAMPO Y/O ARMADURA)
- C.A. (ROTOR DEVANADO)

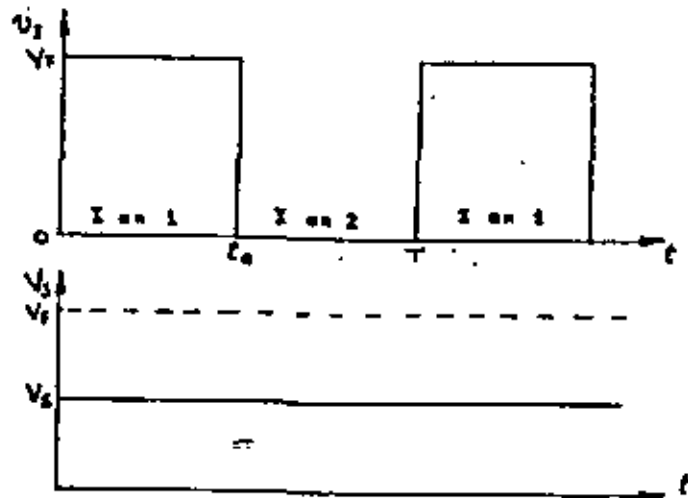
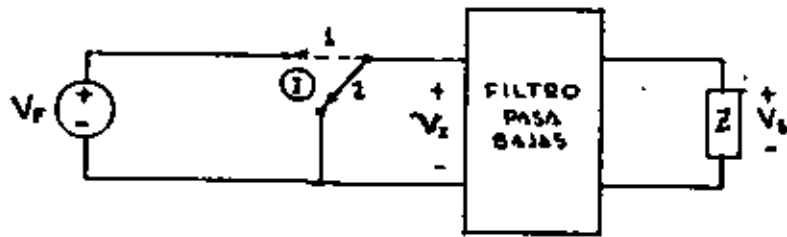
①

TROCEADORES

I CONCEPTOS BASICOS

- DEFINICION
- SINTESIS DE C.D. VARIABLE
- TOPOLOGIAS
- MODOS DE OPERACION
- FUNDAMENTOS DE CONTROL
DE MOTORES

PRINCIPIO DE OPERACION



(2) SINTESIS DE C.D.

$$v_Z = V_Z' + \sum c_n \cos(n\omega t - \phi_n)$$

Donde:

V_Z' = Valor promedio de la Tension v_Z

$$= \frac{1}{T} \int_0^T v_Z dt$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T}$$

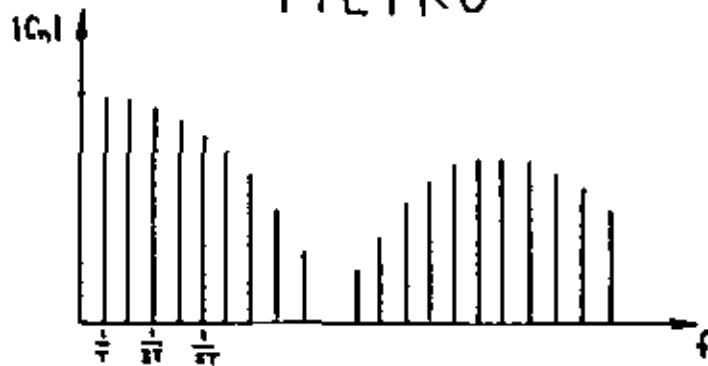
Como:

$$v_Z = \begin{cases} V_F & 0 < t \leq t_c \\ 0 & t_c < t \leq T \end{cases}$$

ENTONCES

$$V_Z = V_F \frac{t_c}{T}$$

FILTRO



SE REQUIERE DE UN FILTRO PARA ELIMINAR LAS ARMONICAS DE C.A.

EN CONTROL DE MOTORES LA CARGA FORMA PARTE DEL FILTRO, YA QUE EL MODELO ELECTRICO DE ESTA INCLUYE ELEMENTOS REACTIVOS.

DEPENDIENDO DE LA APLICACION EL OBJETO DE DISEÑO PUEDE SER LA REDUCCION DE ARMONICAS DE LA TENSION O DE LA CORRIENTE.

③ FORMAS DE MODULACION

PARA VARIAR V_s SE PUEDEN VARIAR:

- INTERVALO DE CONDUCCION t_c
- PERIODO DE REPETICION T

MODULACION POR ANCHO DE PULSO

$M \Delta P$

T se mantiene constante

t_c varia, para modificar V_s

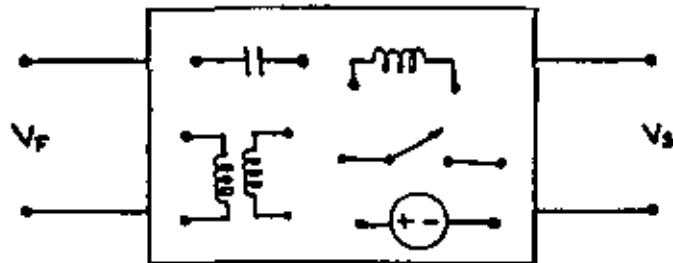
MODULACION POR POSICION DE PULSO

$M P P$

T varia, para modificar V_s

t_c se mantiene constante

TOPOLOGIAS



ALMACENAMIENTO DE ENERGIA

EN INDUCTORES $\frac{1}{2} LI^2$

EN CAPACITORES $\frac{1}{2} CV^2$

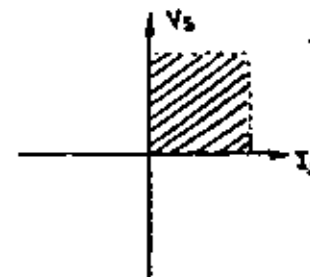
MODOS DE OPERACION DEL
TROCEADOR

POLARIDAD DE LA TENSION
SENTIDO DE LA CORRIENTE

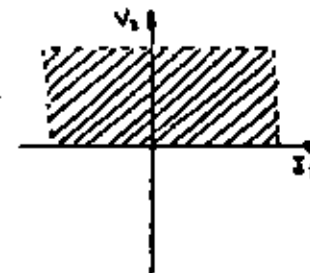
④

CLASIFICACION

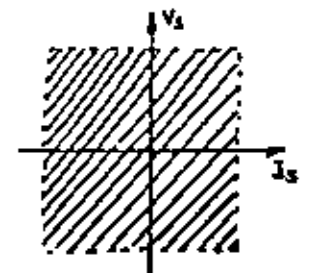
LA CLASIFICACION PRIMARIA DEL
TROCEADOR ES POR SU MODO DE
OPERACION.



CLASE A



CLASE B

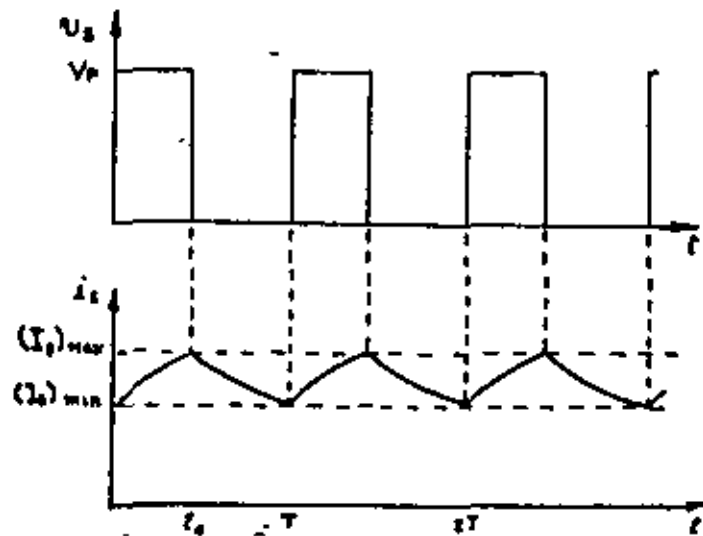
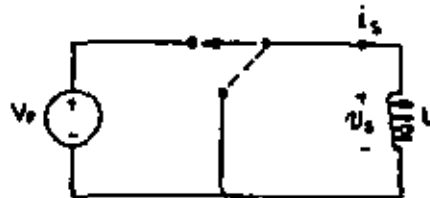


CLASE C

EJEMPLOS DE REALIZACION

ALMACENANDO ENERGIA EN INDUCTORES

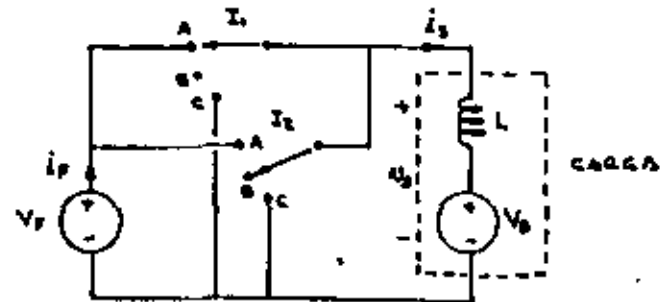
CLASE A



V_F ENTREGA ENERGIA A L

5)

CLASE B



I_1 OPERA TRANSFIRIENDO ENERGIA DE V_B A V_F

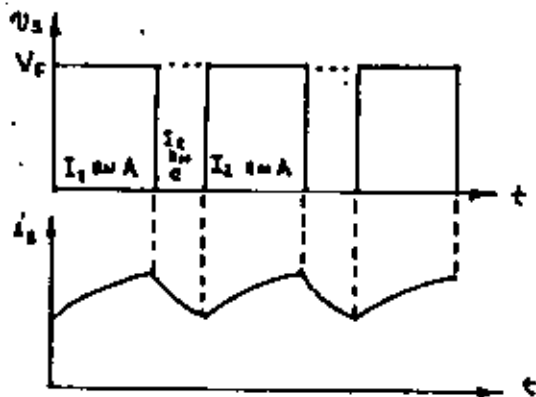
I_2 OPERA TRANSFIRIENDO ENERGIA DE V_F A V_B

EJEMPLO DE APLICACION

CONTROL DE MOTOR DE C.D. CON
CAPACIDAD PARA FRENADO REGENERATIVO

OPERACION EN PRIMER CUADRANTE

INTERRUPTOR I_1 EN POSICION B
 INTERRUPTOR I_2 CONMUTANDO ENTRE B Y C

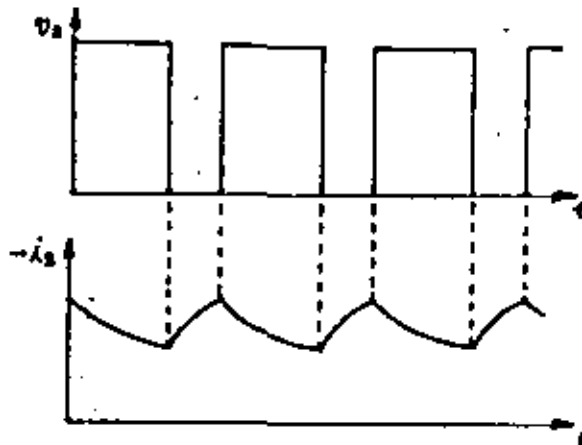


(6)

LOS TROCEADORES CLASE C OPERAN DE MODO SIMILAR A LOS INVERTORES Y SERAN ESTUDIADOS EN EL CAPITULO CORRESPONDIENTE.

INTERRUPTOR I_2 EN POSICION B
 INTERRUPTOR I_1 CONMUTANDO ENTRE A Y C

OPERACION EN SEGUNDO CUADRANTE
 (CON $V_B > V_f$)



CONTROL DE MOTORES DE C.D.

ECUACIONES BASICAS

VELOCIDAD DE ROTACION

$$\omega_m = \frac{V_A}{k_e \Phi}$$

Donde:

V_A = fuerza contraelectromotriz de la armadura

Φ = flujo magnetico en el entrehierro

PAR MECANICO

$$T_m = K_t \Phi I_a$$

Donde:

I_a = Corriente de armadura

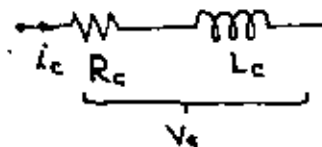
FLUJO MAGNETICO

$$\Phi = K_e I_c$$

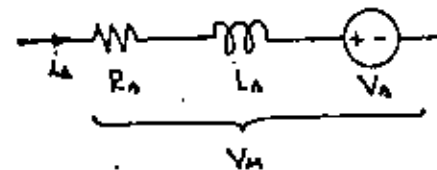
MODELO ELECTRICO

(7)

MODELO DEL DEVANADO DE CAMPO



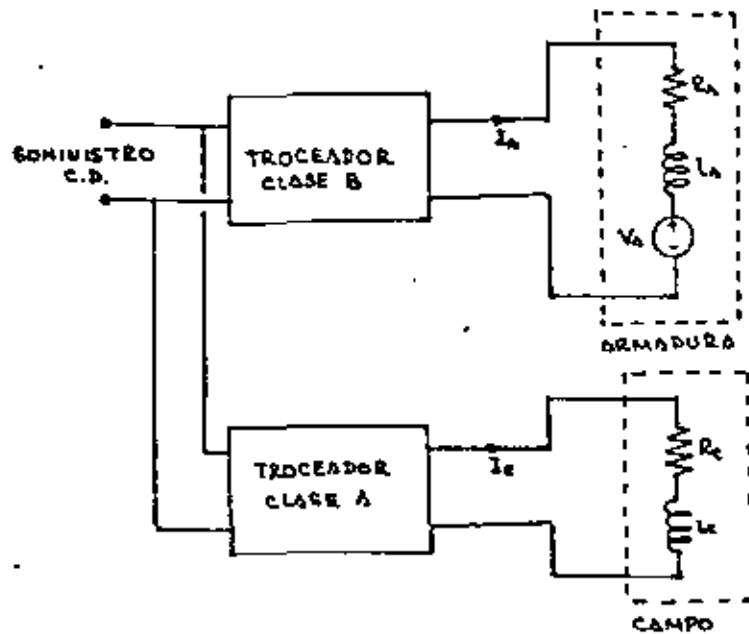
MODELO DE LA ARMADURA



$$i_c = \frac{V_c}{R_c} \quad (\text{en regimen permanente})$$

$$V_M = V_A + i_a R_a \quad (\text{en regimen permanente})$$

SISTEMAS DE CONTROL



OPERACION UNIDIRECCIONAL
 CAPACIDAD REGENERATIVA
 VARIACION DE RAPIDEZ DE GIRO
 VARIACION DE PAR MECANICO

② PARA MOTORES SERIE SE REQUIERE UN SOLO TROCEADOR

EN GENERAL, EL CICLO DE TRABAJO DEL TROCEADOR SE DEFINE CON BASE EN:

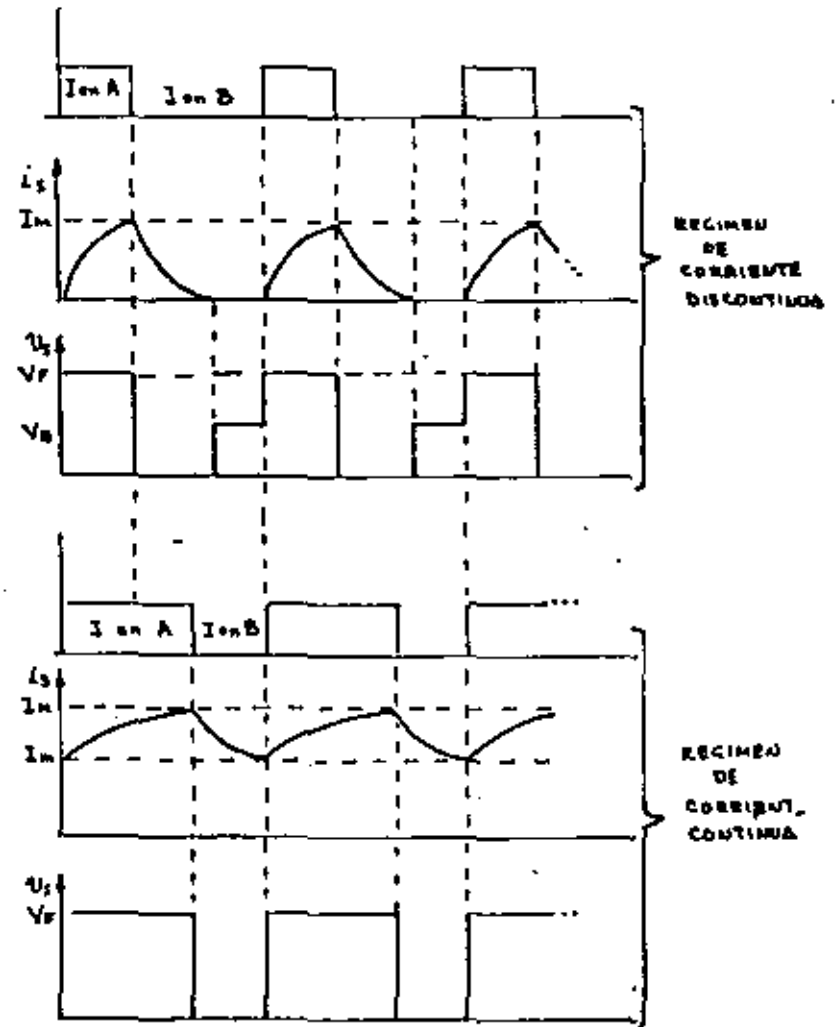
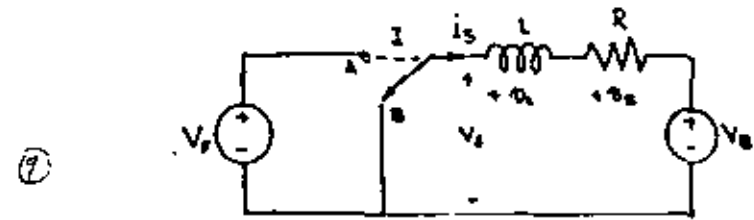
- PARAMETROS MECANICOS ω_m, T_m
- PARAMETROS ELECTRICOS I_a, I_c

OTRAS APLICACIONES:

- FRENOS y EMBRAGUES ELECTROMAGNETICOS
- EXITACION DE DINAMOS y ALTERNADORES

II ANALISIS DE CIRCUITOS BASICOS

- TROCEADOR CLASE A
- TROCEADOR CLASE B



EL CIRCUITO QUEDA DESCRITO MEDIANTE

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{V_F - V_B}{L} - \frac{R}{L} i_s$$

PARA CONDUCCION CONTINUA LAS CONDICIONES INICIALES SON:

$$v_s(t=0_+) = V_F$$

$$i_s(t=0_+) = I_m$$

RESOLVIENDO:

$$i_s = \frac{V_F - V_B}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + I_m e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\tau = \frac{L}{R} \quad \text{Para } t_e > t > 0 \text{ (I en posición A)}$$

AL CAMBIAR I A LA POSICION B ($t = t_e$)

$$i_s(t_e) = I_m = \frac{V_F - V_B}{R} (1 - e^{-\frac{t_e}{\tau}}) + I_m e^{-\frac{t_e}{\tau}}$$

PARA $t_e < t < T$ $v_s = 0$

$$i_s = -\frac{V_B}{R} (1 - e^{-\frac{t'}{\tau}}) + I_m e^{-\frac{t'}{\tau}}$$

DONDE

$$t' = t - t_e$$

RESOLVIENDO PARA $I_m = I_m$ SE OBTIENE

$$I_m = \frac{V_F}{R} \frac{1 - e^{-\frac{t_e}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} - \frac{V_B}{R}$$

$$I_m = \frac{V_F}{R} \frac{e^{\frac{t_e}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} - \frac{V_B}{R}$$

TRANSICION A CONDUCCION DISCONTINUA

OCCURRE PARA $t_e = t_{ex}$

$$I_m(t_{ex}) = 0$$

Por tanto t_{ex} queda dado por

$$\frac{V_B}{V_F} = \frac{e^{\frac{t_{ex}}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1}$$

DEFINIENDO

$$m = \frac{V_B}{V_F}$$

$$\rho = \frac{t_{ex}}{\tau}$$

$$\sigma = \frac{T}{\tau}$$

SE OBTIENE

$$m = \frac{e^{\rho\sigma} - 1}{e^{\sigma} - 1}$$

CORRIENTE DISCONTINUA

$$I_m = 0$$

$$I_M = \frac{V_a - V_b}{R} (1 - e^{-\frac{t_c}{\tau}})$$

Para $0 < t < t_c$

$$i_s = \frac{V_a - V_b}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

Para $t_c < t < t_x$

$$i_s = -\frac{V_b}{R} (1 - e^{-\frac{t'}{\tau}}) + \frac{V_a - V_b}{R} (1 - e^{-\frac{t_c}{\tau}}) e^{-\frac{t'}{\tau}}$$

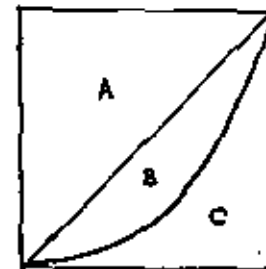
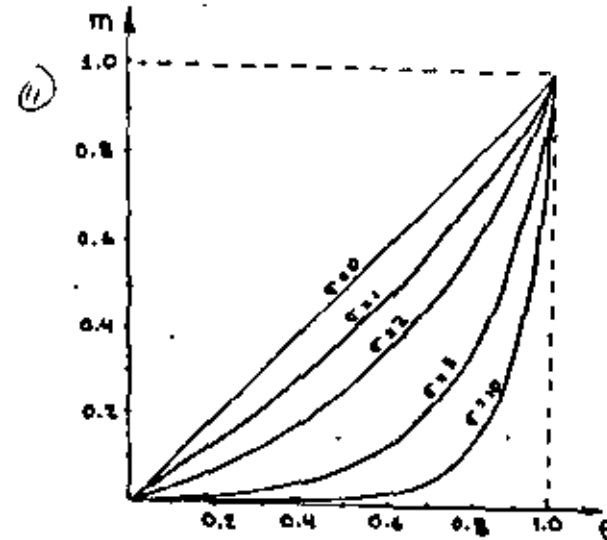
donde $t' = t - t_c$

Se conoce que $i_s(t_x) = 0$, por tanto

$$t_x = t_c + \tau \ln \left[\frac{V_a - V_b}{V_b} (1 - e^{-\frac{t_c}{\tau}}) + 1 \right]$$

$$0 < t_x < T - t_c$$

REGIONES DE OPERACION

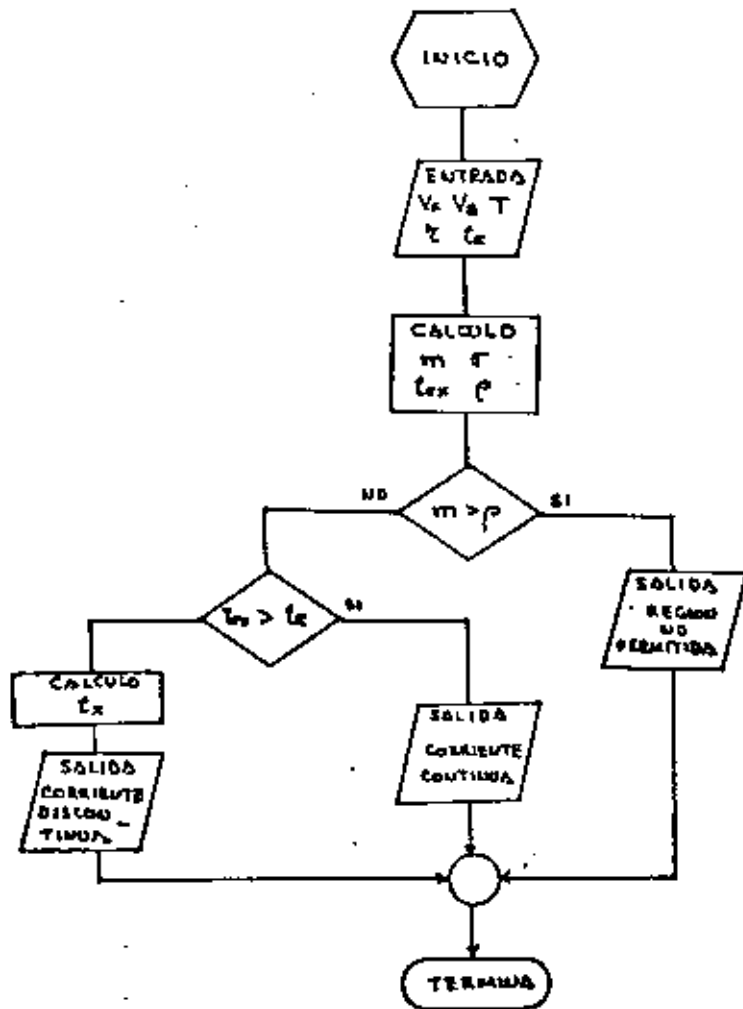


A → REGION NO PERMITIDA

B → REGION DE CORRIENTE DISCONTINUA

C → REGION DE CORRIENTE CONTINUA

DETERMINACION DE LA REGION DE OPERACION



VALORES PROMEDIO Y EFICAZ DE LA CORRIENTE A TRAVES DEL INTERRUPTOR

(12)

SUPONIENDO:

- Conduccion continua
- Pulsos rectangulares de corriente ($L \rightarrow \infty$)

PARA UN CICLO DE TRABAJO $\rho = \frac{I_e}{T}$

$$I_s = D \frac{V_p - V_b}{R}$$

CON I EN POSICION B LA CORRIENTE PROMEDIO QUEDA:

$$I_b = (1-\rho) \rho \frac{V_p - V_b}{R}$$

El maximo ($\rho = 0.5$) será

$$(I_b)_{\max} = 0.25 \frac{V_p - V_b}{R}$$

EL VALOR EFICAZ QUEDA

$$I_{br} = I_s (1-\rho)^{1/2}$$

El maximo ($\rho = 0.66$) será

$$(I_{br})_{\max} = 0.385 \frac{V_p - V_b}{R}$$

PARA EL INTERRUPTOR EN POSICION A
EL VALOR MAXIMO DE LA CORRIENTE
PROMEDIO ESTARA DADO POR LA CON-
DICION

$$t_e = T$$

PARA LA QUE:

$$(I_Q)_{MAX} = (I_{QE})_{MAX} = \frac{V_F - V_D}{R}$$

POSTERIORMENTE SE ANALIZARA EL IMPACTO
DE ESTOS VALORES MAXIMOS EN LA SELECCION
DEL O LOS DISPOSITIVOS QUE REALIZARAN
LA FUNCION DEL INTERRUPTOR I.

(13) ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

POR FOURIER

$$v_g = V_s + \sum_1^{\infty} C_n \text{Sen}(n\omega t + \theta_n)$$

donde: $\omega = \frac{2\pi}{T}$

$$C_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \quad \theta_n = \tan^{-1} \frac{b_n}{a_n}$$

como

$$a_n = \frac{V}{n\pi} [1 - \cos n\omega t_e]$$

$$b_n = \frac{V}{n\pi} \text{sen } n\omega t_e.$$

Por tanto

$$C_n = \frac{\sqrt{2} V_F}{n\pi} (1 - \cos n\omega t_e)^{1/2}$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{\text{sen } n\omega t_e}{1 - \cos n\omega t_e}$$

ADEMAS:

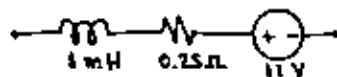
$$I_n = \frac{V_n}{Z_n}$$

donde

$$Z_n = (R^2 + (n\omega L)^2)^{1/2}$$

EJEMPLO

LA CARGA DE UN TROCEADOR ES:



SI EL TROCEADOR SE ALIMENTA CON 110 V C.D.
Y LA SEÑAL DE CONTROL ES TAL QUE:

$$T = 2.5 \text{ ms}$$

$$t_e = 1.0 \text{ ms}$$

DETERMINE: I_{max} I_{min}

VALORES EFICACES DE LA
PRIMERA ARMÓNICA DE TENSION
Y CORRIENTE EN LA CARGA.

SOLUCION

(14) 1. DETERMINESE EL MODO DE OPERACION

$$m = \frac{V_B}{V_F} = \frac{11}{110} = 0.1$$

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{1 \times 10^{-3}}{0.25} = 4 \times 10^{-3}$$

$$\sigma = \frac{T}{\tau} = \frac{2.5 \times 10^{-3}}{4 \times 10^{-3}} = 0.625$$

EL VALOR DE TRANSICION t_{ex} ESTA
DADO POR

$$m = \frac{e^{p\sigma} - 1}{e^{\sigma} - 1}$$

$$0.1 = \frac{e^{0.625p} - 1}{e^{0.625} - 1}$$

$$\therefore p = 0.133$$

$$\therefore t_{ex} = T p = 0.33 \times 10^{-3} \text{ ms}$$

Como $t_e > t_{ex}$ el troceador operara bajo
regimen de conduccion continua.

LOS VALORES PROMEDIO DE LA SALIDA SERAN:

$$V_o = \frac{t_c}{T} V_F = \frac{1}{2.5} 110$$

$$V_o = 44V$$

$$I_s = \frac{V_s - V_B}{R} = \frac{44 - 11}{0.25}$$

$$I_s = 132 A$$

VALORES MAXIMOS Y MINIMOS DE i_s

$$\frac{t_c}{T} = 0.25 \quad \frac{T}{T} = 0.625$$

POR TANTO

$$I_{max} = \frac{110}{0.25} \frac{1 - e^{-0.25}}{1 - e^{-0.625}} - \frac{11}{0.25}$$

$$I_{max} = 165 A$$

$$I_{min} = \frac{110}{0.25} \frac{e^{0.25} - 1}{e^{0.625} - 1} - \frac{11}{0.25}$$

$$I_{min} = 44.9 A$$

COMPONENTES ARMONICAS

(15)

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{2.5 \times 10^{-3}}$$

$$\omega = 2513 \text{ rad}^{-1}$$

LOS VALORES EFICACES SON:

$$V_1 = \frac{V_F}{\pi} (1 - \cos \omega t_c)^{1/2}$$

$$= \frac{110}{\pi} (1 - \cos (2513 \times 1 \times 10^{-3}))^{1/2}$$

$$V_1 = 47.1 V$$

$$I_1 = \frac{V_1}{[R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}}$$

$$= \frac{47.1}{[(0.25)^2 + (2513 \times 1 \times 10^{-3})^2]^{1/2}}$$

$$I_1 = 9.58 A$$

ANÁLISIS DEL TROCEADOR CLASE B

CONSIDERACIONES BÁSICAS:

- DUEIDO A LAS CARACTERÍSTICAS DE LOS DISPOSITIVOS EMPLEADOS EN SU REALIZACIÓN EL TROCEADOR CLASE B NO PUEDE OPERAR EN MODO DE CORRIENTE DISCONTINUA.

- SE PUEDEN PRESENTAR TRES MODOS DE OPERACION DEPENDIENDO DE LOS VALORES DE I_{min} e I_{max}

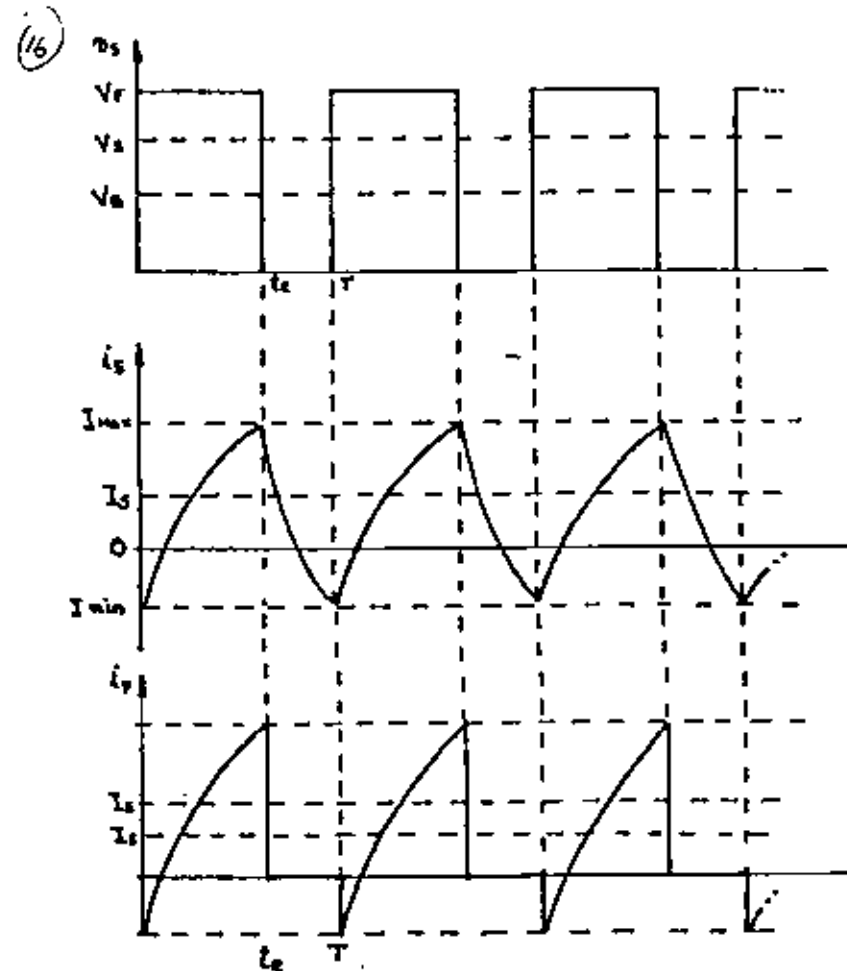
MODO I $I_{min} > 0$ $I_{max} > 0$

MODO II $I_{min} < 0$ $I_{max} > 0$

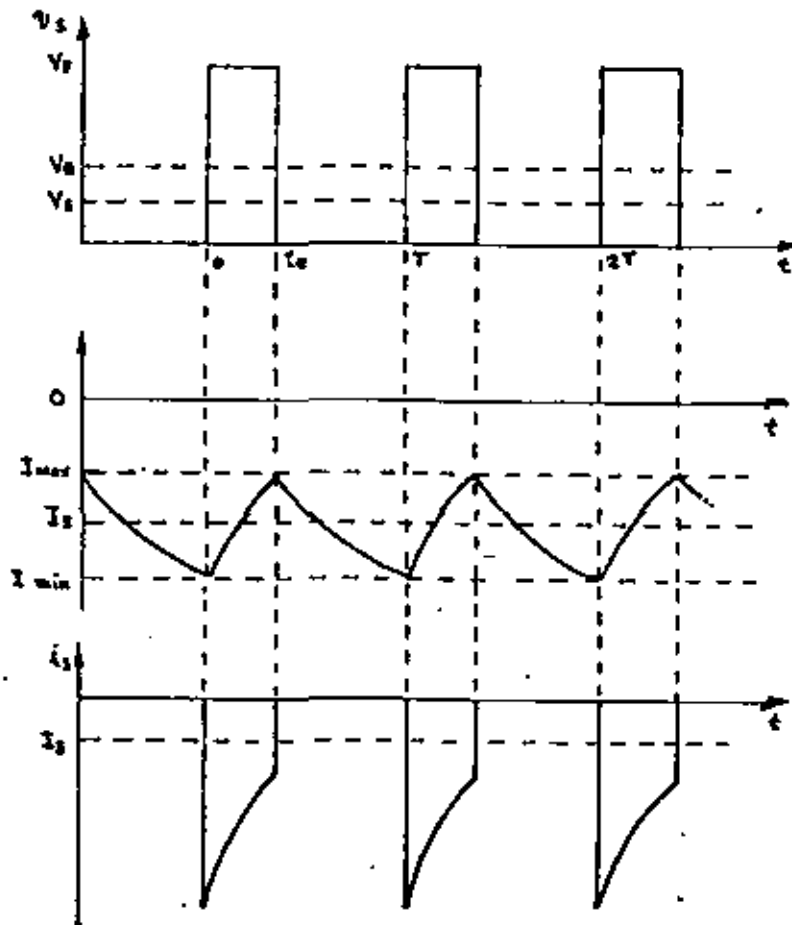
MODO III $I_{min} < 0$ $I_{max} < 0$

- EN EL MODO I LA OPERACION DEL TROCEADOR CLASE B ES IDENTICA AL CLASE A.

MODO 2



MODO 3



PARA DETERMINAR EL CUADRANTE DE OPERACION SE EVALUA

$$V_s = \frac{t_c}{T} V$$

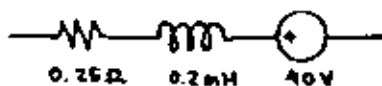
Si $V_s > V_b$ opera en 1er cuadrante

Si $V_s < V_b$ opera en 2o cuadrante

PARA DETERMINAR TANTO LOS VALORES MAXIMO Y MINIMO DE LA CORRIENTE COMO LA COMPOSICION ARMONICA DE TENSIONES Y CORRIENTES SE APLICAN LAS EXPRESIONES PRESENTADAS PARA EL TROCEADOR CLASE A.

EJEMPLO

UN TROCEADOR CLASE B TIENE COMO CARGA:



EL TROCEADOR SE ALIMENTA CON $110V$ C.D. Y OPERA CON UN PERIODO DE TROCEO IGUAL A $2.5ms$ CON $t_e = 1.25ms$.

DETERMINE LOS VALORES PROMEDIO DE LA TENSION V_s Y LA CORRIENTE I_s

CALCULE LOS VALORES MAXIMO Y MINIMO DE LA CORRIENTE I_s

SOLUCION

$$V_s = \frac{1.25}{2.5} \times 110 = 55V$$

$$I_s = \frac{V_s - V_c}{R} = \frac{55 - 40}{0.25} = 60A$$

$$\tau = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{0.25} = 800 \mu s.$$

$$\frac{t_e}{\tau} = \frac{1.25}{0.8} = 1.562$$

$$\frac{T}{\tau} = \frac{2.5}{0.8} = 3.125$$

POR TANTO

$$I_{max} = \frac{110(1 - e^{-1.562})}{0.25(1 - e^{-3.125})} - \frac{40}{0.25}$$

$$I_{max} = 204A$$

$$I_{min} = \frac{110(e^{-1.562} - 1)}{0.25(e^{-3.125} - 1)} - \frac{40}{0.25}$$

$$I_{min} = -83.8$$

EL CIRCUITO OPERA EN MODO 2

III REALIZACION CON TRANSISTORES BIPOLARES

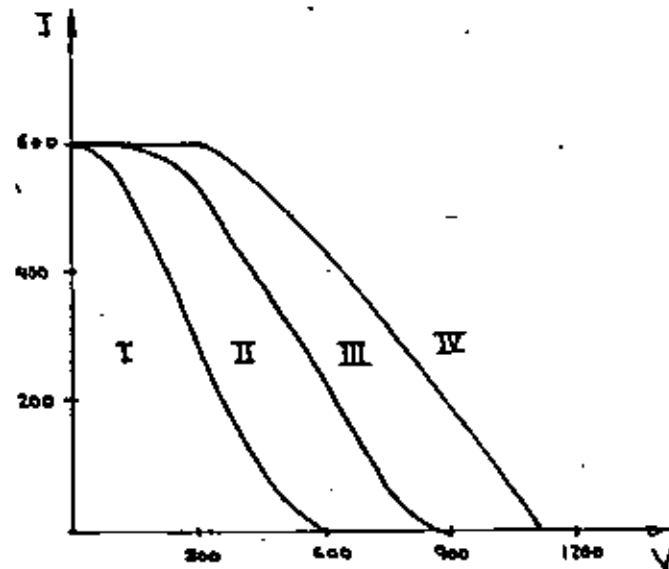
CARACTERISTICAS
REGIONES SEGURAS DE OPERACION
IMPULSORES DE BASE
REDES AMORTIGUADORAS

(10)

TRANSISTORES
o
TIRISTORES

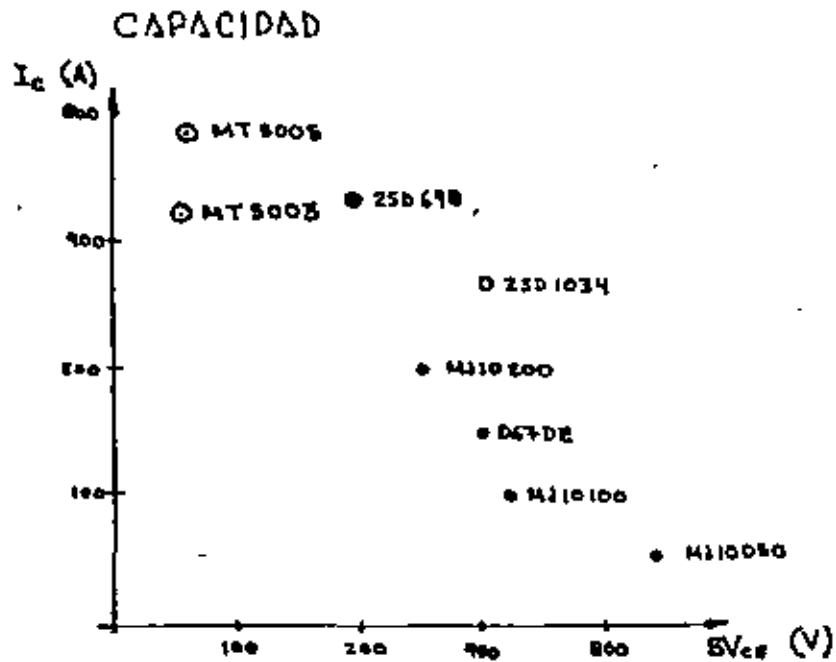
?

COSTO — RENDIMIENTO



- I TRANSISTORES (ACTUALMENTE)
- II EMPATE (ACTUALMENTE)
- III TRANSISTORES (DENTRO DE 5 AÑOS)
- IV TIRISTORES (HASTA DENTRO DE 5 AÑOS)

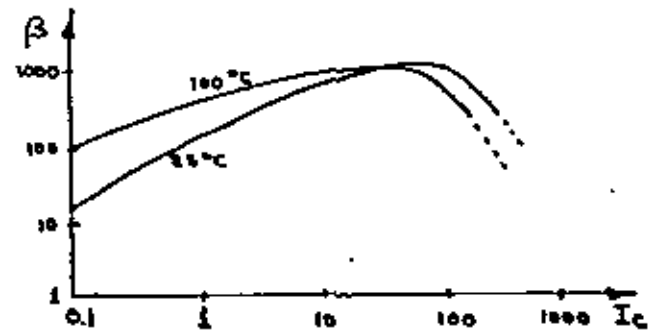
CARACTERISTICAS



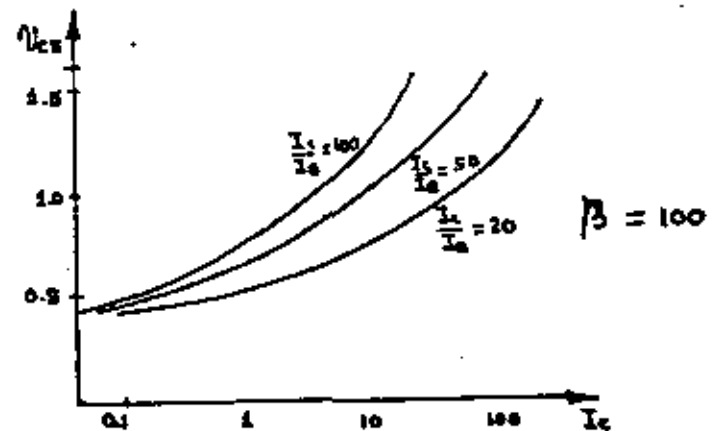
(20)

RENDIMIENTO

GANANCIA DE CORRIENTE

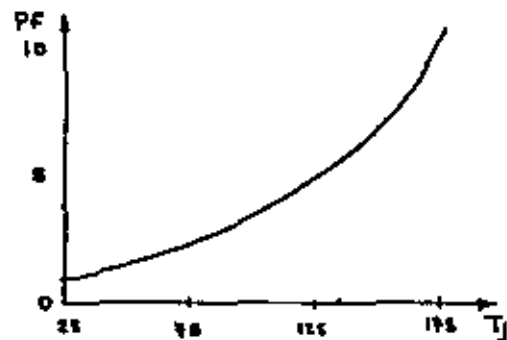


TENSION DE SATURACION



COMPORTAMIENTO TERMICO

PROBABILIDAD DE FALLA



$$PF = \frac{\text{PROBABILIDAD DE FALLA A } T_j}{\text{PROBABILIDAD DE FALLA A } 25^\circ\text{C}}$$

TRANSITORIOS TERMICOS

LOS CICLOS TERMICOS ACORTAN LA VIDA UTIL DE LOS SEMICONDUCTORES

EXISTEN IMPEDANCIAS TERMICAS DE TIPO CAPACITIVO

(21)

LIMITACIONES

CORRIENTE

DEGRADACION DE CARACTERISTICAS
FALLA MECANICA

TENSION

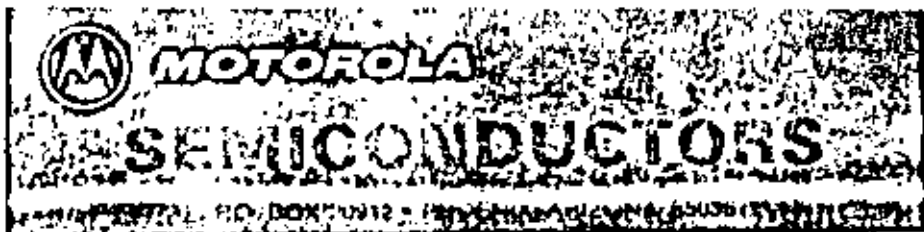
RUPTURA

POTENCIA

CALENTAMIENTO

ENERGIA

SEGUNDA RUPTURA



Designer's Data Sheet

50 KVA SWITCHMODE TRANSISTOR
100-Ampere Operating Current

The MJ10100 Darlington transistor is designed for industrial service under practical operating environments found in switching high power inductive loads off 230-Volt lines.

Actual Size

* Emitter-Collector Diode is a high power diode.

MAXIMUM RATINGS

Mechanical Ratings		
Rating	Value	Unit
Mounting Torque (To heat sink with 10-32 Screw) (Note 1)	20	in.-lb
Lead Torque (Lead to bus with 1/4-20 Screw) (Note 2)	20	in.-lb
Per Unit Weight	120	grams

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance, Junction to Case, $R_{\theta JC}$	0.26	$^{\circ}C/W$
---	------	---------------

Mica insulators available as separate items.
 0.003" thick Motorola Part Number 14ASB12387B001.
 0.006" thick Motorola Part Number 14ASB12387B002.

Notes:

- A Belleville washer of 0.472" O.D., 0.205" I.D., 0.024" thick and 150 pounds flat is recommended.
- The lead torque should be limited to 20 in.-lb, unsupported to prevent rotation of the terminal in the package. The torque may be increased to 50 in.-lb if support is used to prevent rotation. The maximum penetration of the screw should be limited to 0.75"

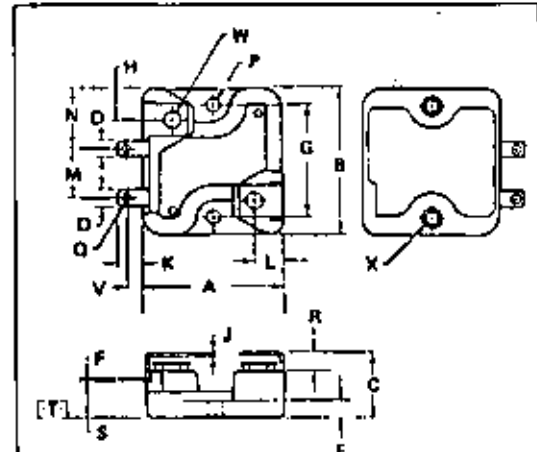
(27)

MJ10100

100 AMPERE
NPN SILICON
POWER DARLINGTON
TRANSISTOR
450 VOLTS
500 WATTS

Designer's Data for
 "Worst-Case" Conditions

The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit data—representing device characteristics boundaries—are given to facilitate "worst-case" design.



- NOTES:
- DIMENSION A AND B ARE DATUMS.
 - T IS SEATING PLANE.
 - POSITIONAL TOLERANCE FOR MOUNTING HOLES:
 $\pm 0.38 (0.014) \text{ T A Q B Q}$

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	53.09	53.84	2.090	2.120
B	55.37	56.39	2.180	2.220
C	-	26.67	-	1.050
D	6.10	6.60	0.240	0.260
E	6.60	7.11	0.260	0.280
F	0.71	0.81	0.028	0.032
G	43.31	BSC	1.705	BSC
H	12.67	12.82	0.495	0.505
J	1.52	1.62	0.060	0.064
K	9.50	9.75	0.374	0.384
L	10.21	10.46	0.402	0.412
M	18.92	19.18	0.745	0.755
N	23.67	23.93	0.932	0.942
P	5.08	5.21	0.200	0.205
Q	3.53	3.78	0.139	0.149
R	6.76	7.26	0.266	0.286
S	14.73	15.24	0.580	0.600
V	5.33	5.84	0.210	0.230
W	6.40	6.65	0.252	0.262
X	7.37	7.62	0.290	0.300

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

FIGURE 6 -- BASE-EMITTER SATURATION VOLTAGE

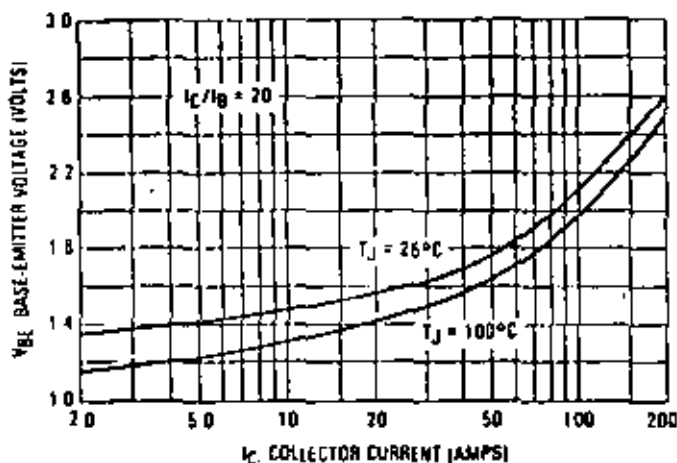
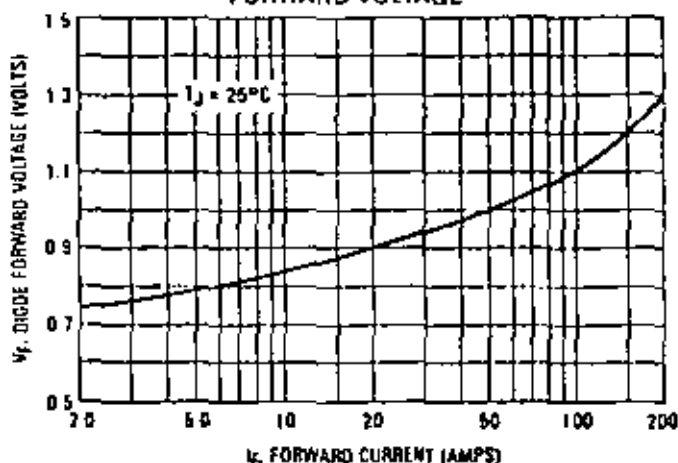


FIGURE 8 -- EMITTER-COLLECTOR DIODE FORWARD VOLTAGE



TYPICAL SWITCHING CHARACTERISTICS

FIGURE 7 -- INDUCTIVE SWITCHING MEASUREMENTS

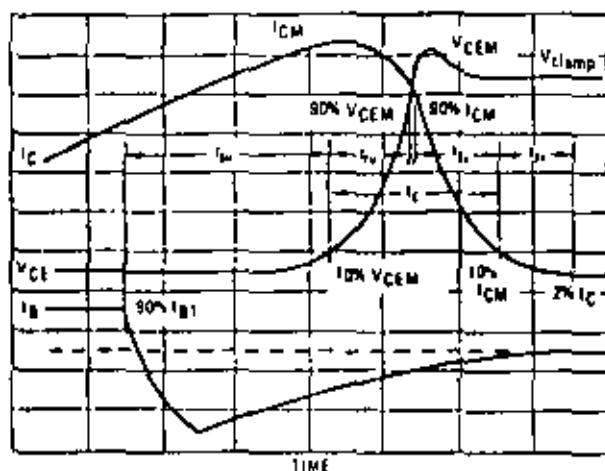


FIGURE 8 -- INDUCTIVE SWITCHING TIMES

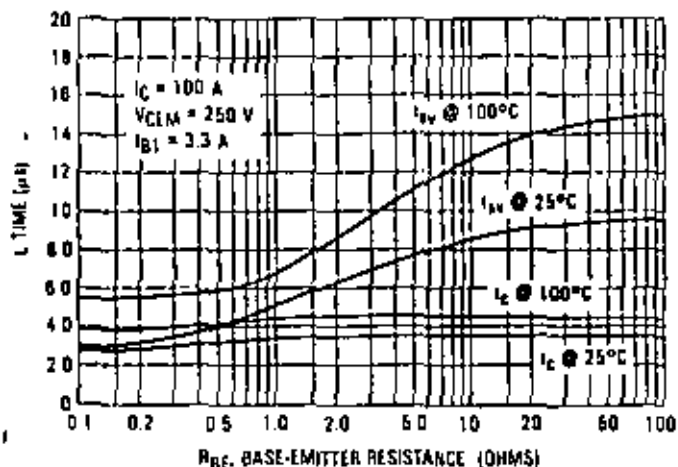


FIGURE 9 -- TURN-ON SWITCHING TIMES

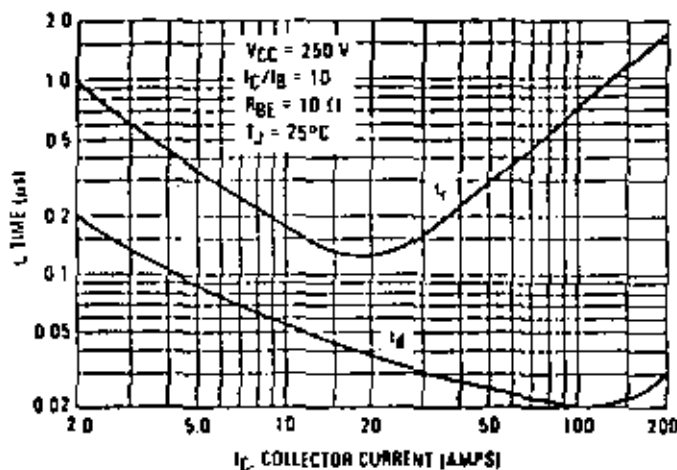
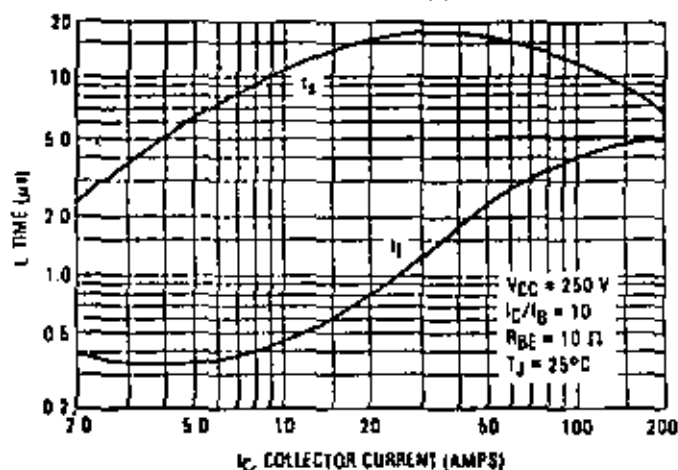


FIGURE 10 -- TURN-OFF SWITCHING TIMES



MAXIMUM RATINGS (Continued)

Electrical Rating	Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage		V_{CE0}	450	Vdc
Collector-Emitter Voltage ($R_{BE} = 10 \text{ Ohms}$)		V_{CER}	500	Vdc
Collector-Base Voltage		V_{CB}	500	Vdc
Emitter-Base Voltage		V_{EB}	8.0	Vdc
Collector Current — Operating, $T_C = 87.5^\circ\text{C}$ — Continuous, $T_C = 25^\circ\text{C}$ — Peak Repetitive, $T_C = 25^\circ\text{C}$ — Peak Nonrepetitive, $T_C = 25^\circ\text{C}$		I_C	100	A
			150	
			300	
			500	
Base Current — Continuous — Peak Nonrepetitive		I_B	50	A
			100	
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C For 1-minute overload		P_D	500	Watts
			40	W/ $^\circ\text{C}$
			667	Watts
Operating Junction and Storage Temperature Range For 1-minute overload		T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
			-55 to +200	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ($I_C = 250 \text{ mA}$, $I_B = 0$)	$V_{CE0(sus)}$	450	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 500 \text{ Vdc}$, $V_{BE(off)} = 1.5 \text{ Vdc}$) ($V_{CE} = 500 \text{ Vdc}$, $V_{BE(off)} = 1.5 \text{ Vdc}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$)	I_{CEV}	—	—	2.0 10	mA
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 500 \text{ Vdc}$, $R_{BE} = 10 \text{ }\Omega$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)	I_{CER}	—	—	10	mA
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 4.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}	—	—	650	mA

SAFE OPERATING AREA

Second Breakdown Collector Current with Base Forward-Biased	FBSOA	See Figure 13			
Clamped Inductive SOA with Base Reverse-Biased	RBSOA	See Figure 14			
Overload SOA	OLSOA	See Figures 16 and 17			

ON CHARACTERISTICS (1)

DC Current Gain ($I_C = 100 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 100 \text{ A}$, $V_{CE} = 10 \text{ V}$)	h_{FE}	50 60	—	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 100 \text{ Adc}$, $I_B = 3.3 \text{ A}$) ($I_C = 150 \text{ Adc}$, $I_B = 12 \text{ A}$) ($I_C = 100 \text{ Adc}$, $I_B = 3.3 \text{ A}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)	$V_{CE(sat)}$	—	—	2.0 3.3 2.5	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 100 \text{ Adc}$, $I_B = 3.3 \text{ Adc}$) ($I_C = 100 \text{ Adc}$, $I_B = 3.3 \text{ Adc}$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)	$V_{BE(sat)}$	—	—	3.0 3.0	Vdc

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Output Capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f_{test} = 1.0 \text{ kHz}$)	C_{ob}	—	—	4000	pF
--	----------	---	---	------	----

(1) Pulse Test. Pulse width of 300 μs , duty cycle $\leq 20\%$.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued) ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit		
SWITCHING CHARACTERISTICS							
Resistive Load							
Delay Time	$V_{CC} = 250\text{ Vdc}, I_C = 100\text{ A}, I_{B1} = 3.3\text{ A},$ $R_{BE} = 10\ \Omega, I_P = 50\ \mu\text{s},$ Duty Cycle $\leq 2.0\%$	I_B	—	0.03	0.25	μs	
Rise Time		t_r	—	0.9	3.0	μs	
Storage Time		t_s	—	10	25	μs	
Fall Time		t_f	—	3.0	10	μs	
Inductive Load, Clamped							
Storage Time	$I_{CM} = 100\text{ A},$ $V_{CEM} = 250\text{ V}, R_{BE} = 10\ \Omega,$ $I_{B1} = 3.3\text{ A}$	$T_J = 100^\circ\text{C}$	t_{sv}	—	15	50	μs
Crossover Time			t_c	—	4.0	15	μs
Storage Time		$T_J = 25^\circ\text{C}$	t_{sv}	—	10	25	μs
Crossover Time			t_c	—	2.7	10	μs

C-E DIODE CHARACTERISTICS

Power Dissipation ($I_B = 0$)	P_D	—	—	250	W
Forward Voltage (1) ($I_F = 100\text{ A}$) ($I_F = 200\text{ A}$)	V_F	—	1.1	1.5	V
		—	1.4	2.0	V
Reverse Recovery Time ($d_1/d_2 = 25\text{ A}/\mu\text{s}, I_F = 100\text{ A}$)	t_{rr}	—	3.3	10	μs
Forward Turn-On Time (Compliance Voltage = 250 V, $I_F = 100\text{ A}$)	t_{on}	—	0.3	1.0	μs
Single Cycle Surge Current (60 Hz)	I_{FSM}	—	—	500	A

(1) Pulse Test: Pulse width of 300 μs , duty cycle $\leq 2.0\%$.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 1 — DC CURRENT GAIN

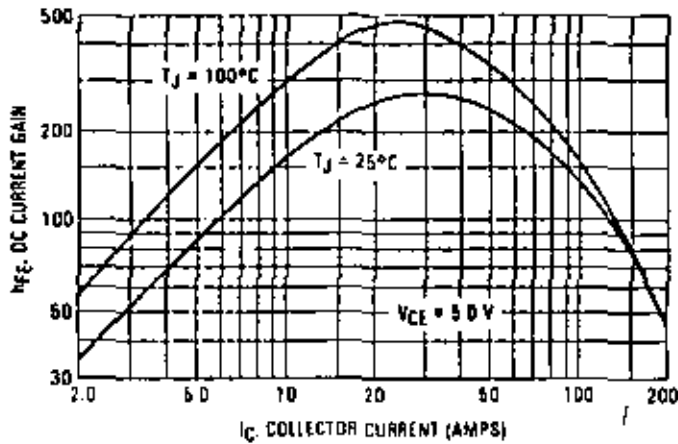


FIGURE 2 — DC CURRENT GAIN

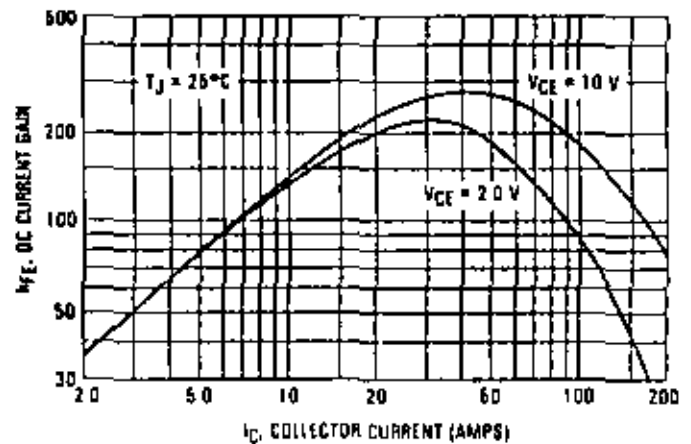


FIGURE 3 — DC CURRENT GAIN

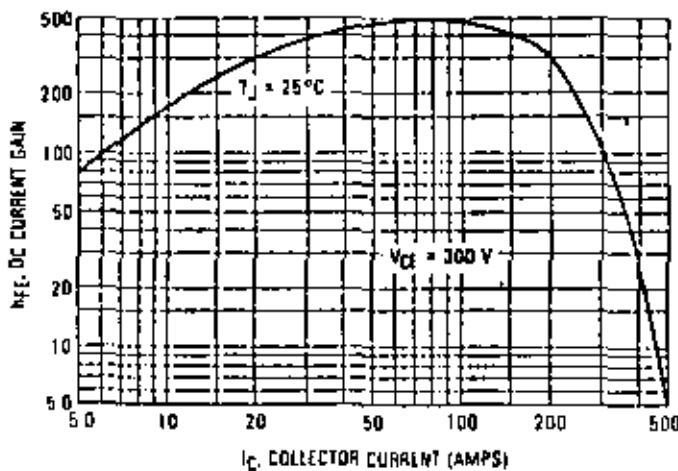
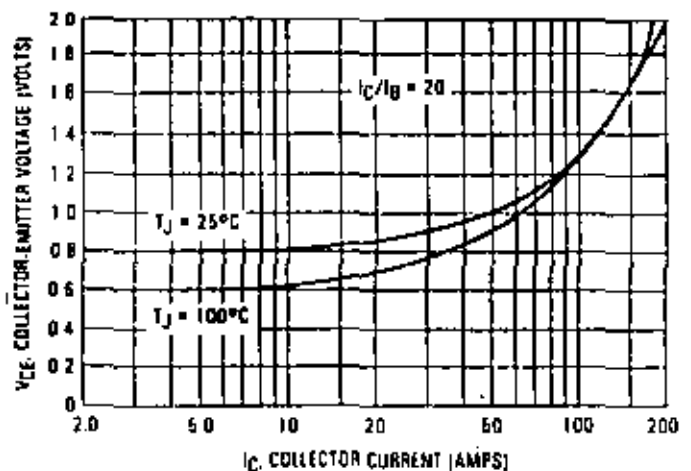


FIGURE 4 — COLLECTOR SATURATION REGION



The Safe Operating Area figures shown in Figures 13 and 14 are specified for these devices under the test conditions shown.

FIGURE 13 — MAXIMUM RATED FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA (FBSOA)

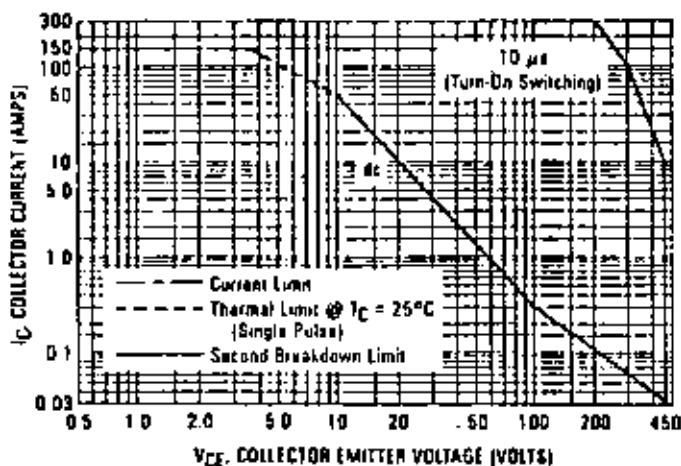


FIGURE 14 — MAXIMUM RATED REVERSE-BIAS SAFE OPERATING AREA (RBSOA)

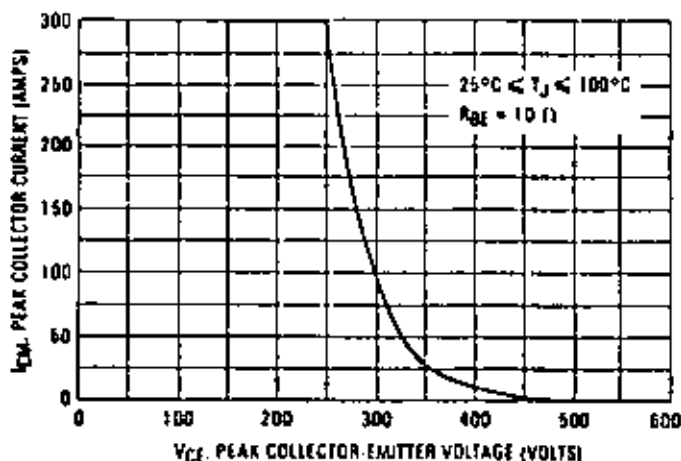
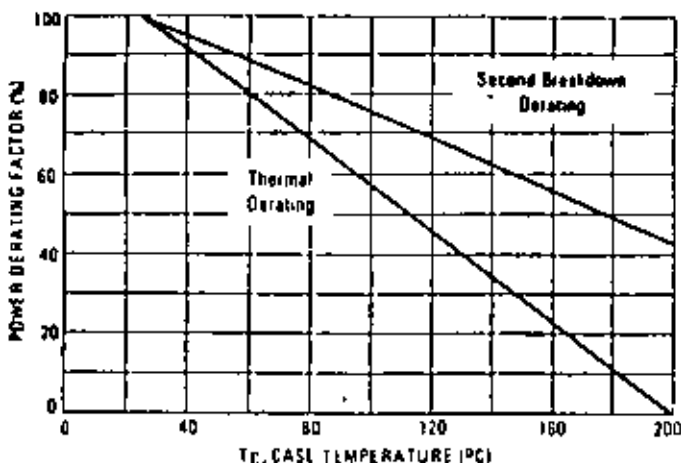


FIGURE 15 — POWER DERATING



SAFE OPERATING AREA INFORMATION

FORWARD BIAS

There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate I_C - V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 13 is based on $T_C = 25^\circ\text{C}$; $T_{J(pk)}$ is variable depending on power level. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% but must be derated when $T_C > 25^\circ\text{C}$. Second breakdown limitations do not derate the same as thermal limitations. Allowable current at the voltages shown on Figure 13 may be found at any case temperature by using the appropriate curve on Figure 15.

$T_{J(pk)}$ may be calculated from the data in Figure 12. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

REVERSE BIAS

For inductive loads, high voltage and high current must be sustained simultaneously during turn-off, in most cases, with the base to emitter junction reverse biased. Under these conditions the collector voltage must be held to a safe level at or below a specific value of collector current. This can be accomplished by several means such as active clamping, RC snubbing, load line shaping, etc. The safe level for these devices is specified as Reverse-Bias Safe Operating Area and represents the voltage-current condition allowable during reverse-biased turn-off. This rating is verified under clamped conditions so that the device is never subjected to an avalanche mode. Figure 14 gives the RBSOA characteristics.

OVERLOAD SAFE OPERATING AREA

The forward-bias safe operating area (FBSOA) specification given in Figure 13 adequately describes transistor capability for normal repetitive operation. When short circuit or fault conditions occur, these transistor specifications are not always adequate. A specification called overload safe operating area (OLSOA) has been developed to describe the transistor's ability to survive under fault conditions. OLSOA is specified under two types of conditions.

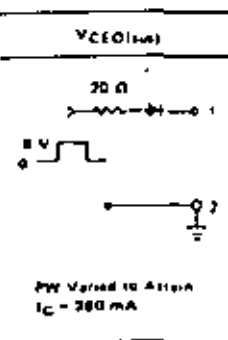
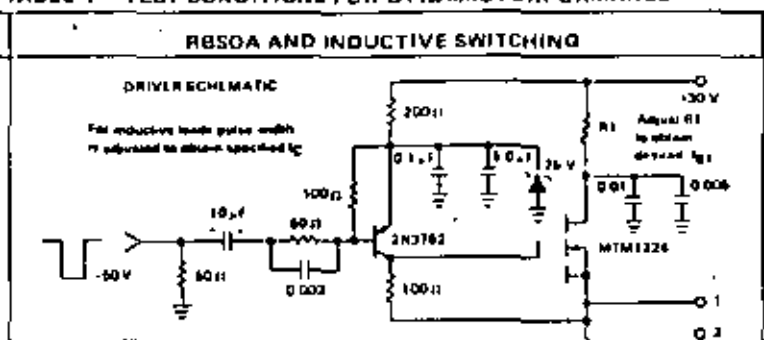
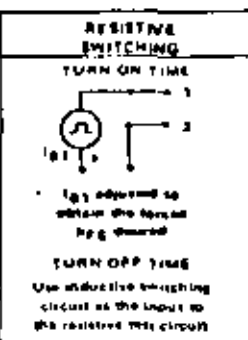
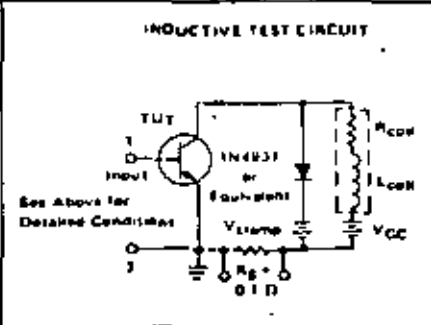
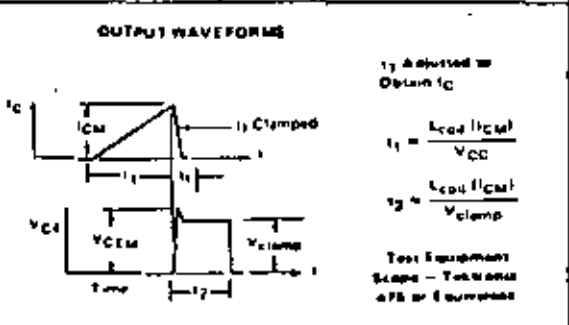
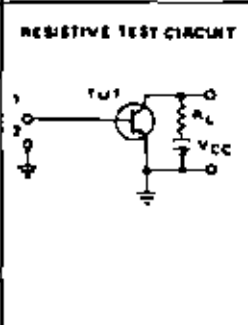
TYPE I OLSOA

Type I OLSOA applies when maximum collector current is limited and known. A good example is a circuit where an inductor is inserted between the transistor and the bus, which limits the rate of rise of collector current to a known value. If the transistor is then turned off within a specified amount of time, the magnitude of collector current is also known. Figure 16 depicts the Type I OLSOA rating for the MJ10100. Maximum allowable collector-emitter voltage versus collector current is plotted for several pulse widths. (Pulse width is defined as the time lag between the fault condition and the removal of base drive.) Storage time of the transistor has been factored into the curve. Therefore, with bus voltage and maximum collector current known,

(continued on back page)



TABLE 1 - TEST CONDITIONS FOR DYNAMIC PERFORMANCE

<p>INPUT CONDITIONS</p>  <p>20 Ω 5 V PW Varied to Achieve I_C = 200 mA</p>	<p>V_{CE(Off)}</p>	<p>RBSOA AND INDUCTIVE SWITCHING</p> <p>DRIVER SCHEMATIC</p> <p>Fall inductive load pulse width t_f adjusted to obtain specified I_C</p> 	<p>RESISTIVE SWITCHING</p> <p>TURN ON TIME</p>  <p>t₁ adjusted to obtain the forced β_g desired</p> <p>TURN OFF TIME</p> <p>Use inductive switching circuit as the input to the resistive test circuit</p>
<p>CIRCUIT VALUES</p> <p>L_{load} = 10 mH R_{load} = 0.2 Ω V_{drive} = V_{CE(Off)}</p>		<p>L_{load} = 50 μH V_{CC} = 20 V</p>	<p>V_{CC} = 250 V R_L = 25 Ω Pulse Width = 25 μs</p>
<p>TEST CIRCUITS</p>	<p>INDUCTIVE TEST CIRCUIT</p>  <p>TUT Input See Above for Detailed Conditions</p>	<p>OUTPUT WAVEFORMS</p>  <p>t₁ adjusted to Obtain I_C</p> $t_1 = \frac{L_{load} I_{CM}}{V_{CC}}$ $t_2 = \frac{L_{load} I_{CM}}{V_{clamp}}$ <p>Test Equipment Scope - Tektronix 475 or equivalent</p>	<p>RESISTIVE TEST CIRCUIT</p> 

*Adjust - V such that V_{BE(off)} = 5 V except as required for RBSOA (Figure 14).

SWITCHING TIMES NOTE

In resistive switching circuits, rise, fall, and storage times have been defined and apply to both current and voltage waveforms since they are in phase. However, for inductive loads which are common to SWITCHMODE power supplies and motor controls, current and voltage waveforms are not in phase. Therefore, separate measurements must be made on each waveform to determine the total switching time. For this reason, the following new terms have been defined.

- t_{sv} = Voltage Storage Time, 80% I_{B1} to 10% V_{CEM}
- t_{rv} = Voltage Rise Time, 10-90% V_{CEM}
- t_{fi} = Current Fall Time, 90-10% I_{CM}
- t_{ti} = Current Tail, 10-2% I_{CM}
- t_c = Crossover Time, 10% V_{CEM} to 10% I_{CM}

An enlarged portion of the inductive switching waveform

is shown in Figure 7 to aid on the visual identity of these terms.

For the designer, there is minimal switching loss during storage time and the predominant switching power losses occur during the crossover interval and can be obtained using the standard equation from AN-222A:

$$P_{SWT} = 1/2 V_{CC} I_{CM} t_c / f$$

In general, t_{rv} + t_{fi} = t_c. However, at lower test currents this relationship may not be valid.

As is common with most switching transistors, resistive switching is specified at 25°C and has become a benchmark for designers. However, for designers of high frequency converter circuits, the user-oriented specifications which make this a "SWITCHMODE" transistor are the inductive switching speeds (t_c and t_{sv}) which are guaranteed at 100°C.

FIGURE 11 - PEAK REVERSE BASE CURRENT

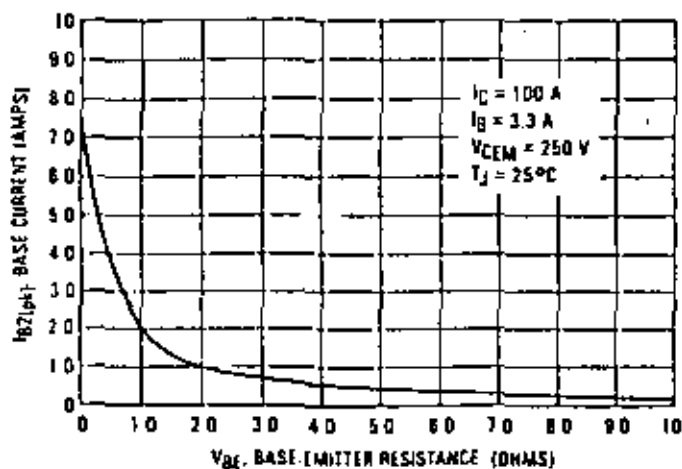
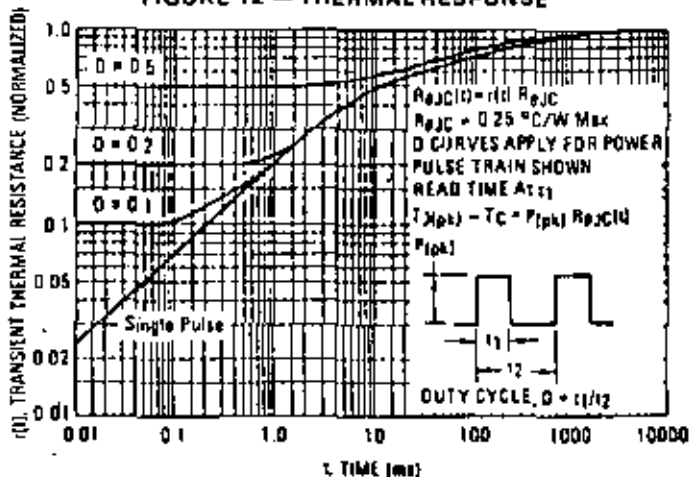


FIGURE 12 - THERMAL RESPONSE



OVERLOAD CHARACTERISTICS

FIGURE 16 — OVERLOAD SAFE OPERATING AREA TYPE I (OLSOA)

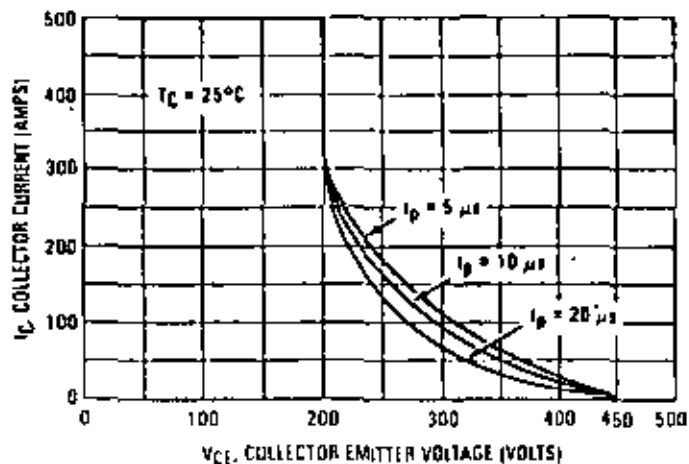


FIGURE 17 — OVERLOAD SAFE OPERATING AREA TYPE II (OLSOA)

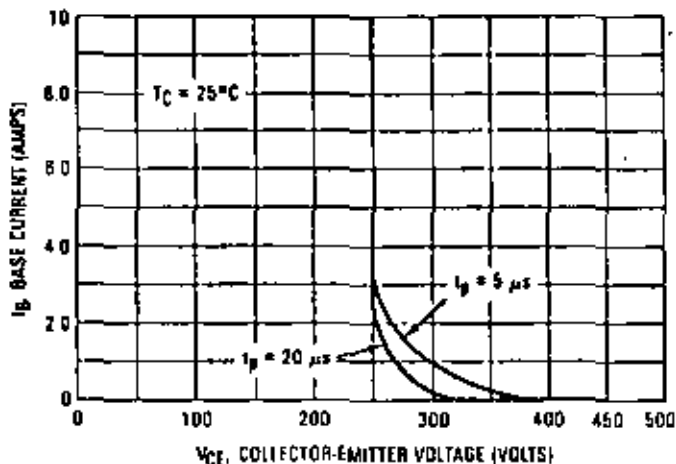


FIGURE 18 — OVERLOAD SOA TEST CIRCUIT TYPE I

Notes:

- $V_{CE} = V_{CC} + V_{BE}$
- Adjust pulsed current source for desired I_C, I_B

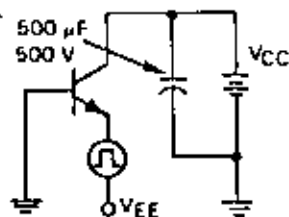
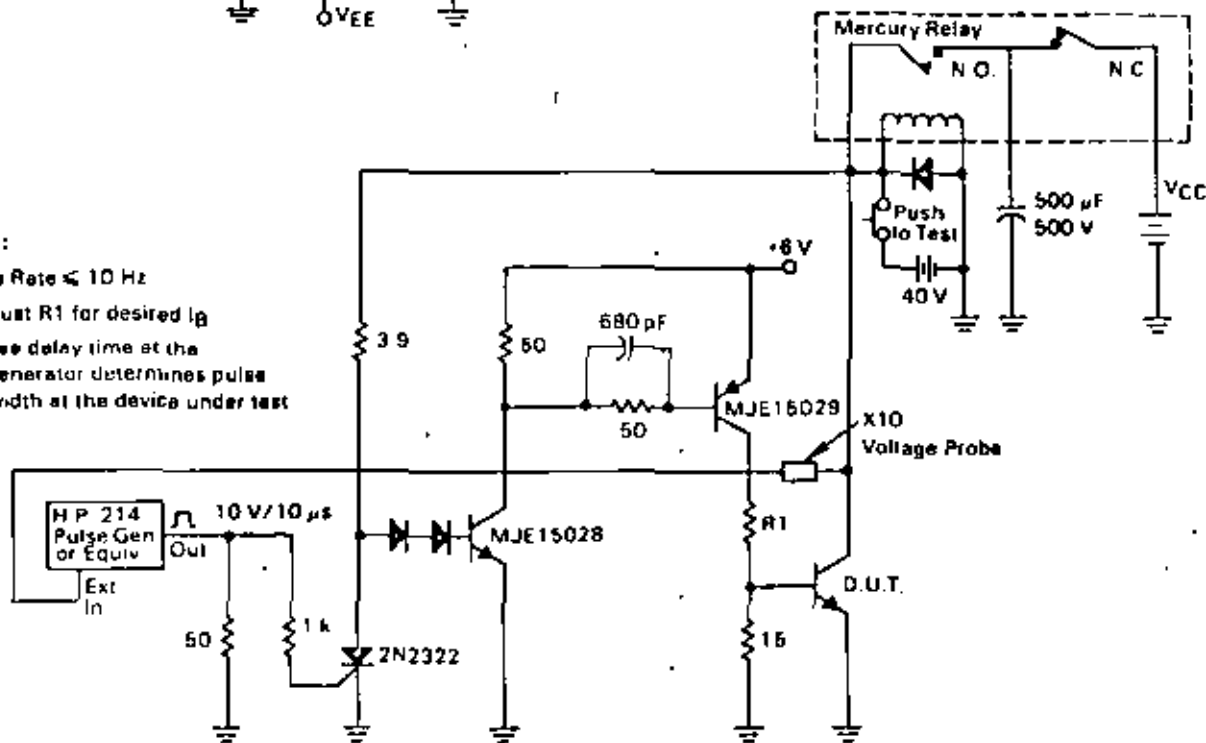


FIGURE 19 — OVERLOAD SOA TEST CIRCUIT TYPE II

Notes:

- Rep Rate ≤ 10 Hz
- Adjust R1 for desired I_B
- Pulse delay time at the generator determines pulse width at the device under test



SAFE OPERATING AREA INFORMATION (continued)

TYPE I OLSOA (continued)

Figure 16 defines the maximum time which can be allowed for fault detection and shutdown of base drive.

Type I OLSOA is measured in a common-base circuit (Figure 1B) which allows precise definition of collector-emitter voltage and collector current. This is the same circuit that is used to measure forward-bias safe operating area.

TYPE II OLSOA

Type II OLSOA applies when maximum collector current is not limited by circuit design, but is limited only by the gain of the transistor. Therefore, collector current does not appear on the Type II OLSOA curve. This curve defines a safe region of operation from the information that is usually available to the designer.

This information is normally base drive, bus voltage and time. In terms of the OLSOA curve, bus voltage is assumed to be worst-case collector-emitter voltage, and time is defined to be the same pulse width that was described for Type I OLSOA. Using these variables, maximum collector-emitter voltage versus base drive is plotted for several values of pulse width. A safe region of operation is thus determined by the circuit parameters. Type II OLSOA, as

shown in Figure 17, is measured in the circuit shown in Figure 19, and measurement is made as follows: Base current is applied while the collector is open, allowing a highly overdriven saturated condition. Next, a stiff voltage source is applied to the collector. The rising voltage at the collector of the transistor triggers a delay function. At the end of this delay, base drive is removed. The delay time is the variable on the Type II OLSOA curve. The storage time of the transistor is thereby factored into the rating.

There are several additional aspects to be considered regarding OLSOA. The first consideration is that OLSOA is strictly a NONREPETITIVE rating. It is intended to describe the survivability of the transistor during an accidental overload and is not intended to describe a stress level which can be sustained indefinitely. The number of nonrepetitive faults for which OLSOA is defined for the MJ10100 is 100 occurrences. Another factor is the form of turn-off bias. For the MJ10100, turn-off bias has relatively little effect on its OLSOA capability. This observation is valid from $I_{B2} = 0$ (soft) to $V_{BE(off)} = 5$ V (stiff).

OLSOA is subject to the same derating with temperature as normal FBSOA. The second breakdown derating curve is applied to the allowable current at any given voltage, using the same procedure that is followed with pulsed FBSOA.

Motorola reserves the right to make changes to any products herein to improve reliability, function or design. Motorola does not assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit described herein; neither does it convey any license under its patent rights nor the rights of others.



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

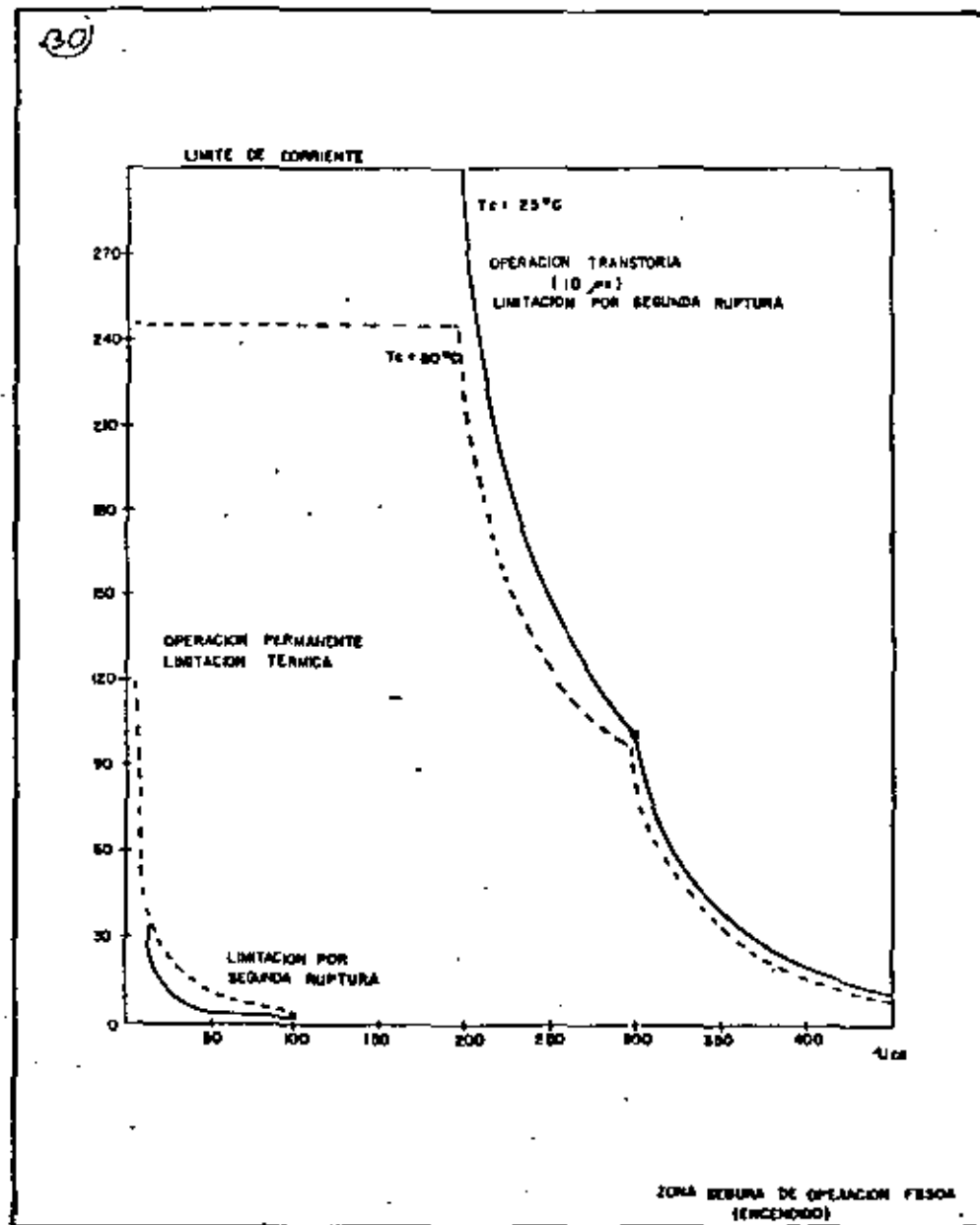
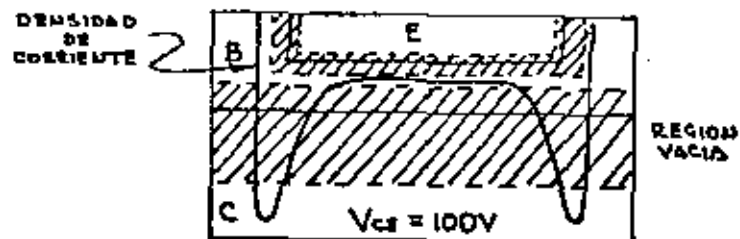
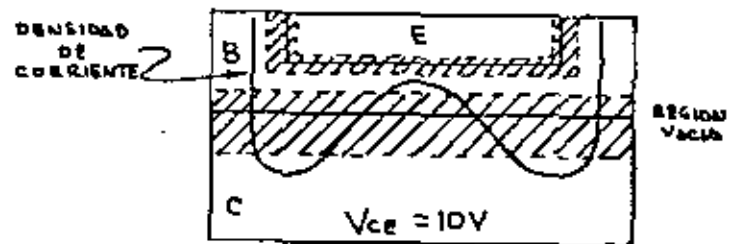
BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036 • A SUBSIDIARY OF MOTOROLA INC.

CAUSAS DE LA SEGUNDA RUPTURA

TRANSICION AL ESTADO DE CONDUCCION

RSPD
(FBSOA)

LA CAPACIDAD DEL TRANSISTOR PARA DISIPAR POTENCIA DISMINUYE CON EL INCREMENTO DE LA TENSION COLECTOR-EMISOR A CAUSA DEL INCREMENTO EN LA DENSIDAD DE CORRIENTE



ZONA DEBIDA DE OPERACION FBSOA (ENCENDIDO)

TRANSICION AL ESTADO DE CORTE

RSPI

(RBSOA)

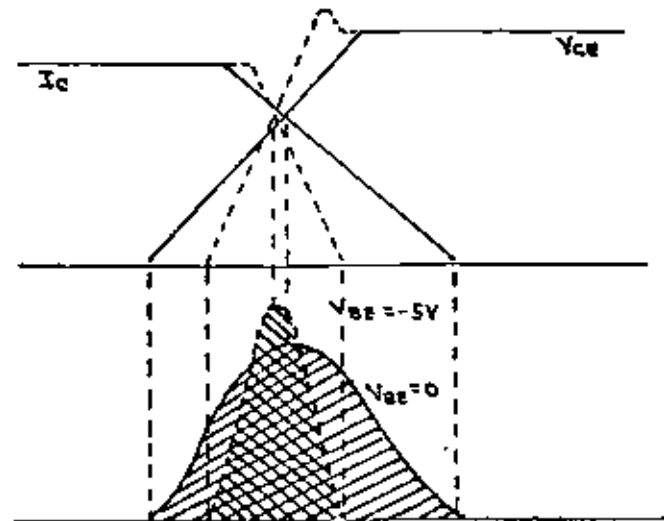
EXPRESA LA CAPACIDAD DEL TRANSISTOR PARA SOPORTAR ESFUERZOS TRANSITORIOS POR LO QUE A ENERGIA SE REFIERE.

DEPENDE DE:

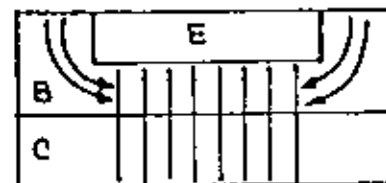
ENERGIA DISIPADA EN LA TRANSICION A CORTE.

INCREMENTO EN LA DENSIDAD DE CORRIENTE POR CAUSA DE POLARIZACION INVERSA DE LA JUNTURA BASE-EMISOR.

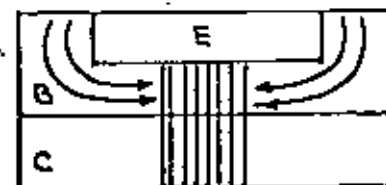
(2)



EFFECTOS DE LA POLARIZACION INVERSA DE LA JUNTURA B-E



$V_{be} = 0V$

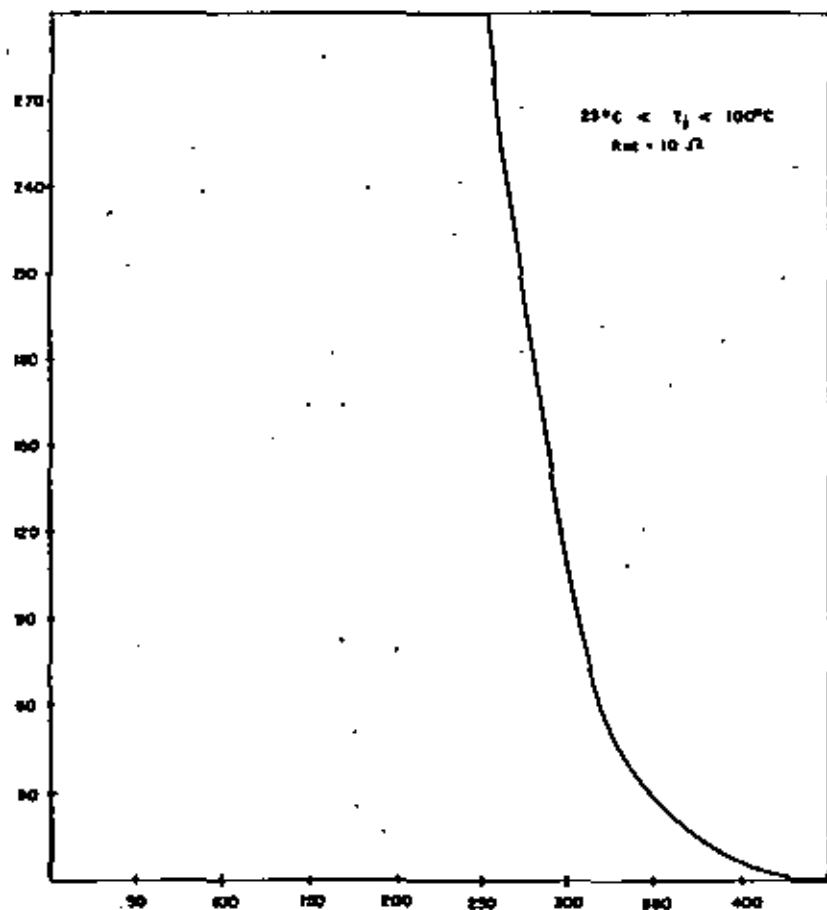


$V_{be} = -5V$

32

IMPULSORES

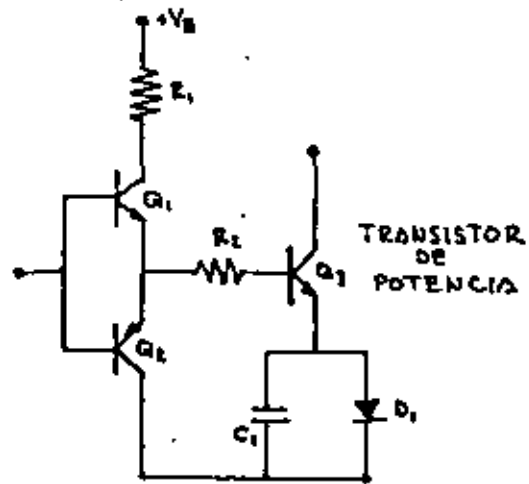
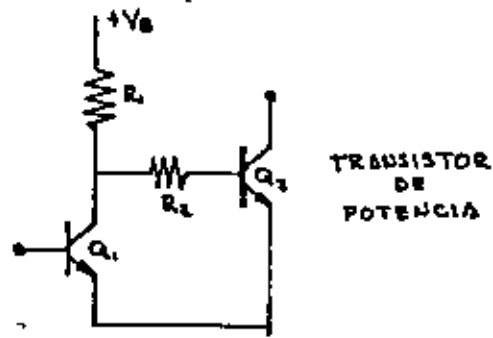
CARACTERISTICAS DESEABLES



ZONA SEGURA DE OPERACION RESON
(APAGADO)

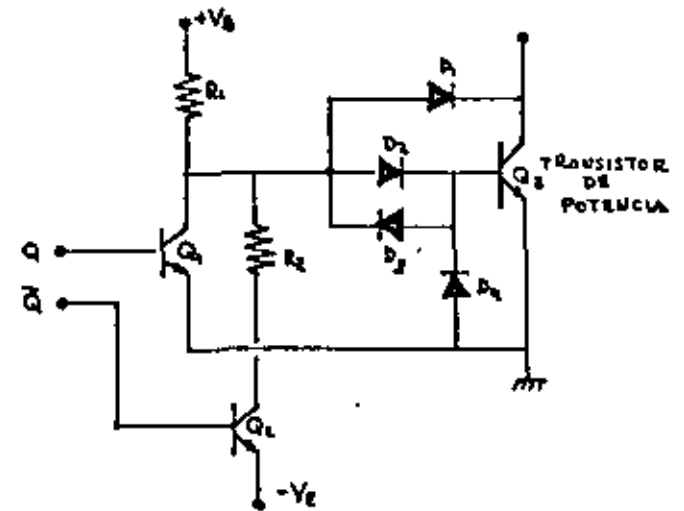
CARACTERISTICA	EFECTO		
	ENCENDIDO	APAGADO	RECIDADA
Sobreimpulso al encender el transistor	X		X
Fijación de un nivel crítico de saturación		X	X
Corriente suficiente para mantener saturación			X
Corriente inversa al apagado del transistor		X	X
Baja impedancia del impulsor de base			X

IMPULSORES DIRECTOS

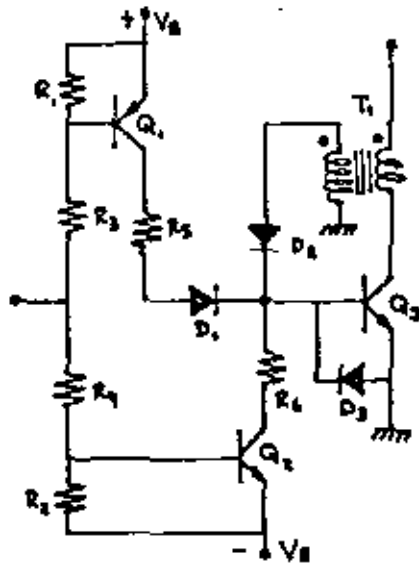


IMPULSORES PROPORCIONALES

(33)



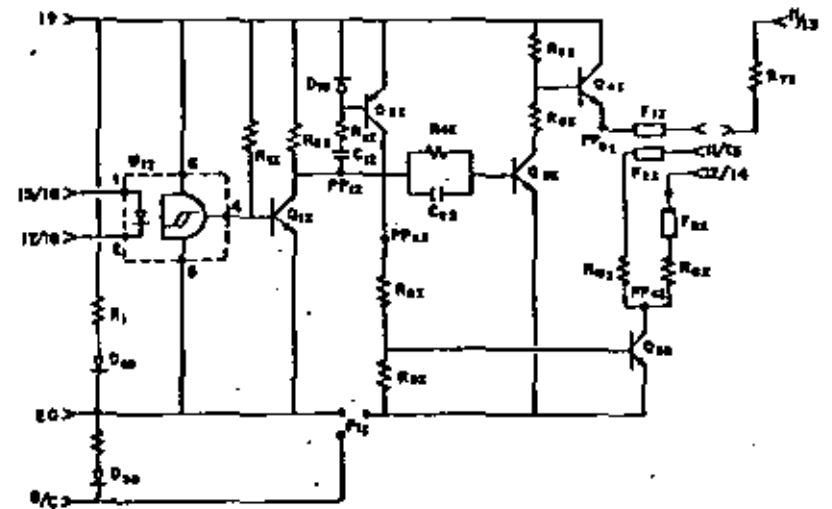
- Q_1 Impulsor - para encendido de Q_2
- Q_2 impulsor para apagado de Q_2
- D_1 Limitador del nivel de saturación
- D_2 Define $(V_{ce})_{Q_2}$ en saturación
- D_3, D_4 Protección de la juntura BE de Q_2
- R_1, R_2 Limitadoras de corriente



TRANSISTOR DE POTENCIA

(34)

- Q₁ impulsor para encendido de Q₃
- Q₂ impulsor para apagado de Q₃
- D₁, D₂ encruñadores de la corriente de base de Q₃
- D₃ protección de la juntura BE de Q₃
- R₁, R₂ Aseguran apagado de Q₁ y Q₂ respectivamente
- R₃, R₄ Limitadoras de la corriente de base de Q₁ y Q₂ respectivamente
- R₅, R₆ Limitadoras de la corriente de base de Q₃
- T₁ Transformador de corriente para retroalimentación positiva.

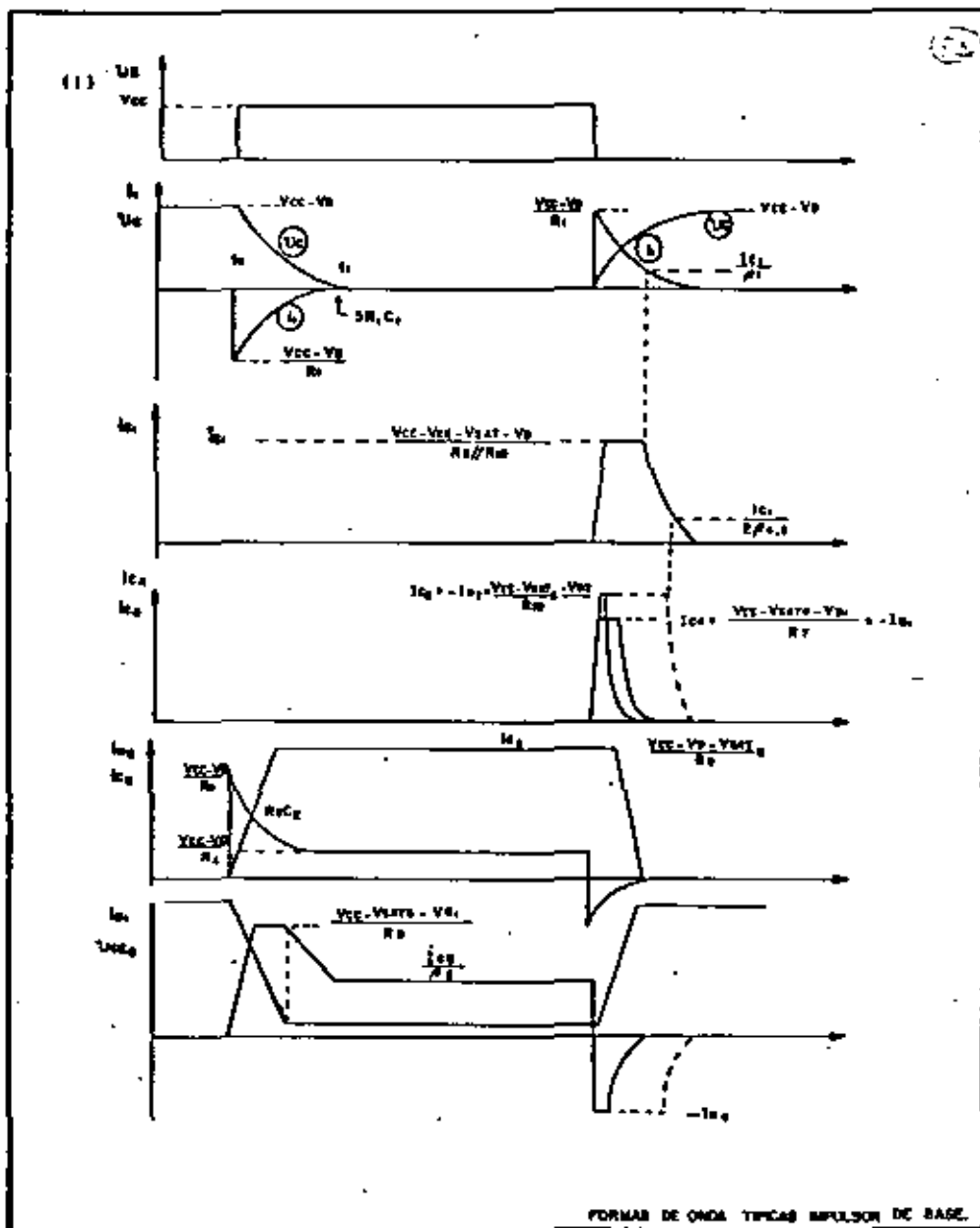


	INSTITUTO DE INVESTIGACIONES ELECTRICAS		TITULO: - IMPULSOR DE BASE	
	DIVISION DE EQUIPOS OPTO. DE ELECTRONICA		CLASIFICACION	REVISION
DISEÑO:		APROBÓ:		ESCALA:
				PLANO:

REDES AMORTIGUADORAS

PROPOSITO:

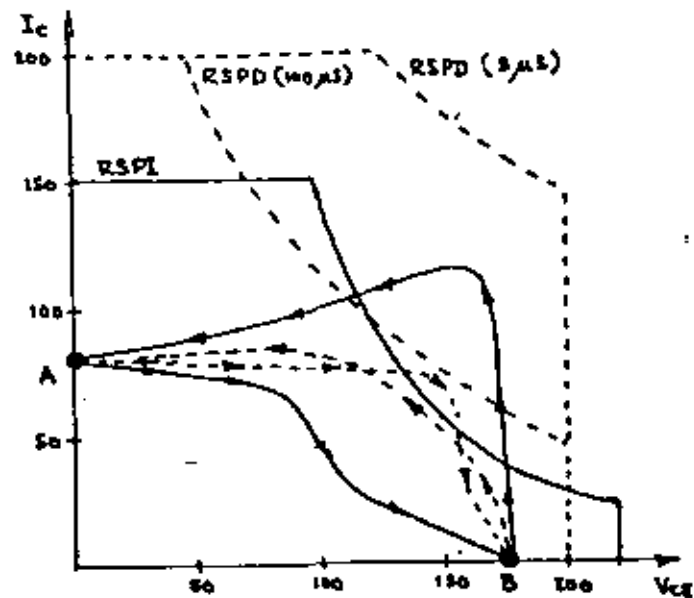
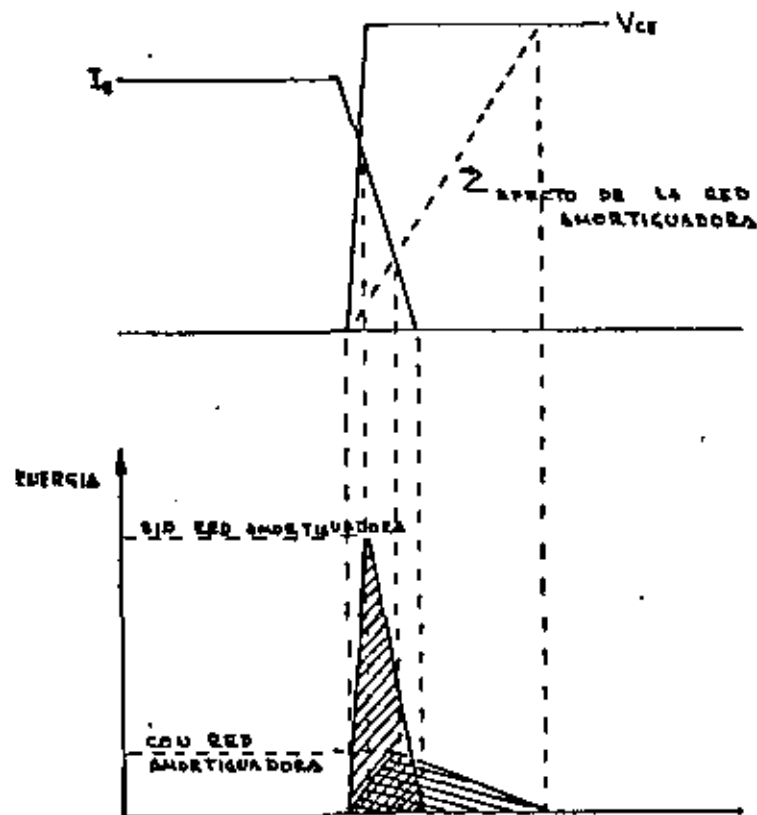
- CONFINAR LA T.D.O. A LA REGION SEGURA DE OPERACION
- REDUCIR LAS PERDIDAS EN LA CONMUTACION
- LIMITAR LA RAZON DE CAMBIO DE LA TENSION DE COLECTOR
- LIMITAR LA RAZON DE CAMBIO DE LA CORRIENTE DE COLECTOR



CONMUTACION A ESTADO DE BLOQUEO

TRAYECTORIA DINAMICA DE OPERACION

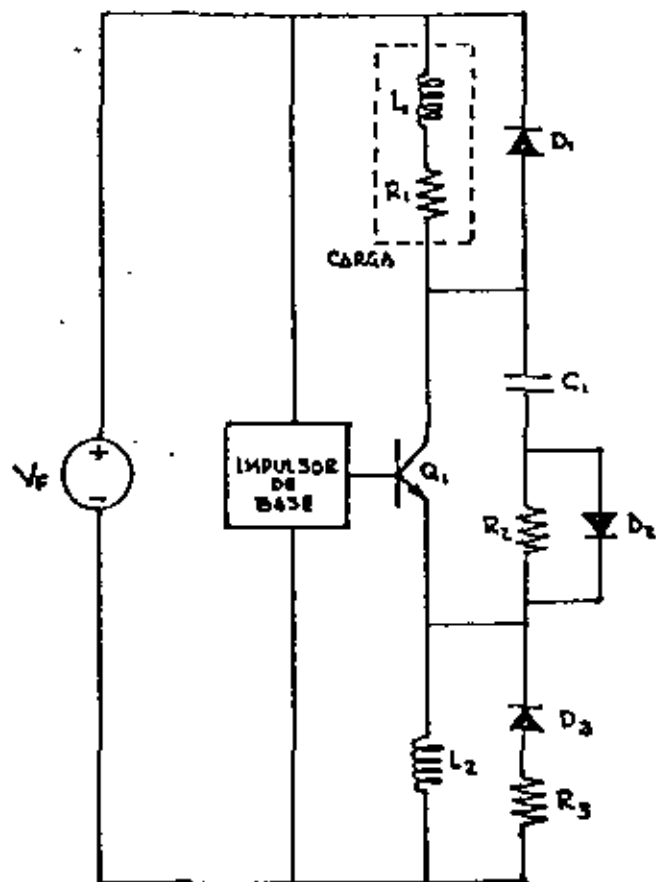
(36)



- TDO SIN RED AMORTIGUADORA
- TDO CON RED AMORTIGUADORA

CIRCUITO TIPICO

PARA UN TROCEADOR CLASE A



(32)

FUNCION DE LOS ELEMENTOS

- L₁, R₁ MODELO DE LA CARGA
- Q₁ TRANSISTOR DE POTENCIA
- D₁ DIODO DE RETORNO DE L₁
- C₁ LIMITADOR DE LA RAZON DE CAMBIO DE LA TENSION C-E DE Q₁
- R₂ LIMITADORA DE LA CORRIENTE DE DESCARGA DE C₁
- D₂ PROPORCIONA UNA TRAYECTORIA DE CARGA PARA C₁
- L₂ LIMITADORA DE LA RAZON DE CAMBIO DE LA CORRIENTE DE EMISOR DE Q₁
- D₃ DIODO DE RETORNO DE L₂
- R₃ RESISTENCIA DISIPADORA DE LA ENERGIA ALMACENADA EN L₂

CRITERIOS PARA EL DISEÑO

(C₁)

$$C_1 = \frac{I_{CM}}{\Delta V_{CE}} \Delta t_A$$

DONDE:

I_{CM} = CORRIENTE DE COLECTOR MÁXIMA

ΔV_{CE} = MÁXIMA EXCURSION PERMISIBLE DE LA TENSION C-E.

Δt_A = TIEMPO DE LEVANTAMIENTO DESEADO (2 A 5 VECES EL TIEMPO DE LEVANTAMIENTO PROPIO DEL TRANSISTOR)

(R₂)

$$R_2 = \frac{V_F}{I_{CB}}$$

DONDE

V_F = TENSION DE SUMINISTRO

I_{CB} = MÁXIMA CORRIENTE DE COLECTOR EN LA TRANSICION A CONDUCCION

SE DEBERA CUMPLIR ADEMÁS QUE:

$$3R_2 C_1 < (t_r)_{\min}$$

LA POTENCIA DISIPADA POR R₂ SERÁ

$$W_{R_2} = \frac{1}{2T} C_1 V_F^2$$

(L₂)

(30)

$$L_2 = \Delta V_L \frac{\Delta t_e}{\Delta I_E}$$

DONDE

ΔV_L = MÁXIMO INCREMENTO DE TENSION A TRAVES DE L₂

Δt_e = DURACION DE LA TRANSICION A ENCENDIDO

ΔI_E = VALOR MÁXIMO DE LA CORRIENTE DE COLECTOR EN LA TRANSICION

$\frac{\Delta t_e}{\Delta I_E}$ se ajustará al valor máximo recomendado para el dispositivo

(R₃)

$$R_3 = \frac{5L_2}{(T - t_e)_{\min}}$$

ADEMÁS:

$$W_{R_3} = \frac{1}{2T} L_2 I_C^2$$

(D₂)

(D₃)

DEBERÁN TOMAR LOS ESFUERZOS ELECTRICOS Y TÉRMICOS CORRESPONDIENTES.



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

CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS ELECTRICAS

IV REALIZACION CON TIRISTORES

Ing. Luis Marcial Hernández Ortega

NOVIEMBRE, 1982

IV REALIZACION CON ^① TIRISTORES

CONMUTACION FORZADA

CIRCUITO BASICO

ANALISIS DE CIRCUITOS PRACTICOS

IMPULSORES DE COMPUERTA

REDES AMORTIGUADORAS



SEMICONDUCTORS

IMPULSE ELECTRONICS OF MODULAR TRANSISTORS, TRIACS
RECTIFIERS, SCRs, UNIJUNCTIONS, POWER MODULES
POWER MOSFET TRANSISTORS, POWER TRANSISTORS

HI-LINE™

High Speed Power Module

1400 VOLTS

70 AMPS RMS

WF4DA40
WF4DB40
WF4DC40

The General Electric WF4D__40 series of HI-LINE™ Power Modules are designed for power switching at high frequencies. These modules utilize high speed SCR and/or diode subassemblies. These subassemblies are attached to copper pads directly bonded to ceramic (GE patented) and are protected by a proprietary passivant in a stress-free cavity package resulting in highly efficient, reliable, electrically isolated Power Modules.

The modules are designed to be used for variable speed AC motor control, choppers, induction heaters, ultrasonic and ozone generators, high frequency power supplies, cycloconverters and pulsers.

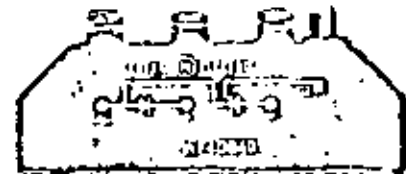
FEATURES:

- Fully characterized for operation in inverter, chopper and pulser applications
- 2500 volt (RMS) electrically isolated package - UL recognized
- Meets UL creep and strike distances for up to 600 volt (RMS) line applications
- Low thermal resistance
- High thermal cycling capability
- Extended blocking life capability
- Nickel plated power terminals
- 110 Faston gate terminals
- Modular building block design flexibility

NOTE: Rating curves apply to SCR only. For Diode rating curves see specification sheet 90.3.



SCR - DIODE



DIODE - SCR



SCR - SCR

MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

TYPE	REPETITIVE PEAK OFF-STATE VOLTAGE, $V_{DRM}^{(1)}$ $T_C = -40^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE, $V_{RRM}^{(1)}$ $T_C = -40^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE, $V_{RSM}^{(1)}$ $T_C = +125^{\circ}C$
WF4D_40C	300	300	400
WF4D_40D	400	400	500
WF4D_40M	600	600	720
WF4D_40N	800	800	950
WF4D_40P	1000	1000	1200
WF4D_40PB	1200	1200	1350
WF4D_40PD	1400	1400	1550

(1) Half sinewave voltage pulse, 10 millisecond maximum pulse width.

RMS On-State Current, per SCR, $I_T(RMS)$	70 Amperes
Average On-State Current, per SCR, ($T_{BP} = +85^{\circ}C$), $I_T(AV)$	40 Amperes
Critical Rate-of-Rise of On-State Current, di/dt^* : (non-repetitive)	100 Amperes per Microsecond
(repetitive)	75 Amperes per Microsecond
Peak One-Cycle Surge (non-repetitive) On-State Current, I_{TSM}	670 Amperes (50 Hz); 700 Amperes (60 Hz)
I^2t (for fusing), for times ≥ 1.5 milliseconds (see Figure 15)	1360 (RMS Amperes) ² - seconds
≥ 8.3 milliseconds (see Figure 15)	2000 (RMS Amperes) ² - seconds
Average Gate Power Dissipation, $P_G(AV)$	2 Watts

* di/dt ratings established in accordance with EIA-NEMA Standard RS-397, Section 5.2.2.6.

Storage Temperature, T_{stg}	-40°C to +125°C
Operating Temperature, T_j	-40°C to +125°C
Mounting Torque (M6 screws recommended)	35 lb-in. (4 NM) Min.; 44 lb-in. (5 NM) Max.
Terminal Torque	25 lb-in. (2.8 NM) Min.; 28 lb-in. (3.2 NM) Max.
Minimum Strike Distance	
Terminal To Terminal	0.410 Inch; 1.07 CM
Terminal To Baseplate	1.25 Inch; 3.17 CM
Minimum Creep Distance	
Terminal To Terminal	0.510 Inch; 1.3 CM
Terminal To Baseplate	1.30 Inch; 3.3 CM
Maximum Weight	4.23 Ounces; 120 Grams

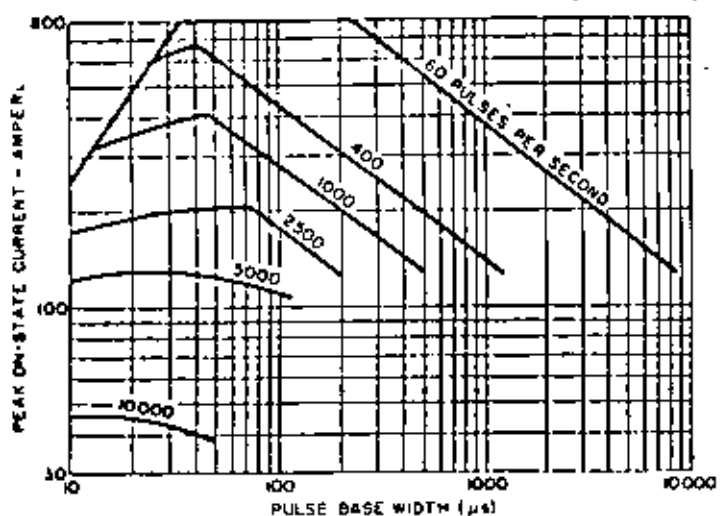
CHARACTERISTICS

TEST	SYMBOL	MIN	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
Repetitive Peak Reverse and Off-State Current	I_{RRM} and I_{ORM}		7	15	mA	$T_j = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, $V = V_{DRM} = V_{RRM}$
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Higher Values May Cause Device Switching)	dv/dt	200			V/ μsec .	$T_j = +125^\circ\text{C}$, Gate Open, V_{DRM} Rated Using Linear or Exponential Ramping Waveform. Exponential $dv/dt = \frac{V_{DRM}}{t} (0.32)$
Higher minimum dv/dt selections available - consult factory.						
DC Gate Trigger Current	I_{GT}			150 200 225	mA dc	$T_c = +25^\circ\text{C}$, $V_D = 6 \text{ Vdc}$, $R_f = 10 \text{ Ohms}$ $T_c = -40^\circ\text{C}$, $V_D = 6 \text{ Vdc}$, $R_f = 10 \text{ Ohms}$ $T_c = +125^\circ\text{C}$, $V_D = 6 \text{ Vdc}$, $R_f = 10 \text{ Ohms}$
DC Gate Trigger Voltage	V_{GT}			3.0 3.5	Vdc	$T_c = +25^\circ\text{C}$, $V_D = 6 \text{ Vdc}$, $R_f = 10 \text{ Ohms}$ $T_c = -40^\circ\text{C}$, $V_D = 6 \text{ Vdc}$, $R_f = 10 \text{ Ohms}$ $T_c = +125^\circ\text{C}$ Rated V_{DRM} , $R_f = 1000 \text{ Ohms}$
Gate Non-Trigger Voltage	V_{G0}	0.25				
Peak On-State Voltage	V_{TM}			4.0	Volts	$T_c = +25^\circ\text{C}$, $I_{TM} = 500 \text{ Amps}$, Peak, 1 Millisecond Wide Pulse, Duty Cycle = 1%
Conventional Circuit Commutated Turn-Off Time WI-4D .40 - 30 WF-4D .40 - 40	t_q			30 40	μsec .	(1) $T_c = +125^\circ\text{C}$ (2) $I_{TM} = 150 \text{ Amps}$ (3) $V_R = 50 \text{ Volts Min}$ (4) V_{DRM} (Reapplied) (5) Rate of Rise of Reapplied Off-State Voltage = 20 V/ μsec . (Linear) (6) Commutation $di/dt = 5 \text{ Amps}/\mu\text{sec}$. (7) Repetition Rate = 1 pps. (8) Gate Bias During Turn-Off Interval = 0 Volts, 100 Ohms
WI-4D .40 - 30 WF-4D .40 - 40			38 48	† †		Same Conditions As Above Except Rate of Rise of Reapplied Off-State Voltage = 200V/ μsec . (Linear)
Conventional Circuit Commutated Turn-Off Time (With Feedback Diode) WF-4D .40 - 30 WI-4D .40 - 40	t_{q1}			45 55	μsec .	(1) $T_c = +125^\circ\text{C}$ (2) $I_{TM} = 150 \text{ Amps}$ (3) $V_R = 5 \text{ Volts}$ (4) V_{DRM} (Reapplied) (5) Rate of Rise of Off-State Voltage = 200 V/ μsec . (Linear) (6) Commutation $di/dt = 20 \text{ Amps}/\mu\text{sec}$. (7) Repetition Rate = 1 pps. (8) Gate Bias During Turn-Off Interval = 0 Volts, 100 Ohms
Effective Thermal Resistance (J-C)	$R_{\theta J-C}$.39 .195	$^\circ\text{C}/\text{Watt}$	Per SCR Per Module
Effective Thermal Resistance Baseplate to Heatsink	$R_{\theta B-H}$.2 .1	$^\circ\text{C}/\text{Watt}$	Per SCR Per Module Mounting Surface Flat Within .001 Inch/Inch 64 Microninch Finish. Use of Heat Transfer Grease is Recommended

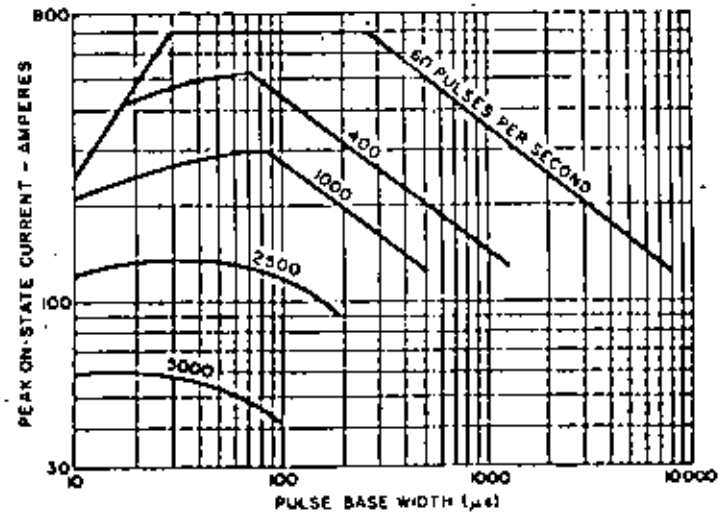
† Consult factory for a specified maximum turn-off time.

[Pertaining to Sine and Rectangular Wave Current Ratings] 4. R-C SNUBBER CKT. = .25 μ f, 20 Ω .

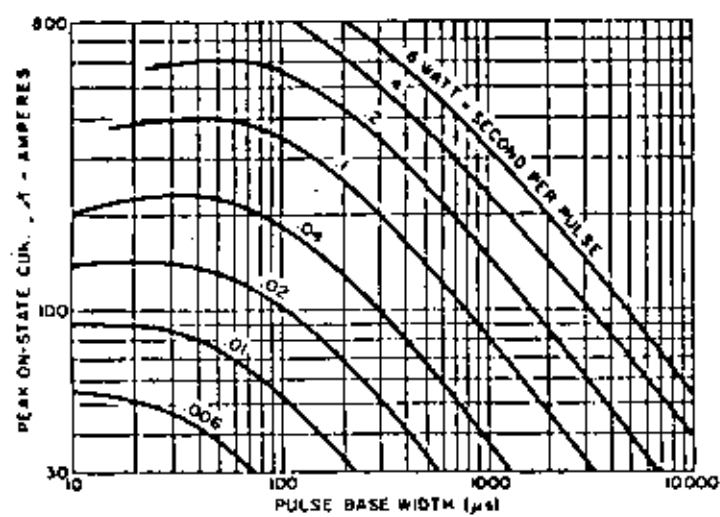
- 1. SWITCHING VOLTAGE = 800 VOLTS.
- 2. MAXIMUM CKT. dv/dt = 200 VOLTS/ μ sec.
- 3. REVERSE VOLTAGE APPLIED = V_R < 800 VOLTS.
- 5. REQUIRED GATE DRIVE:
 20 VOLTS, 20 OHMS, .1 μ sec. RISE TIME FOR 100 AMPS/ μ sec. REPETITIVE RATING.
 20 VOLTS, 40 OHMS, .5 μ sec. RISE TIME FOR 30 AMPS/ μ sec. REPETITIVE RATING.



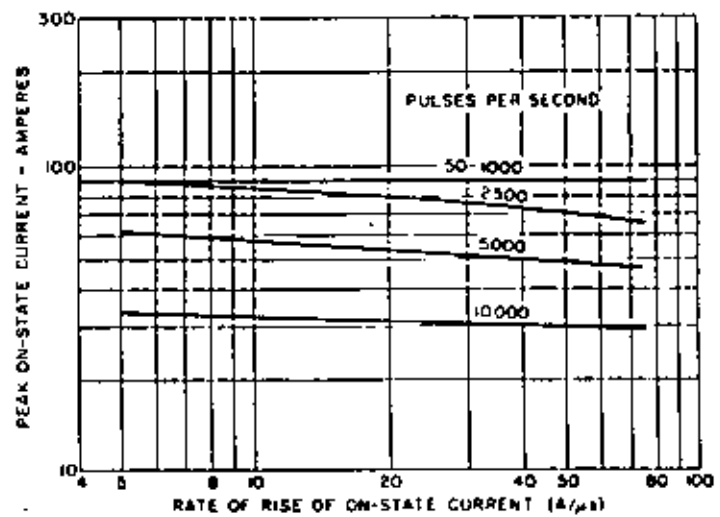
1. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. PULSE WIDTH ($T_{BP} = 60^\circ C$)
Sine Wave Current Rating Data



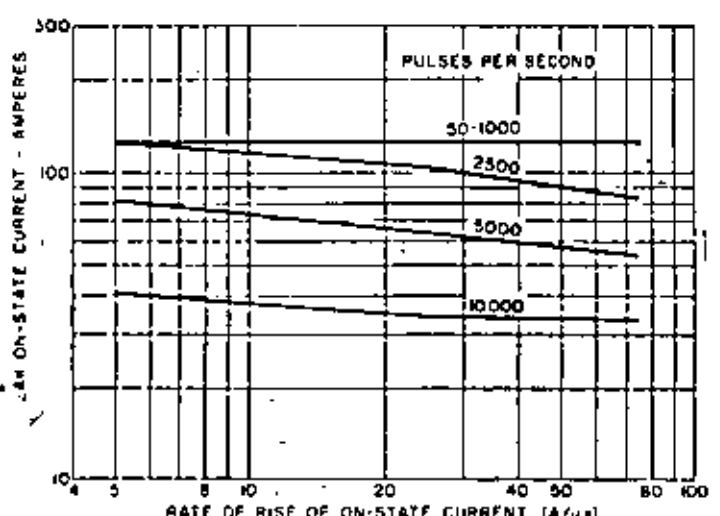
2. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. PULSE WIDTH ($T_{BP} = 85^\circ C$)
Sine Wave Current Rating Data



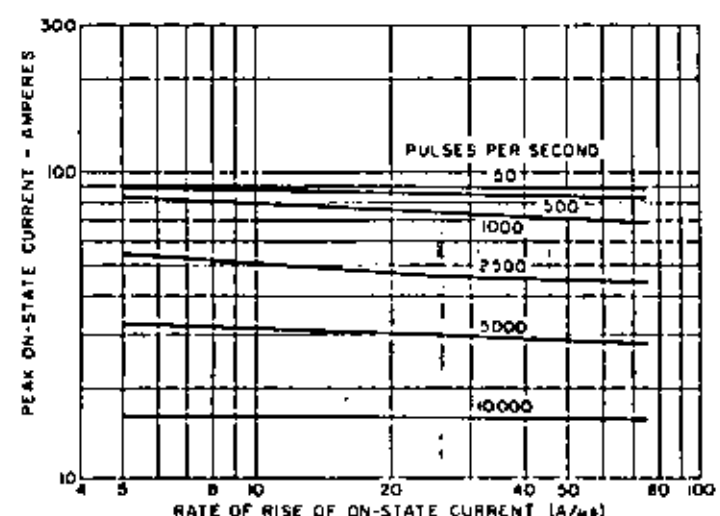
3. ENERGY PER PULSE FOR SINUSOIDAL PULSES ($T_J = 125^\circ C$)
Sine Wave Current Rating Data



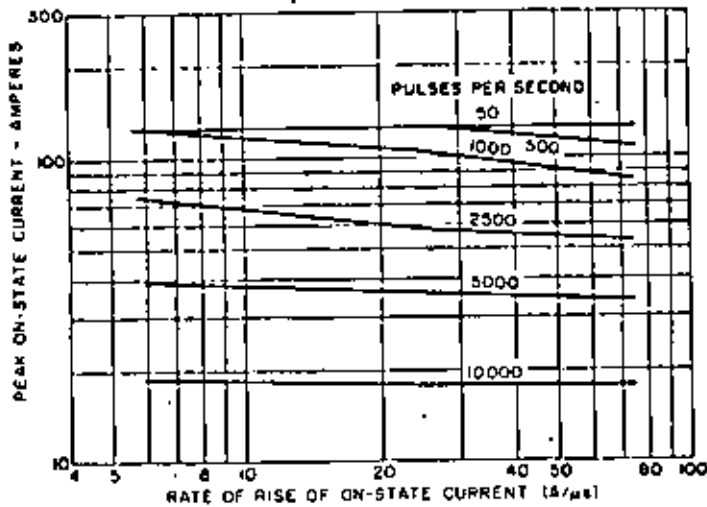
4. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. di/dt ($T_{BP} = 60^\circ C$)
Rectangular Wave Current Rating (50% Duty Cycle)



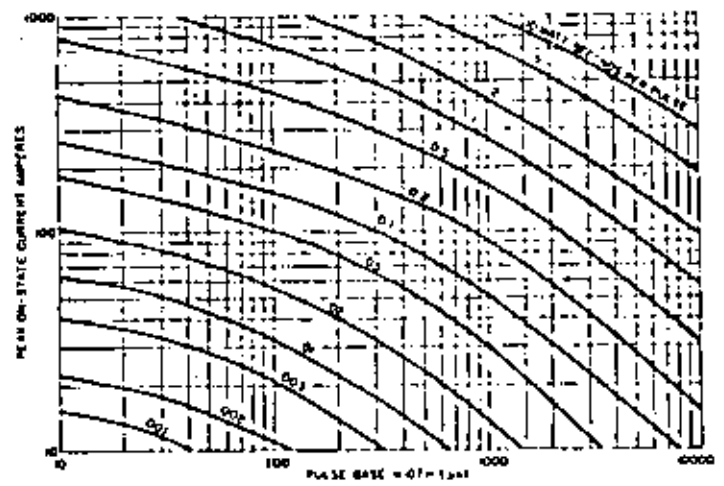
5. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. di/dt ($T_{BP} = 60^\circ C$)
Rectangular Wave Current Rating (25% Duty Cycle)



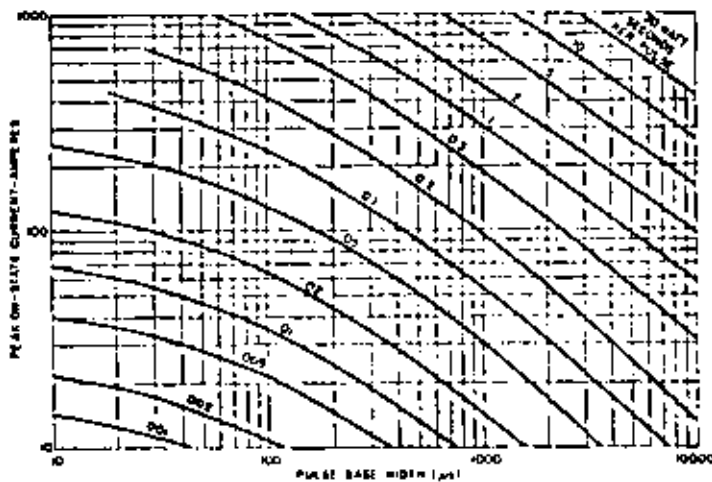
6. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. di/dt ($T_{BP} = 85^\circ C$)
Rectangular Wave Current Rating (50% Duty Cycle)



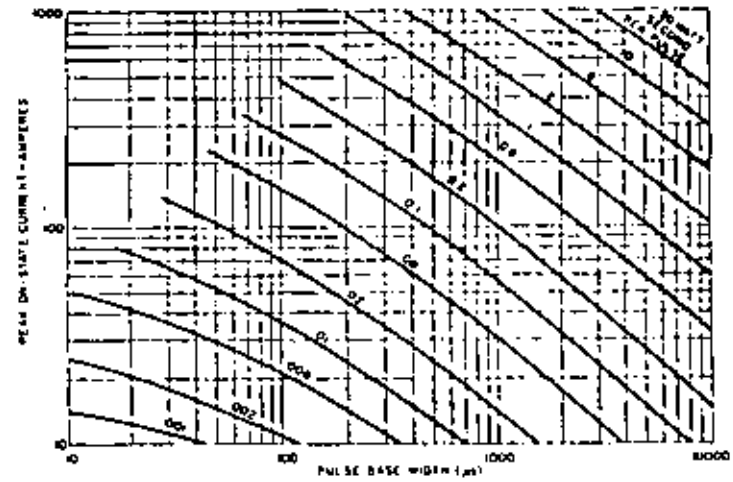
7. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. di/dt ($T_{BP} = 85^{\circ}C$)
Rectangular Wave Current Rating (25% Duty Cycle)



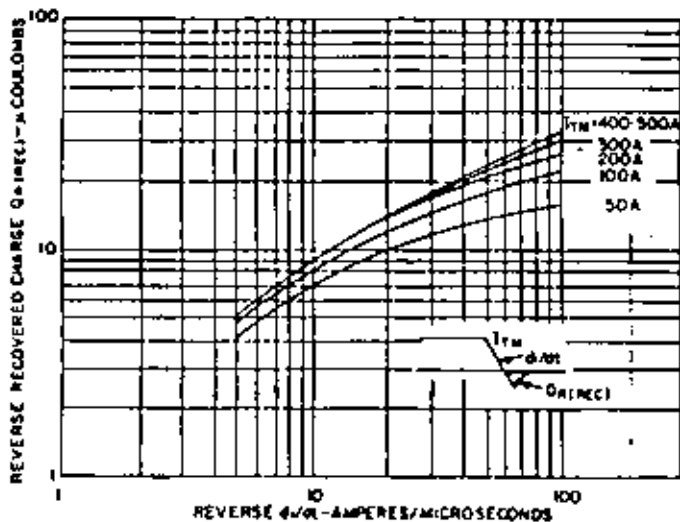
8. ENERGY PER PULSE VS. PEAK CURRENT AND PULSE WIDTH ($di/dt = 100A/\mu sec.$)
 $T_J = 125^{\circ}C$



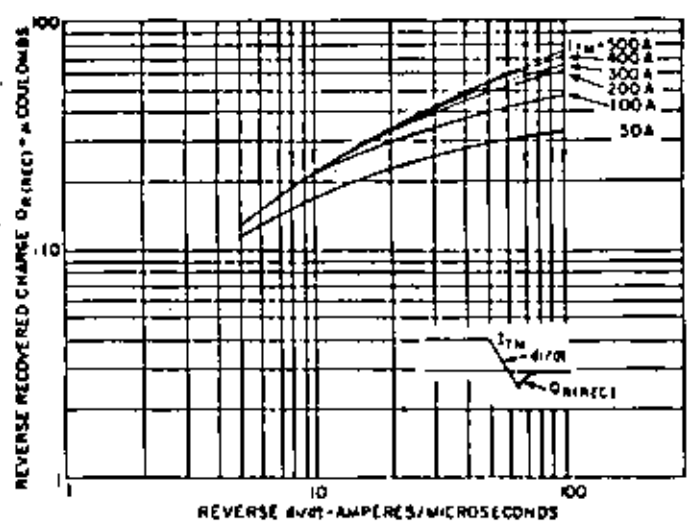
9. ENERGY PER PULSE VS. PEAK CURRENT AND PULSE WIDTH ($di/dt = 25A/\mu sec.$)
 $T_J = 125^{\circ}C$



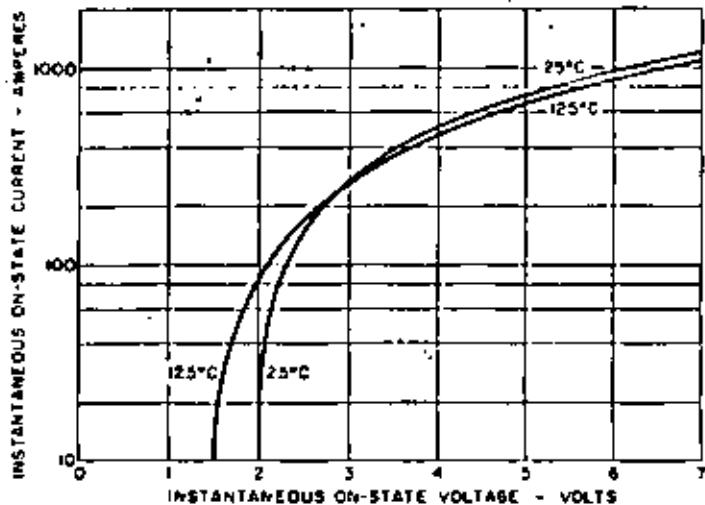
10. ENERGY PER PULSE VS. PEAK CURRENT AND PULSE WIDTH ($di/dt = 5A/\mu sec.$)
 $T_J = 125^{\circ}C$



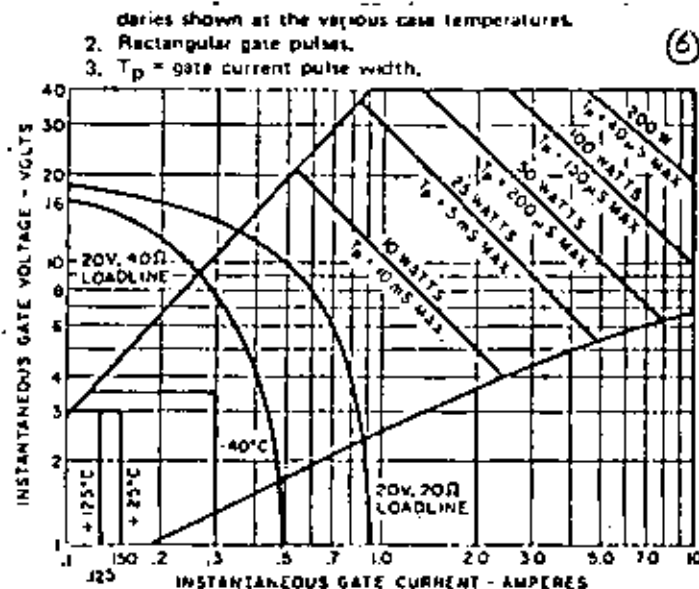
11. REVERSE RECOVERY CHARGE DATA FOR RECTANGULAR CURRENT WAVEFORM AT $T_J = 25^{\circ}C$



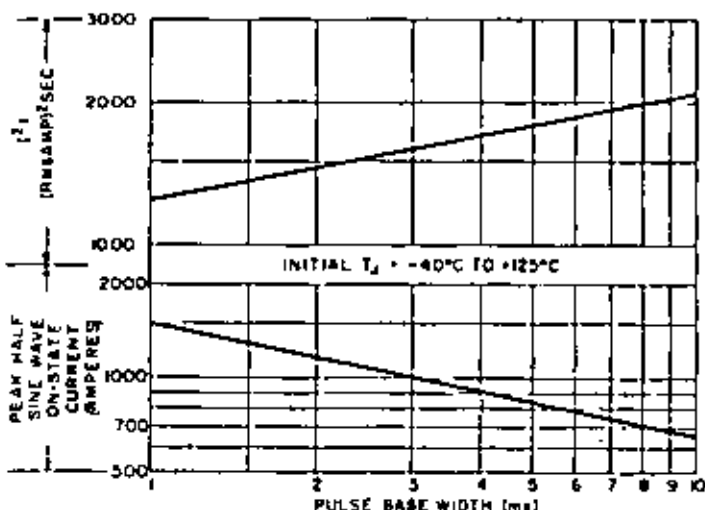
12. REVERSE RECOVERY CHARGE DATA FOR RECTANGULAR CURRENT WAVEFORM AT $T_J = 125^{\circ}C$



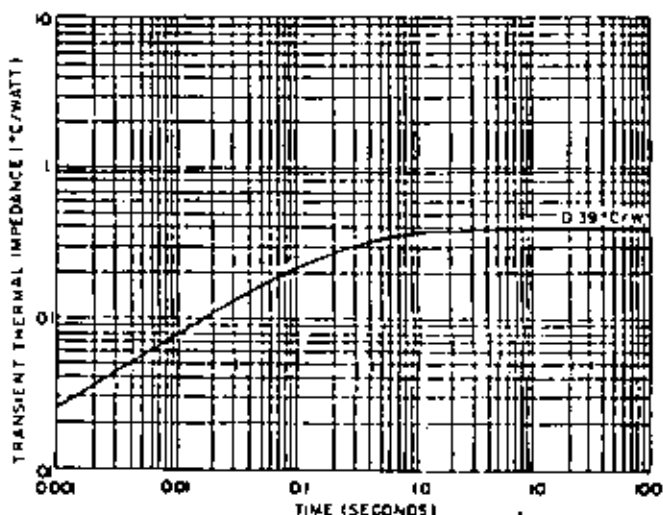
13. MAXIMUM ON-STATE CHARACTERISTICS



14. GATE TRIGGER CHARACTERISTICS AND POWER RATING

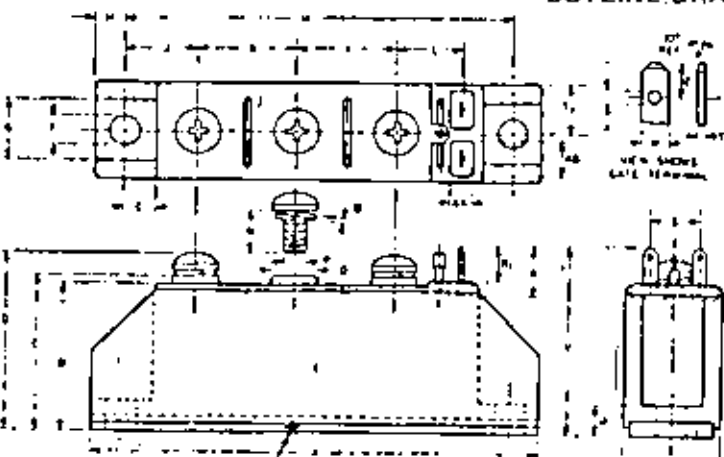


15. SUB-CYCLE SURGE (NON-REPETITIVE) ON-STATE CURRENT AND I^2t RATING

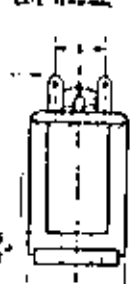
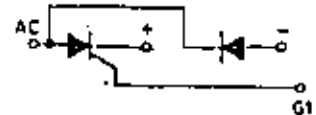
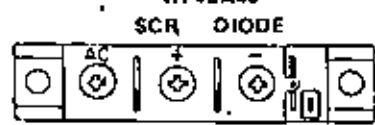


16. DIRECT CURRENT TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE PER SCR (JUNCTION-TO-BASEPLATE)

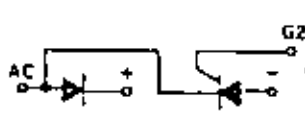
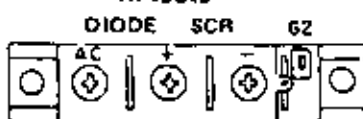
OUTLINE DRAWINGS



CASE TEMPERATURE REFERENCE POINT
WF4DA40



WF4DB40



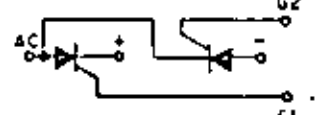
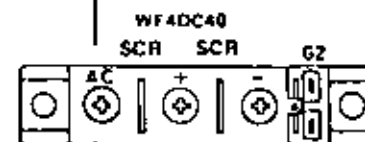
SYM	DIMENSIONS		METRIC		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	1.602	1.634	41.30	41.50	
B	1.187	1.202	30.16	30.53	
C	1.215	1.230	30.88	31.25	
D	1.410	1.425	35.81	36.18	2
E	0.50	0.50	12.70	12.70	
F	0.26	0.27	6.60	6.88	
G	0.07	0.07	1.78	1.78	
H	0.24	0.26	6.10	6.63	
I	0.00	0.00	0.00	0.00	
J	0.20	0.21	5.08	5.33	
K	1.140	1.160	29.15	29.27	
L	0.12-0.11	0.12-0.11	3.05-2.95	3.05-2.95	
M	0.01-0.01	0.01-0.01	0.25-0.25	0.25-0.25	

NOTES

- GATE TERMINALS WILL ACCEPT T10 SHIELD FASTEN CONNECTION
- DIMENSION D DOES NOT INCLUDE 20-30° WINGING CONNECTION AT THE CONTACTS AND THE SPACING MAXIMUM IS 0.14 INCHES MAXIMUM
- USE MINIMUM 0.118 INCH CLEARANCE FOR CONNECTION

SYM	DIMENSIONS		METRIC		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	1.602	1.634	41.30	41.50	
B	1.187	1.202	30.16	30.53	
C	1.215	1.230	30.88	31.25	
D	1.410	1.425	35.81	36.18	2
E	0.50	0.50	12.70	12.70	
F	0.26	0.27	6.60	6.88	
G	0.07	0.07	1.78	1.78	
H	0.24	0.26	6.10	6.63	
I	0.00	0.00	0.00	0.00	
J	0.20	0.21	5.08	5.33	
K	1.140	1.160	29.15	29.27	
L	0.12-0.11	0.12-0.11	3.05-2.95	3.05-2.95	
M	0.01-0.01	0.01-0.01	0.25-0.25	0.25-0.25	

- SEE SCHEMATIC FOR LOCATION
- AC AND GATE TERMINALS WILL ACCEPT VIEW-SCREW TYPE CONNECTION
- IDENTIFICATION OF EACH TERMINAL CONNECTION IS ON EACH SIDE OF THE CASE (SCR AND DIODE) AND POLARITY INDICATED FOR EACH TERMINAL
- USE MINIMUM 0.118 INCH CLEARANCE FOR CONNECTION



APPLICATION NOTES:

General Electric has characterized the WF4D_40 HI-LINE™ module for power switching at high frequencies, such as is found in inverter and chopper applications. Figures 1 and 2 show the peak allowable sinusoidal current as a function of pulse width and frequency at two baseplate temperatures, 60°C and 85°C. Figures 4 thru 7 do the same for rectangular current waveforms for the variables of frequency and load current di/dt.

The SCR power dissipation (P_T) is computed by multiplying the Watt-Seconds/Pulse (σ) corresponding to the appropriate current wave shape by the repetitive rate, $P_T = f \times \sigma$. P_T is needed to select the heatsink thermal resistance from the equation:

$$R_{\theta SA} = \frac{T_C - T_A}{2N \times P_T} = R_{\theta BP-H} \quad (1)$$

where N is the number of modules per heatsink.

The current characterization depicted in Figures 1, 2, 4 thru 7 is based on the maximum junction temperature rating of $T_J = +125^\circ\text{C}$. Conservative designs practice for increased reliability would stipulate that $T_J(\text{max.})$ be held to 105-110°C. Since this will require a larger heatsink (i.e. smaller $R_{\theta SA}$), use equation (1) again but raise T_A by 15-20°C.

In the event of natural convection cooling, the best procedure to choose a heatsink is as follows:

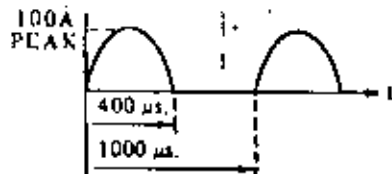
1. Determine the number (N) of modules per heatsink.
2. Find the power dissipated per SCR (P_T) from one of the Figures 3, 8 thru 10. $P_T = f \times \sigma$.
3. Compute the maximum allowable heatsink temperature from:

$$T_S = T_J - P_T (R_{\theta J-BP} + R_{\theta BP-H}) \quad (2)$$

where $R_{\theta J-BP}$ is the effective Junction-to-Baseplate thermal resistance.

During high frequency switching the instantaneous junction temperature can run much higher than the average value as computed by using the DC thermal resistance. In order to avoid thermal runaway, this higher than expected junction temperature must be calculated, which can be easily done using the following procedure as shown by example:

Problem: Find the required heatsink for two modules conducting the current waveform shown below in a +40°C ambient.



Solution: • Compute $R_{\theta J-BP}$ at 400 $\mu\text{s.}$ pulse base width and 1000 Hz From

Figures 2 and 3:

$$I_T = 140 \text{ Amps: } @ T_{BP} = 85^\circ\text{C}$$

$$\sigma = .08 \text{ Watt - Sec./Pulse}$$

$$P_T = f \times \sigma = 1000 \times .08 \text{ Watt-Sec./Pulse} = 80 \text{ Watts}$$

$$R_{\theta J-BP} = \frac{T_J - T_{BP}}{P_T} = \frac{125^\circ\text{C} - 85^\circ\text{C}}{80 \text{ Watts}} = 0.5^\circ\text{C/Watt}$$

NOTE: That $R_{\theta J-BP}$ is higher than the steady state value because it now accounts for the higher instantaneous junction temperature.

- Find σ for 100 Amps (Peak), 400 $\mu\text{s.}$ pulse $\sigma = .06 \text{ Watt-Sec./Pulse.}$

- Compute T_S

$$\begin{aligned} T_S &= T_J - P_T (R_{\theta J-BP} + R_{\theta BP-H}) \\ &= 125^\circ\text{C} - 1000 \times .06 (.5 + .20) \\ &= 83^\circ\text{C} \end{aligned}$$

- The heatsink must cool all four SCRs so that its power dissipation is $4 \times 60 = 240 \text{ Watts.}$ Consequently, the required heatsink must dissipate 240 Watts with a heatsink temperature rise of 43°C

$$(T_S - T_A = 83^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}).$$

CASE TEMPERATURE MEASUREMENT:

The case temperature reference point (T_C) is located on the side of the isolated baseplate in the geometric center. (See Outline Drawing.) T_C may be monitored using the following procedure:

1. Scrape away any excess epoxy at the measurement point to expose bare metal.
2. Drill a 0.1 inch deep hole into the baseplate using a No. 60 drill bit. The drill bit may butt up against the edge of the plastic case.
3. Insert a thermocouple bead of two .010" diameter thermocouple wires.
4. Peen over the edge of the hole to secure the thermocouple. An alternate method is to bond the thermocouple bead in the hole using conductive epoxy, such as type H20E silver filled epoxy from Epoxy Technology, Inc. in Bellerica, MA.
5. Inspect the bottom plate for any ridges from the drilling operation. File these smoothly after securing the thermocouple.

WARNING:

1. Internal Isolation: Beryllium Oxide

WARNING: THE CASE MUST NOT BE DESTROYED AS THIS COULD RELEASE HARMFUL BERYLLIUM OXIDE DUST. DISPOSE OF UNWANTED MODULES PROPERLY.

CIRCUITO BASICO

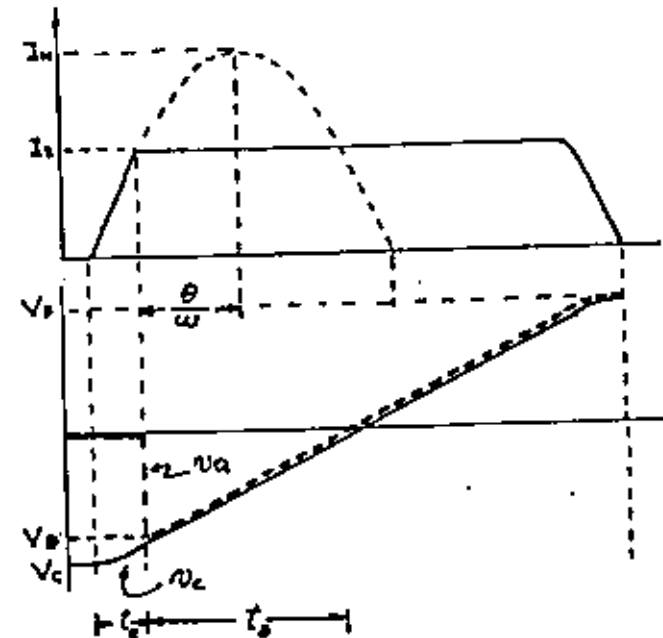
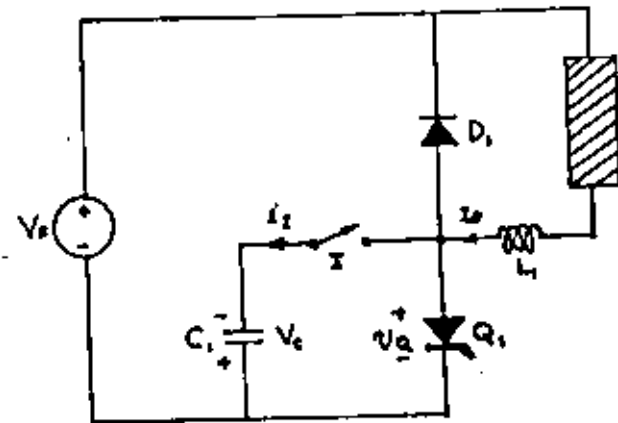
EL CIRCUITO BASICO EN LA APLICACION DE TIRISTORES A LA REALIZACION DE TROCADORES ES EL CIRCUITO DE CONMUTACION.

EL CIRCUITO DE CONMUTACION HACE POSIBLE LA TRANSICION AL ESTADO DE BLOQUEO.

EL CIRCUITO DE CONMUTACION DEBE:

- 1.- FORZAR LA CORRIENTE A TRAVES DEL DISPOSITIVO A CERO
- 2.- MANTENER UNA TENSION INVERSA ENTRE LAS TERMINALES DEL TIRISTOR POR UN PERIODO DADO

(A)



PARA EL CIRCUITO DE CONMUTACION MOSTRADO SE TIENE :

$$I_m = V_c \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{I_m}{C_1 V_c}$$

EL TIEMPO DE EXTINCION t_e :

$$V_e = V_c \sqrt{1 - \left(\frac{I_g}{I_m}\right)^2}$$

EL PERIODO DURANTE EL CUAL SE DISPONE DE TENSION INVERSA A TRAVES DEL TIRISTOR ESTA DADO POR :

$$t_a = \frac{C_1 V_e}{I_g}$$

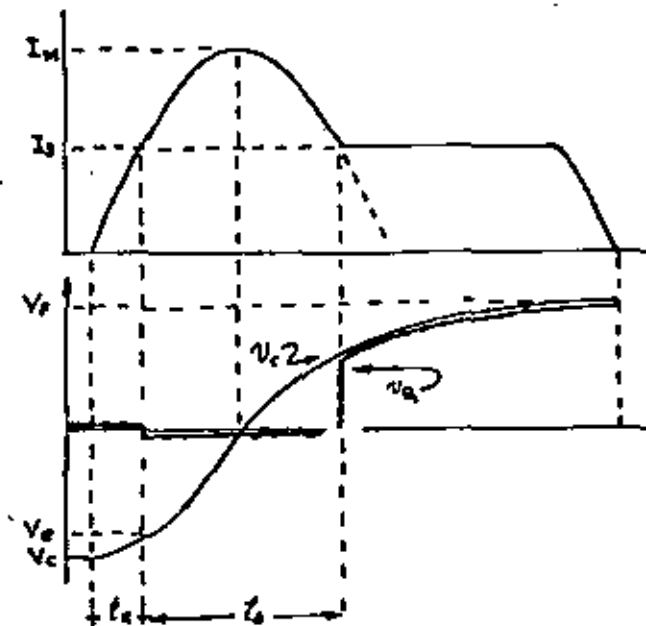
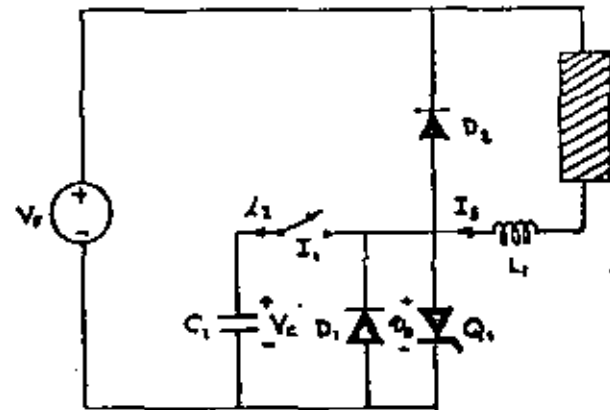
Y TAMBIEN POR :

$$t_a = \frac{1}{\omega} \tan \theta$$

donde :

$$\theta = \sin^{-1} \frac{V_e}{V_c}$$

$$\frac{di_g}{dt} = \omega I_m$$



PARA EL CIRCUITO DE CONMUTACION CON DIODO (D₁) EN ANTIPARALELO

$$I_M = V_c \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

$$V_0 = V_c \sqrt{1 - \left(\frac{I_s}{I_M}\right)^2}$$

ADEMAS

$$t_0 = \frac{2\theta}{\omega}$$

donde: $\theta = \text{sen}^{-1} \frac{V_0}{V_c}$

se puede demostrar que t_0 presenta un máximo para:

$$\frac{I_s}{I_M} = 0.652$$

POR OTRA PARTE:

$$\frac{di}{dt} = \omega I_M$$

Y POR RAZONES PRACTICAS

$$\theta \geq 45^\circ$$

$$\therefore \frac{di}{dt} \geq \sqrt{2} \frac{I_s}{t_0}$$

(10) REALIZACIONES PRACTICAS

REQUISITOS

- VALORES ACEPTABLES DE ELEMENTOS PASIVOS
- ESFUERZOS RAZONABLES EN LOS DIODOS Y TIRISTORES
- MEDIOS AUXILIARES PARA ESTABLECER CONDICIONES INICIALES ADECUADAS
- MINIMO NUMERO DE DIODOS Y/O TIRISTORES EN CADA MALLA
- NO INTRODUCCION DE INDUCTORES EN LA MALLA DE CARGA /DESCARGA DE LOS CAPACITORES DE CONMUTACION.



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

CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS ELECTRICAS

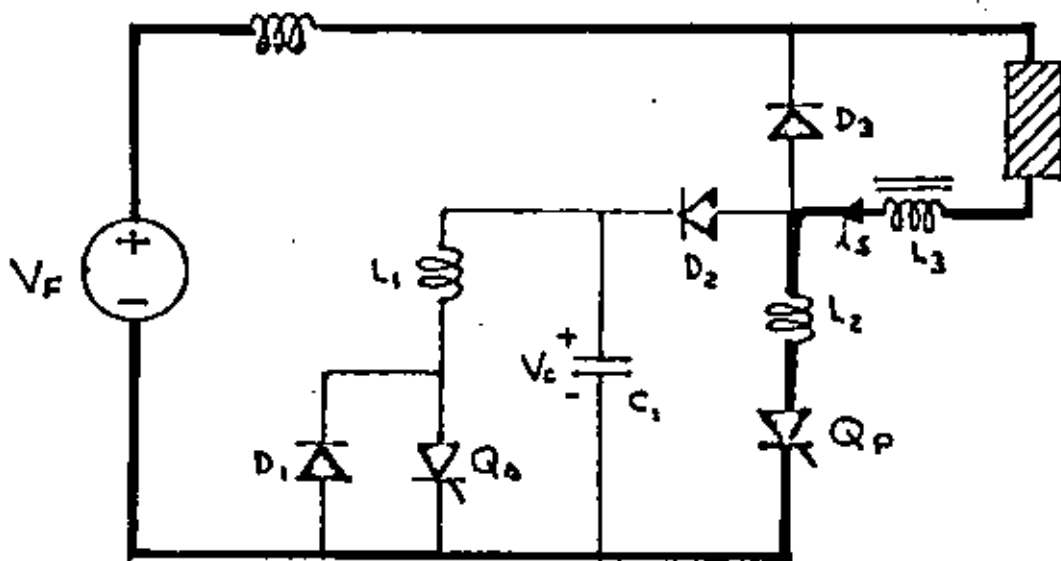
REALIZACION CON TIRISTONES

(Continuación)

Ing. Luis Hernández Ortega

DICIEMBRE, 1982

CIRCUITO A

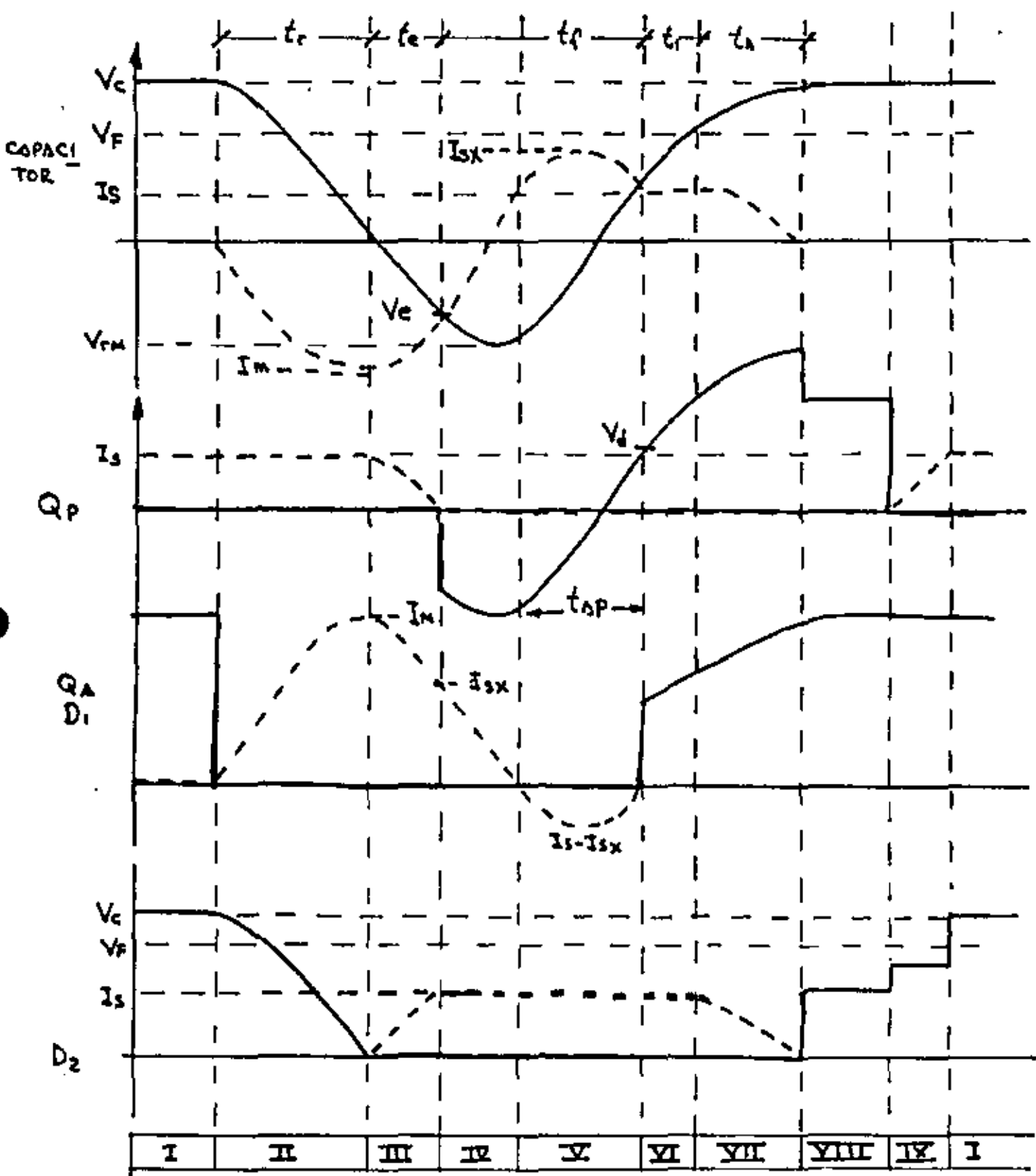


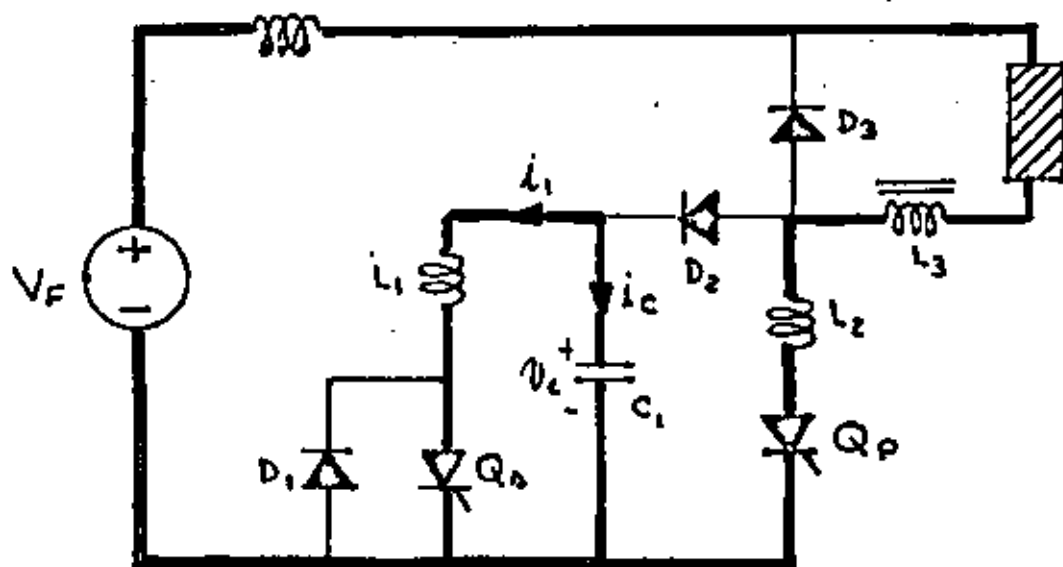
INTERVALO I

Q_P conduce la corriente de salida I_s , misma que se considerara constante desde el tiempo $-T$

C_1 se encuentra cargado a una tensión dada por:

$$V_c = V_F + I_s \sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$$





INTERVALO II

Se inicia en $t=0$ con el disparo del tiristor auxiliar Q_a ; se tendrá:

$$v_c = V_c \cos \omega_1 t$$

$$i_1 = -i_c = V_c \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \sin \omega_1 t$$

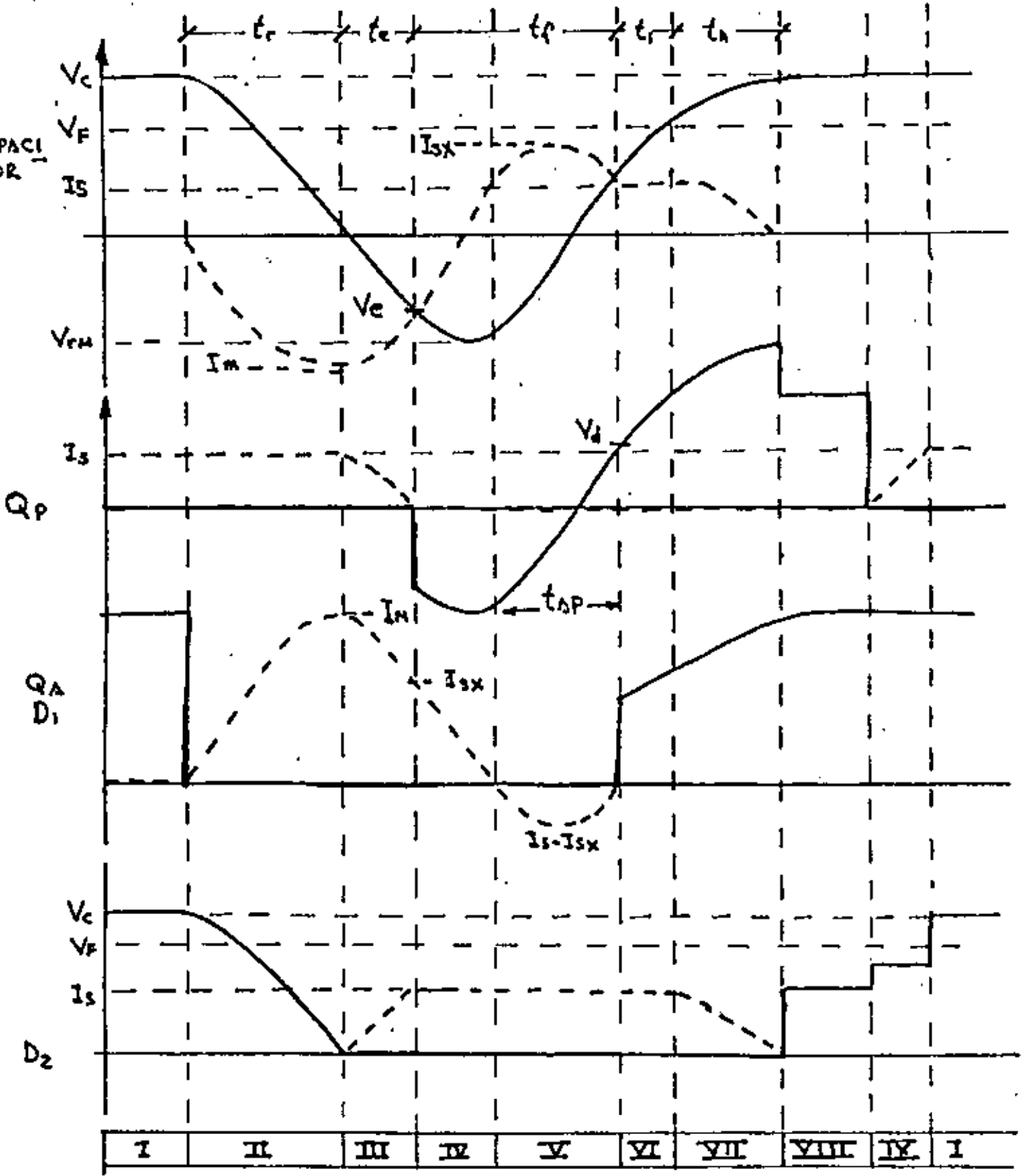
donde:
$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

al tiempo
$$t_r = \frac{\pi}{2\omega_1}$$

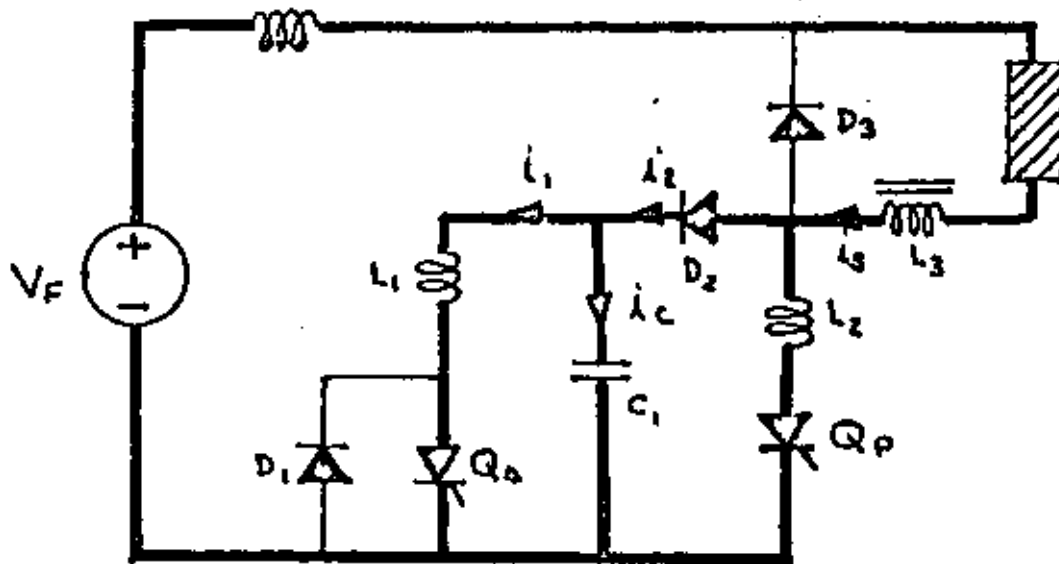
$$v_c(t_r) = 0$$

$$i_1(t_r) = I_M = V_c \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}$$

CAPACITOR



I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	I
---	----	-----	----	---	----	-----	------	----	---



INTERVALO III

Considerando como nuevo origen el tiempo en el que v_c tiende a ser menor que cero:

$$v_c = -I_m \sqrt{\frac{L_p}{C_1}} \text{ Sen } \omega_p t$$

$$i_1 = I_m - \frac{L_p}{L_1} I_m (1 - \cos \omega_p t)$$

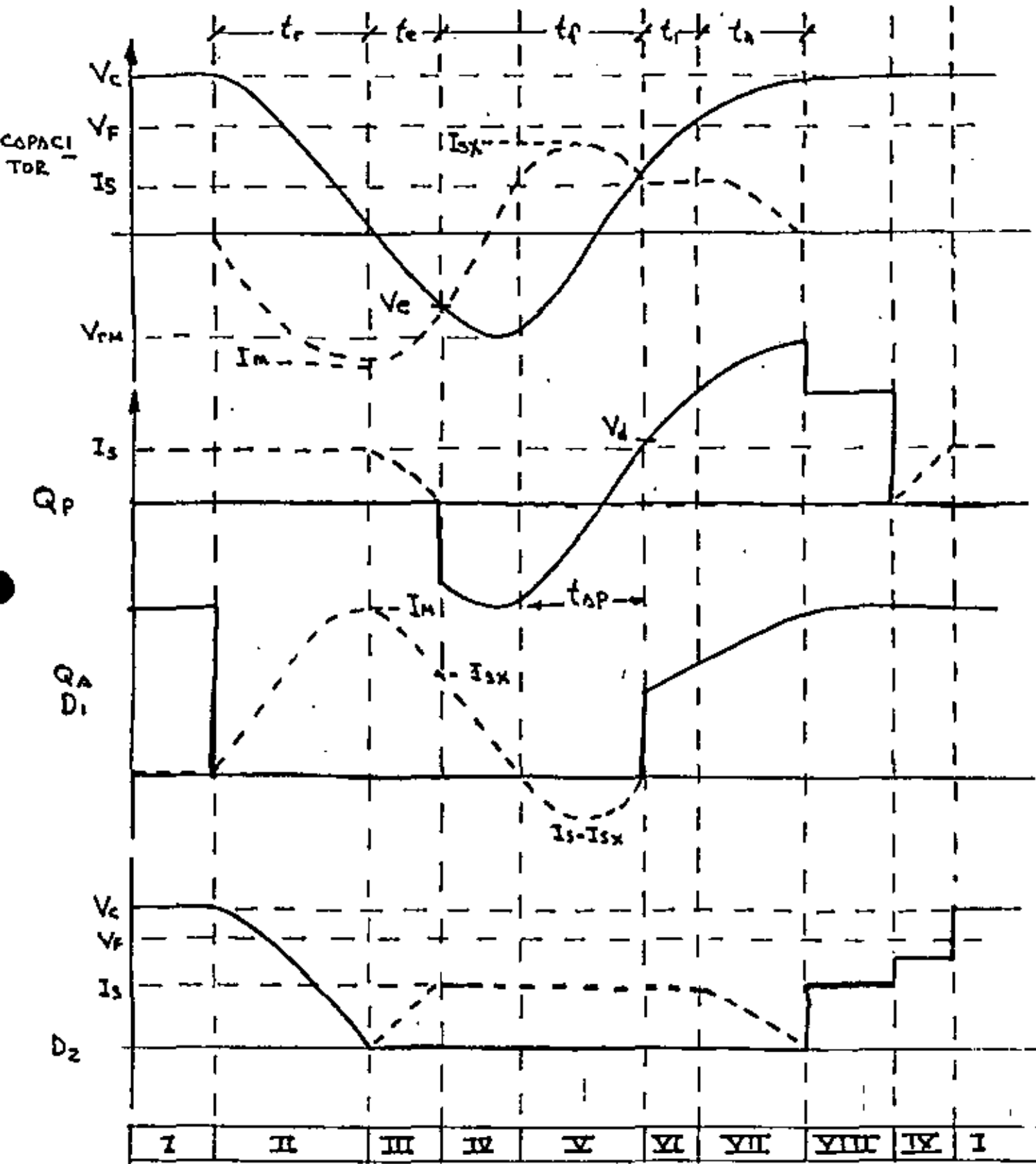
$$i_2 = \frac{L_p}{L_2} I_m (1 - \cos \omega_p t)$$

$$i_c = i_2 - i_1$$

donde:

$$L_p = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_1}}$$



El Tiristor principal Q_p se apagará si y solo si para el tiempo t_e

$$i_2(t_e) = I_s$$

por tanto:

$$t_e = \cos^{-1} \left[1 - \frac{I_s L_2}{I_M L_p} \right] \frac{1}{\omega_p}$$

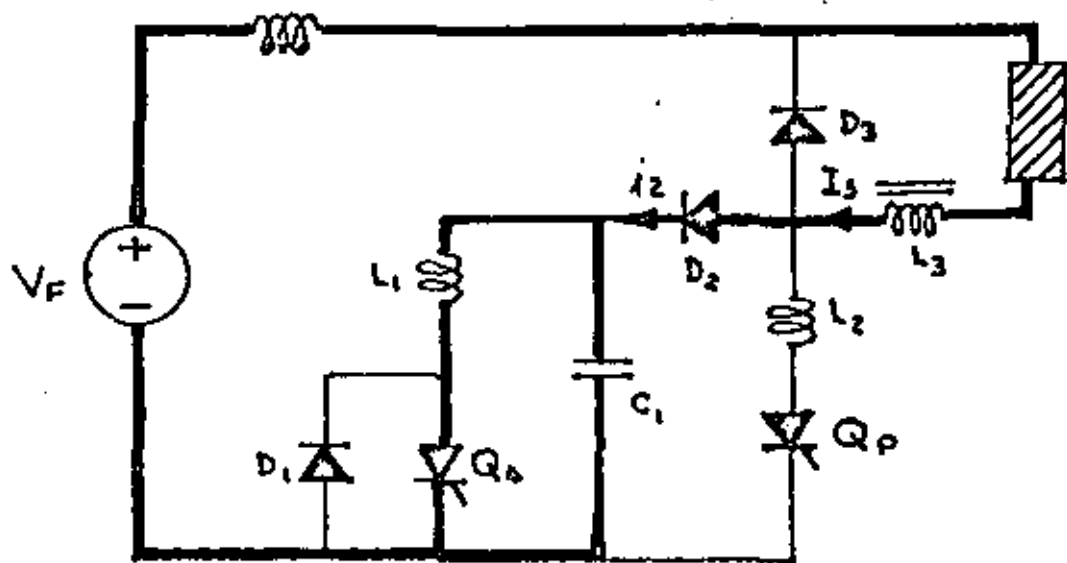
La conmutación no ocurrirá si:

$$I_s > 2 \frac{I_M L_p}{L_2}$$

Al tiempo de extinción t_e

$$v_c(t_e) = v_c = - I_M \sqrt{\frac{L_p}{C_1}} \sin \omega_p t_e$$

$$i_1(t_e) = I_e = I_M - I_s \frac{L_2}{L_1}$$



INTERVALO IV

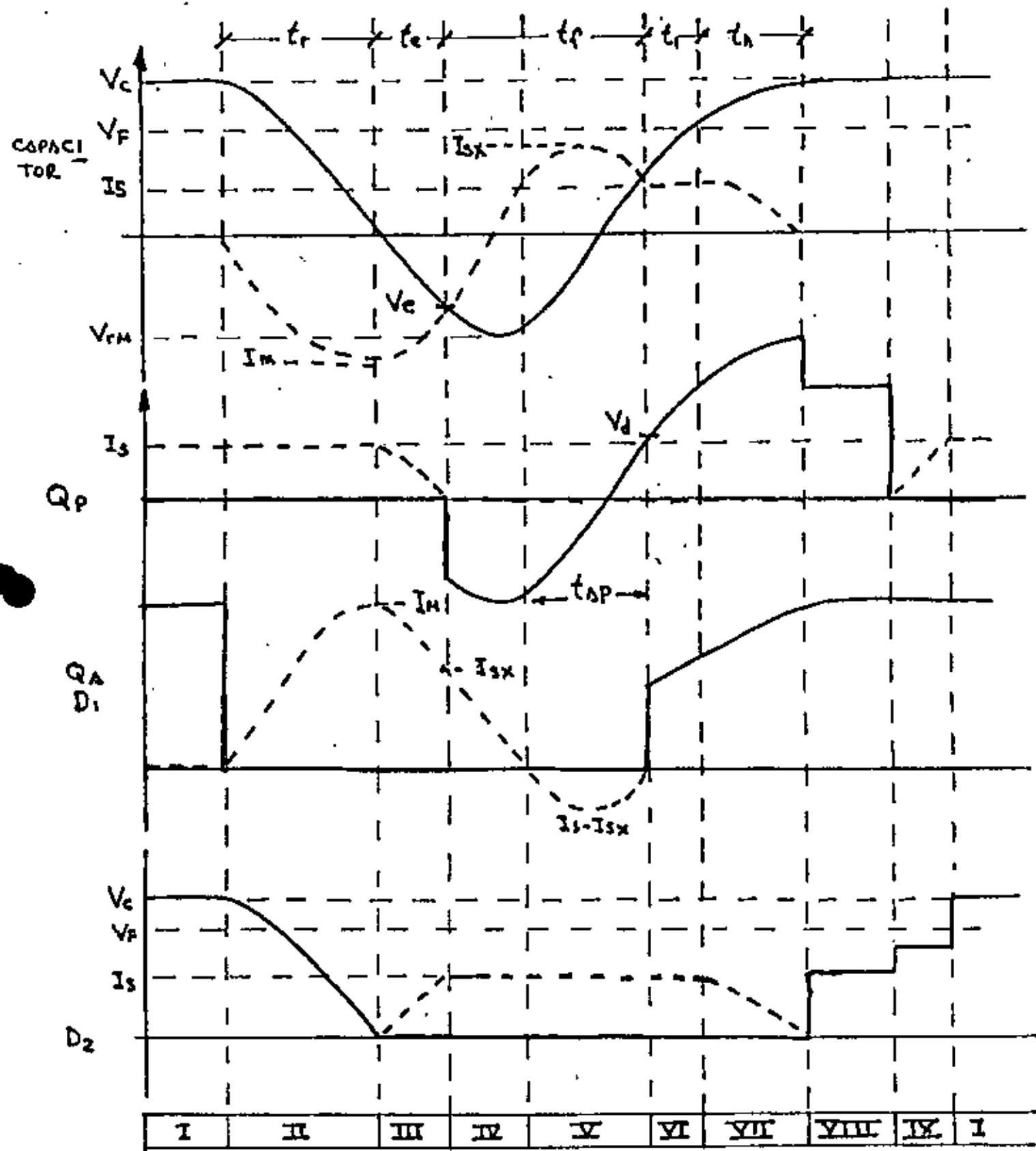
La corriente i_2 permanece igual a I_3 durante el intervalo

$$V_c = V_c \cos \omega_1 t - I_3 \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \sin \omega_1 t$$

$$i_1 = I_L + V_c \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \sin \omega_1 t + I_3 \cos \omega_1 t$$

donde

$$I_3 = I_e - I_s = I_m - I_s \left[1 + \frac{L_2}{L_1} \right]$$



SE DEFINE:

$$I_s = \sqrt{\frac{V_e^2 C_1}{L_1} + I_g^2}$$

$$V_{RM} = -I_{sx} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$$

$$\phi = \cos^{-1} \left(-\frac{I_g}{I_{sx}} \right)$$

QUEDANDO LAS ECUACIONES COMO

$$V_c = -V_{RM} \sin(\omega_1 t - \phi)$$

$$i_1 = I_s - I_{sx} \cos(\omega_1 t - \phi)$$

Si $\phi \geq \frac{\pi}{2}$ El voltaje inverso pico en C_1 es V_{RM}

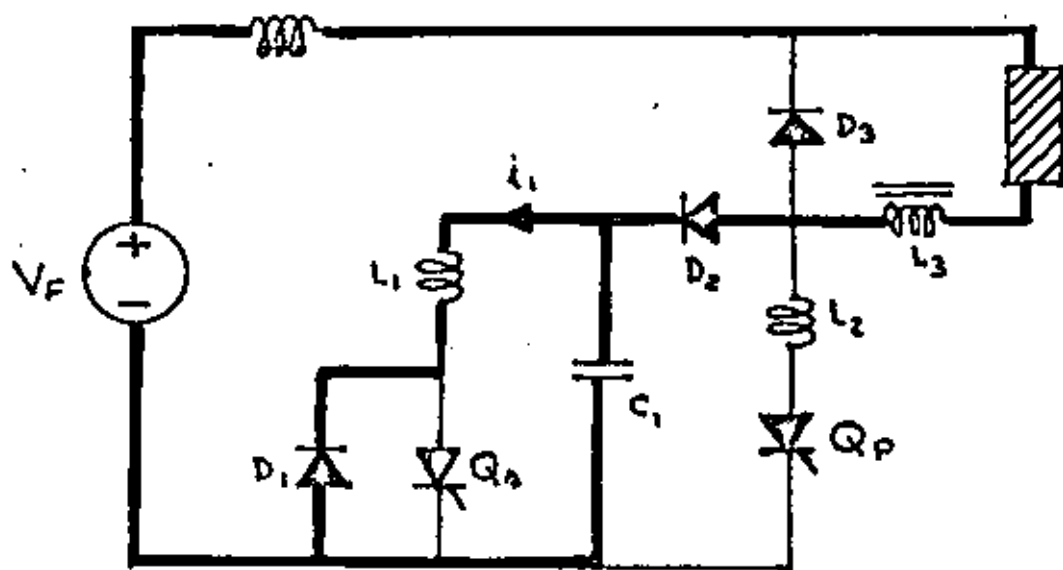
Si $\phi < \frac{\pi}{2}$ El voltaje pico inverso a través de Q_p es V_e

Se mantendrá polarización inversa a través de Q_p hasta que V_c se haga positivo definiendo así el tiempo disponible para el apagado de Q_p

$$t_{AP} = \frac{\phi}{\omega_1}$$

Para este instante se tendrá el valor mínimo de corriente en el inductor L_1

$$i_1(t_{AP}) = I_s - I_{sx}$$



INTERVALO V

Las ecuaciones del intervalo IV aplican.
La corriente i_1 se hace negativa.

El diodo D_1 enciende y provee de Tension inversa al tiristor Q_A provocando su conmutacion a bloqueo.

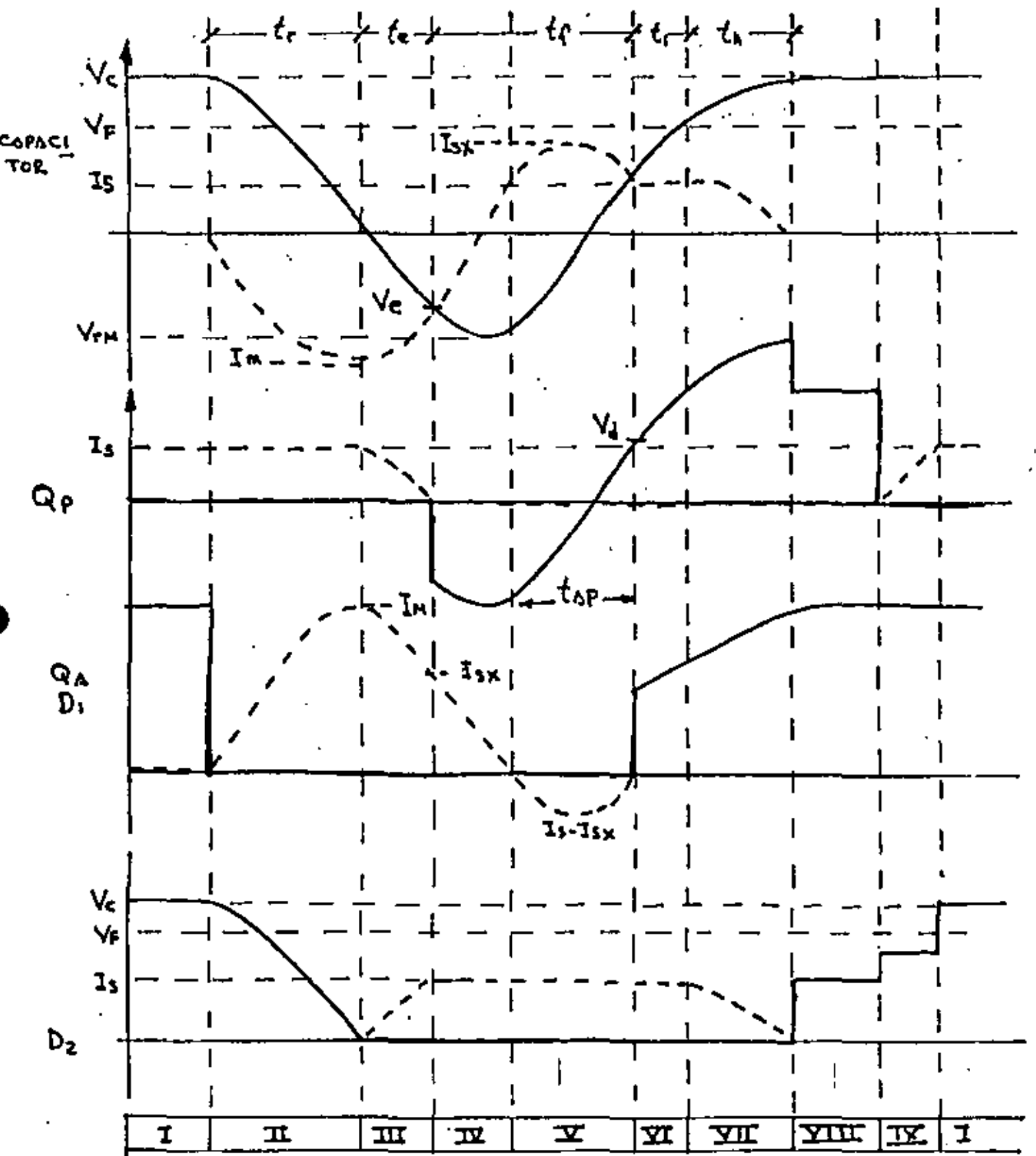
$$t_{AA} = \frac{2}{\omega_1} \cos^{-1} \frac{I_s}{I_{sx}}$$

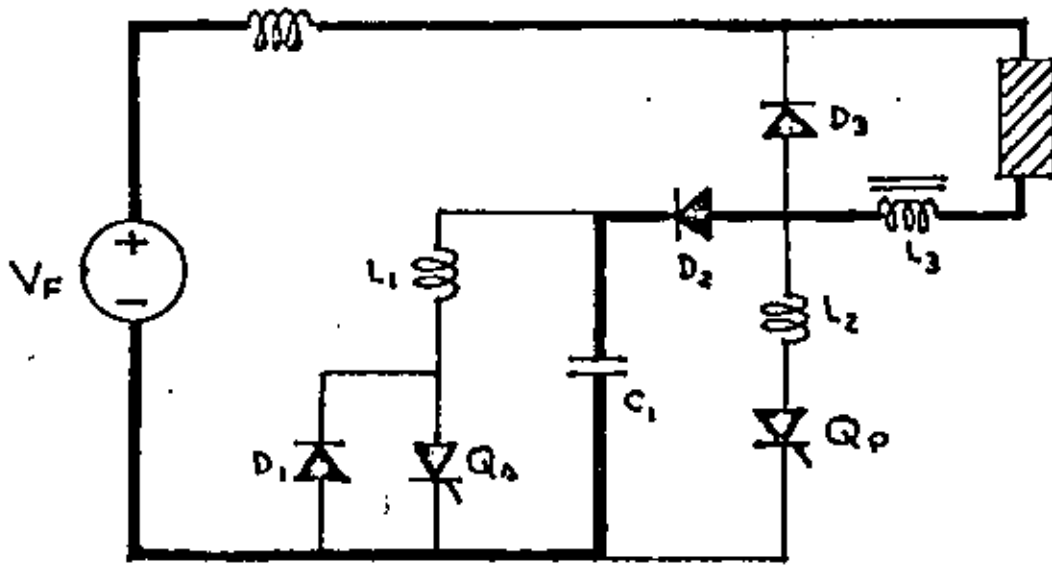
El diodo D_1 bloqueara para:

$$t_f = t_{AP} + t_{AA} \left(\frac{1}{2}\right)$$

Se aplica un escalon de tension V_d a Q_A , que debera contar con una red amortiguadora (no mostrado)

$$V_d = V_c(t_f) = -V_{rm} \sin(\omega_1 t_f - \phi)$$

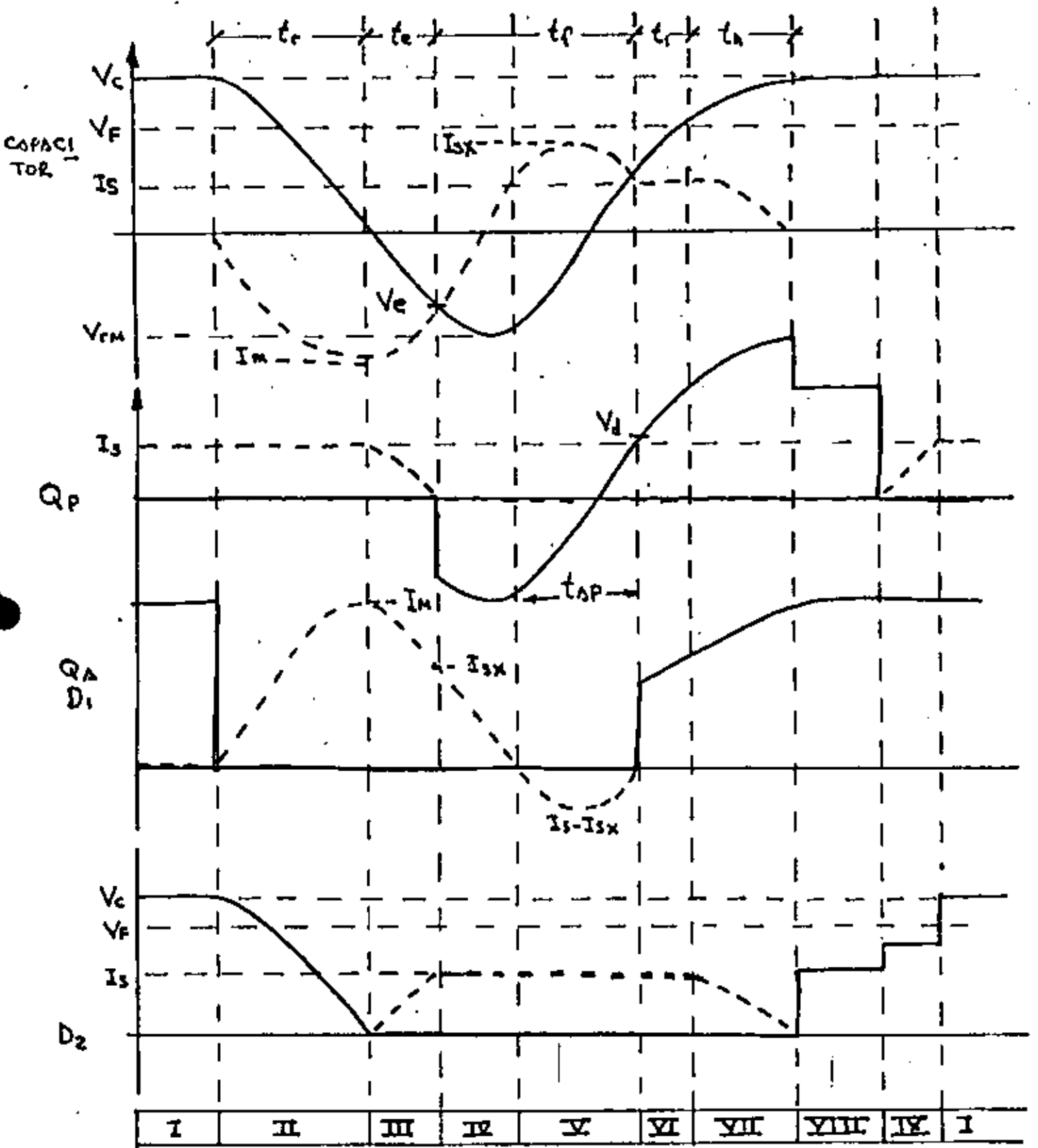


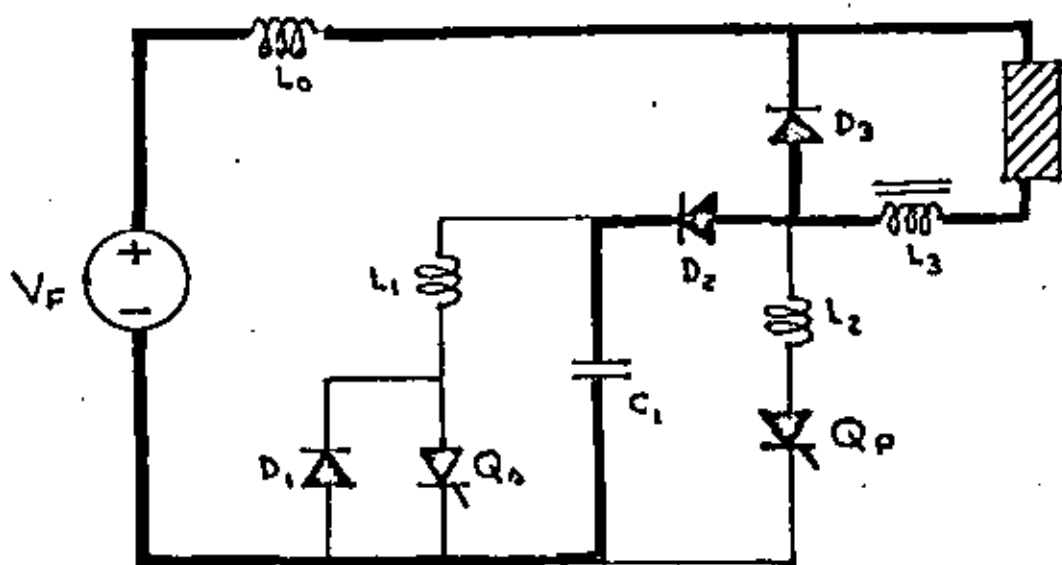


INTERVALO VI

C_1 se cargara durante un tiempo

$$t_1 = \frac{(V_F - V_d) C_1}{I_s}$$





INTERVALO VII

INTERVALO DE SOBRECARGA DE C_1

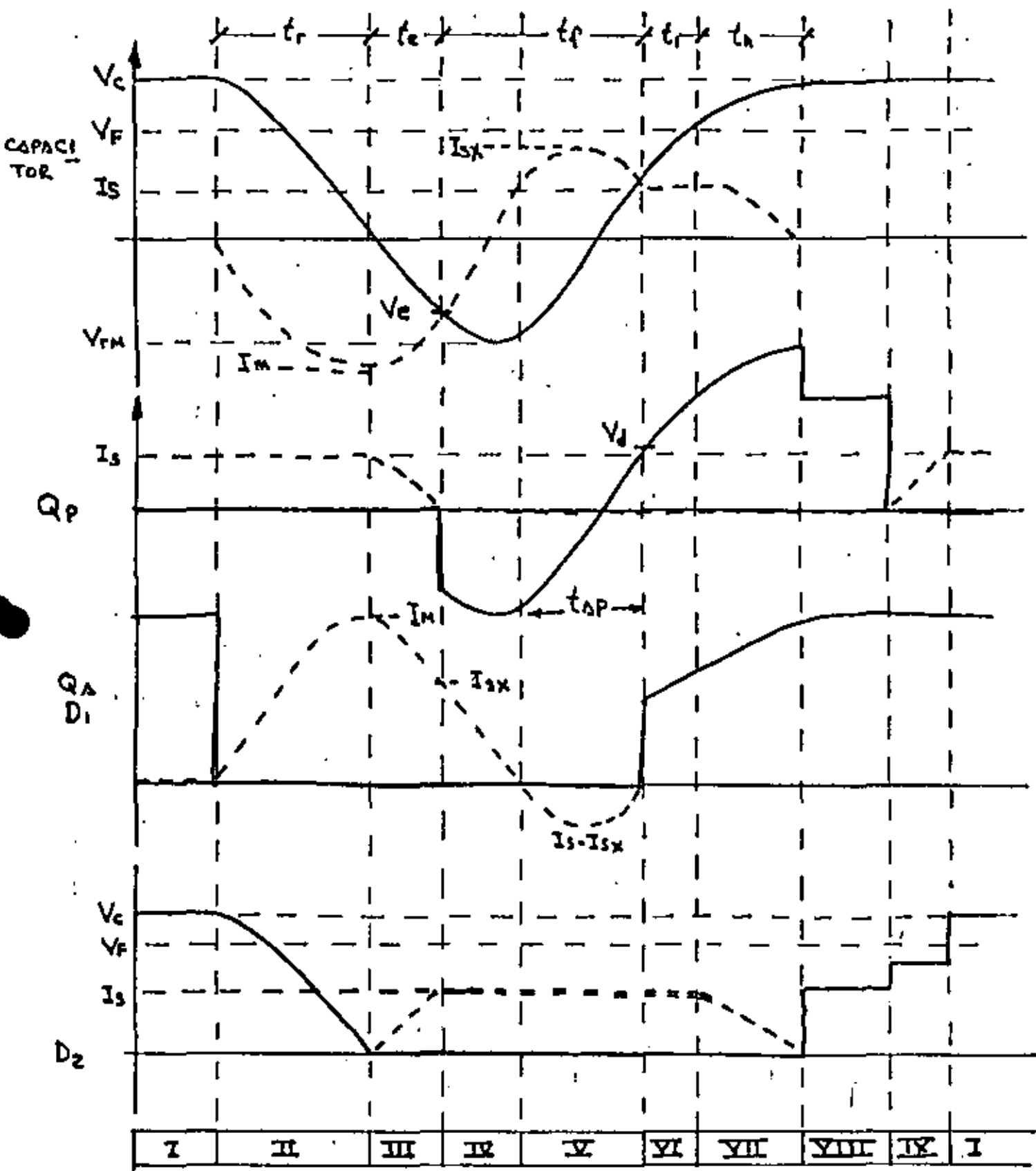
DEPENDERA DE LA INDUCTANCIA L_0

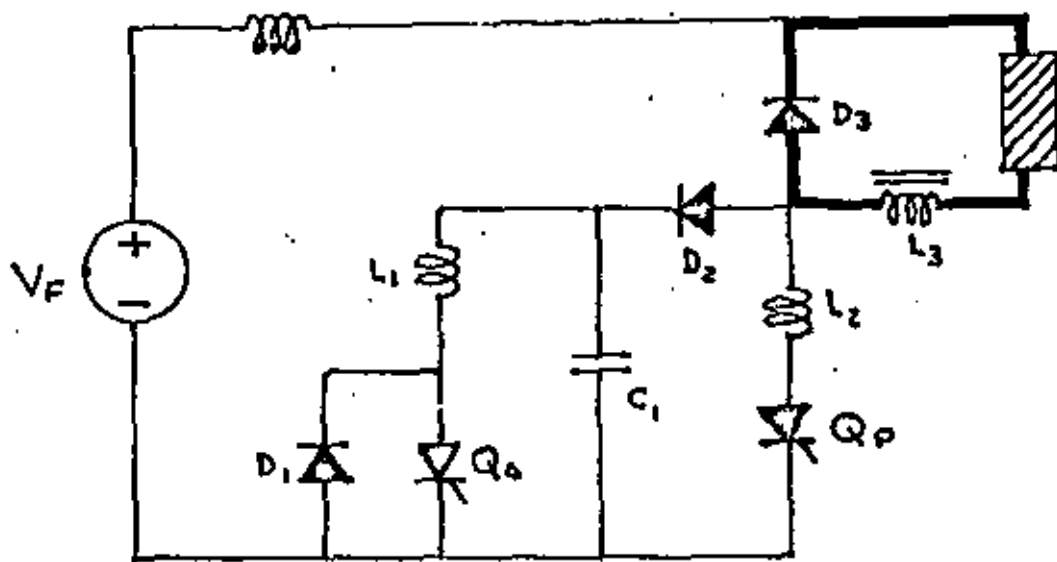
$$t_n = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_0 C_1}$$

EL INTERVALO TERMINA CON EL CAPACITOR C_1 CARGADO A V_C

EL TIEMPO TOTAL DE CONMUTACION SERA

$$t_c = t_r + t_e + t_f + t_i + t_n$$





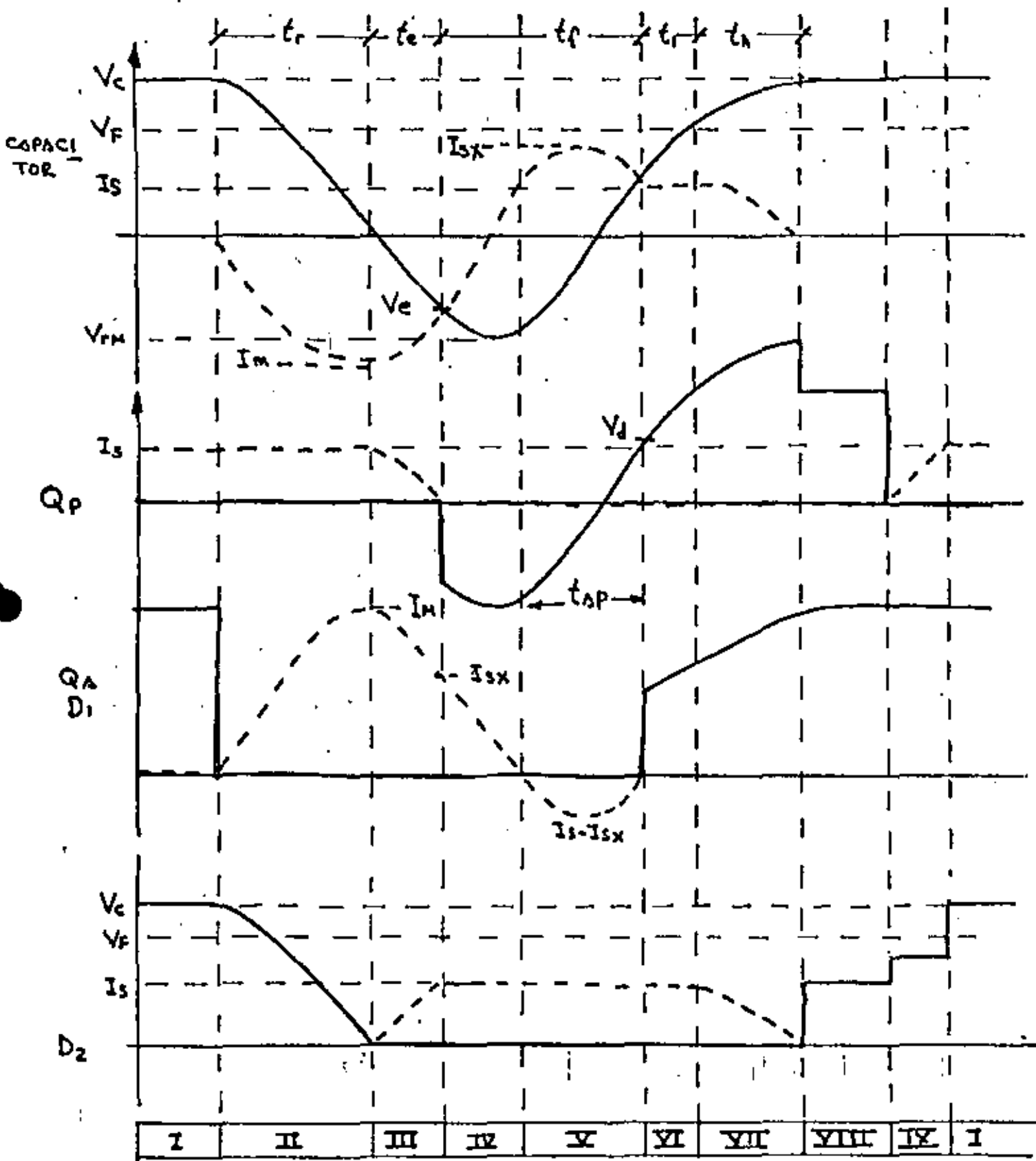
INTERVALO VIII

LA CORRIENTE I_s RETORNA LIBREMENTE A TRAVÉS DE D_3

INTERVALO IX

Q_p ENCIENDE Y TOMA LA CORRIENTE DE CARGA I_s A UNA RAZÓN DE CAMBIO LIMITADA POR L_0 Y L_2

$$\frac{di_Q}{dt} = \frac{V_F}{L_0 + L_2}$$



I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X
---	----	-----	----	---	----	-----	------	----	---

RESUMEN

Los tiempos disponibles para conmutación quedan dados por

$$t_{AP} = T_0 \times \cos^{-1} \frac{\frac{L_2}{L_1} - \frac{1}{x} + 1}{\left(\frac{L_2}{L_1} + \left(\frac{1}{x} - 1\right)^2\right)^{1/2}}$$

$$t_{AA} = T_0 \times 2 \cos^{-1} \left(\frac{L_2}{L_1} + \left(\frac{1}{x} - 1\right)^2\right)^{-\frac{1}{2}}$$

Si $L_2 = L_1$

se tendrá un máximo para t_{AP} dado por:

$$x = 0.528$$

Para máximo t_{AA}

$$x = 0.448$$

Las definiciones de los parámetros son:

$$x = \frac{I_s}{I_M}$$

$$T_0 = \frac{C_1 V_c}{I_s}$$

IMPULSORES DE COMPUERTA

- DISPARO CONFIABLE
- EXITACION ENERGICA
- AISLAMIENTO DIELECTRICO
- RAPIDEZ DE CONMUTACION

IMPULSORES

ACOPLADOS MAGNETICAMENTE

- OSCILADOR
- COMPUERTA
- TRANSFORMADOR
- RECTIFICADOR

ACOPLADOS OPTICAMENTE

OPTO - TRANSISTOR

- OPTOACOPADOR
- FUENTE DE ALIMENTACION
- COMPUERTA

FIBRA OPTICA

- TRANSMISOR
- RECEPTOR
- FUENTE DE ALIMENTACION

ACOPLADOS DIRECTAMENTE

- COMPUERTAS

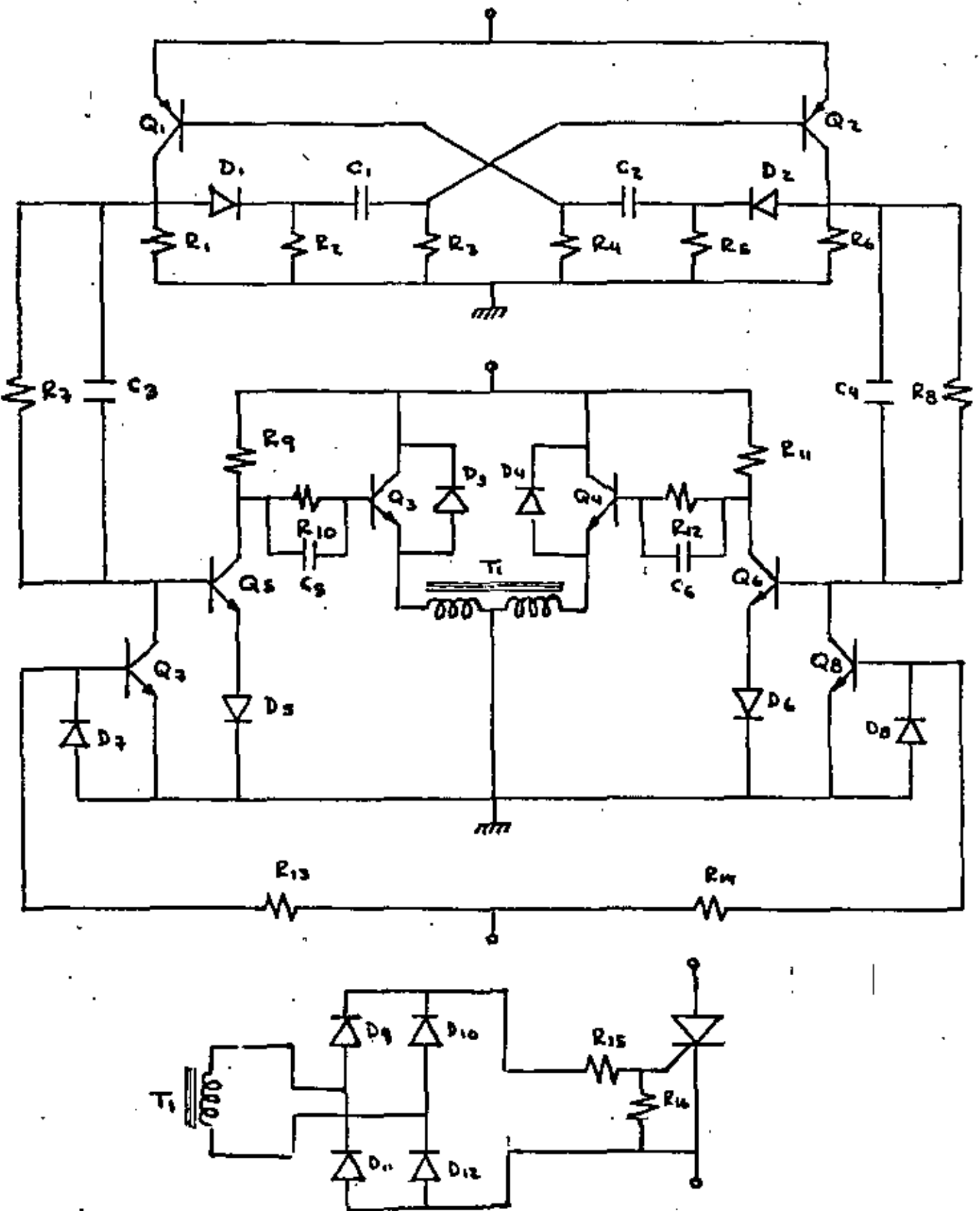
LOS CIRCUITOS MAS COMUNMENTE EMPLEADOS SON
LOS DE ACOPLAMIENTO MAGNETICO

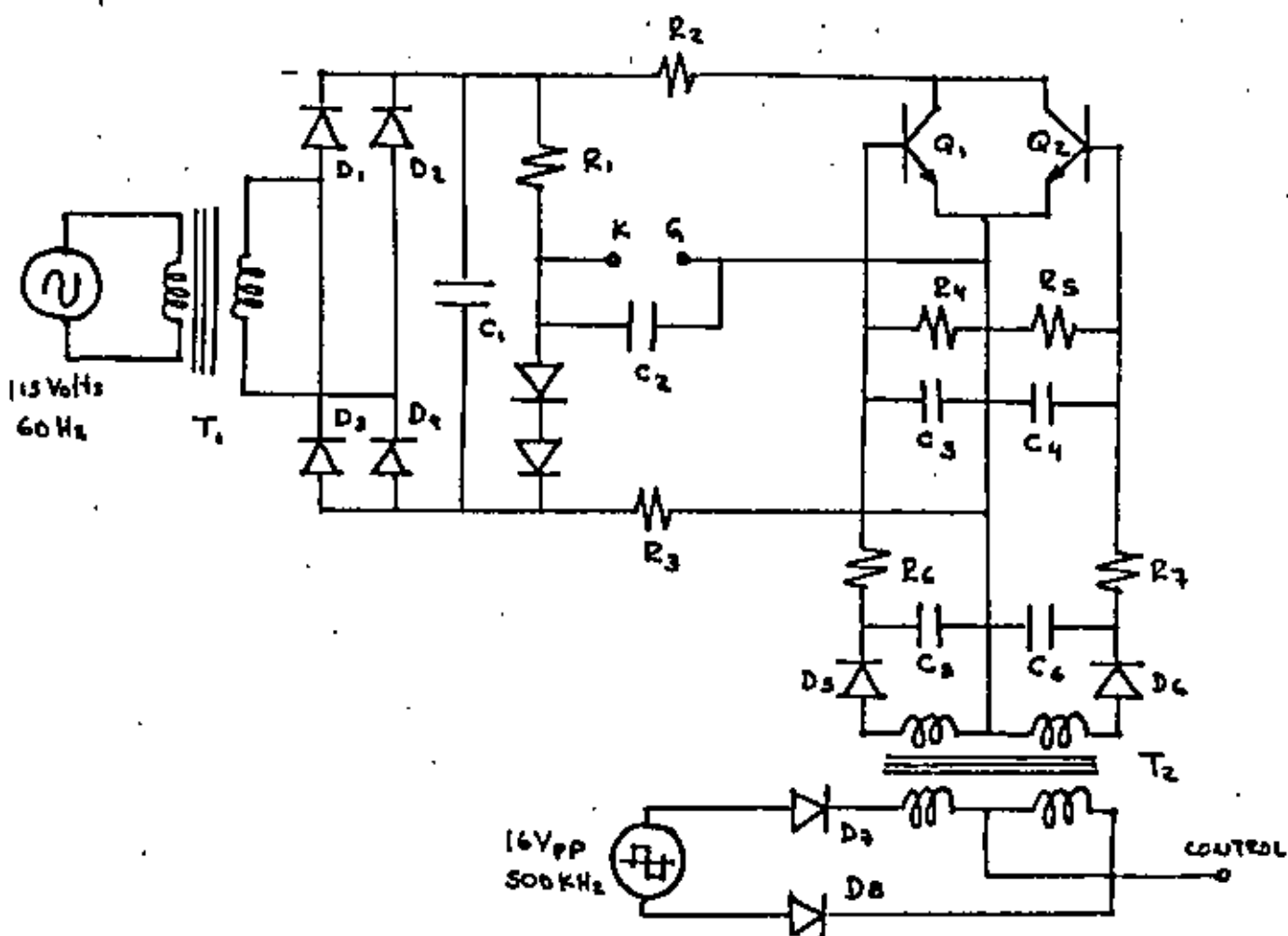
LA TENDENCIA ES HACIA ACOPLAMIENTO MEDIANTE
FIBRA OPTICA

EL ACOPLAMIENTO OPTICO MEDIANTE OPTO TRAN-
SISTOR ES ADECUADO PARA TENSIONES
MENORES A 1KV

EL ACOPLAMIENTO DIRECTO ES RECOMENDABLE
SOLO EN CLASE A Y PARA POTENCIAS MENORES
A 500W

CIRCUITO PARA DISPARO MEDIANTE PORTADORA DE ALTA FRECUENCIA





- C₁ 2400 μF
- C₂ 0.01 μF
- C₃ 0.01 μF
- C₄ 0.01 μF
- C₅ 0.01 μF
- C₆ 0.01 μF

- R₁ 1kΩ
- R₂ 25 Ω
- R₃ 100 Ω
- R₄ 1k2 Ω
- R₅ 1k2 Ω
- R₆ 100 Ω
- R₇ 100 Ω

- D₁ 1N4007
- D₂ 1N4007
- D₃ 1N4007
- D₄ 1N4007
- D₅ 1N4933
- D₆ 1N4933
- D₇ 1N4933
- D₈ 1N4933

- Q₁ 2N5262
- Q₂ 2N5262

REDES AMORTIGUADORAS

LOS CRITERIOS DE DISEÑO SON
SIMILARES A LOS ENCONTRADOS
EN LA REALIZACION DE TROCEA
DORES CON TRANSISTORES BIPOLARES:

LIMITAR:

$$\frac{di}{dt} \quad \text{AL ENCENDIDO}$$

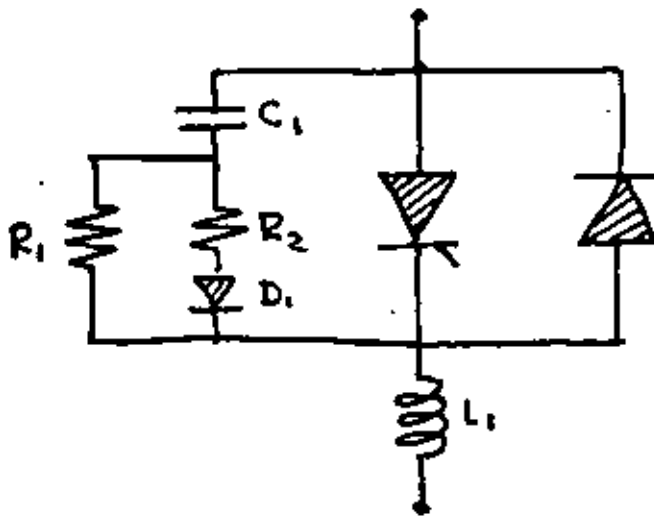
$$\frac{dv}{dt} \quad \text{AL APAGADO}$$

PROCURAR:

Eficiencia

Confiableidad.

CIRCUITOS COMUNMENTE EMPLEADOS

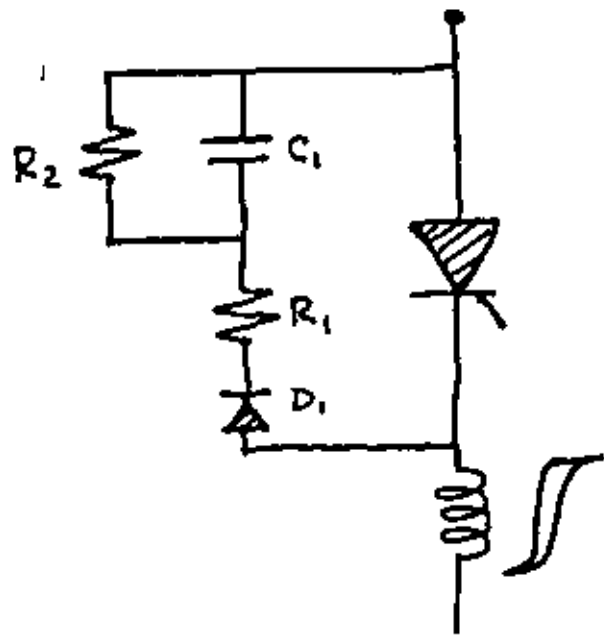


C_1 y R_2 Limitan el $\frac{dV}{dt}$ al apagado

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



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

CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS ELECTRICAS

AREA SEGURA DE OPERACION

DICIEMBRE, 1982

AREA SEGURA DE OPERACION PARA TRANSISTORES DE POTENCIA

1. Area segura de operación con corriente continua

El Área Segura de Operación (ARSO) con corriente continua de un transistor para una temperatura dada de la base de montaje, está limitada por la corriente continua máxima $I_C \text{ máx}$, la tensión máxima colector-emisor $V_{CE0} \text{ máx}$ y la potencia total máxima $P_{tot} \text{ máx}$. Estos tres límites pueden trazarse en una gráfica I_C - V_{CE} de escalas lineales (fig. 1) o, mejor todavía, en una de escalas logarítmicas (fig. 2), en cuyo caso la $P_{tot} \text{ máx}$ queda representada entonces como una línea recta a 45° respecto de los ejes.

Para condiciones de régimen permanente hay una relación lineal entre la potencia disipada y la diferencia entre la temperatura de la unión colector-base y la de la base de montaje:

$$T_J - T_{mb} = P_{tot} \cdot R_{th j-mb} \quad (1)$$

en donde $R_{th j-mb}$ es la resistencia térmica entre la unión y la base de montaje.

Si se alcanza la máxima temperatura de la unión admisible, esta ecuación se transforma en la siguiente:

$$T_{j \text{ máx}} - T_{mb} = P_{tot \text{ máx}} \cdot R_{th j-mb} \quad (1a)$$

Las hojas de características indican $P_{tot} \text{ máx}$ en función de la temperatura de la base de montaje (fig. 3).

2. Ampliación del área para funcionamiento con pulsos

Cuando el transistor funciona con pulsos, la potencia que soporta es superior a la $P_{tot} \text{ máx}$ a C.C.; debido a ello el aumento de la temperatura de la unión no sólo

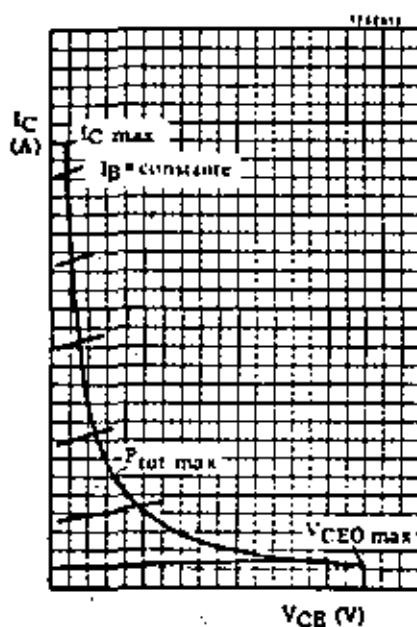


Fig. 1

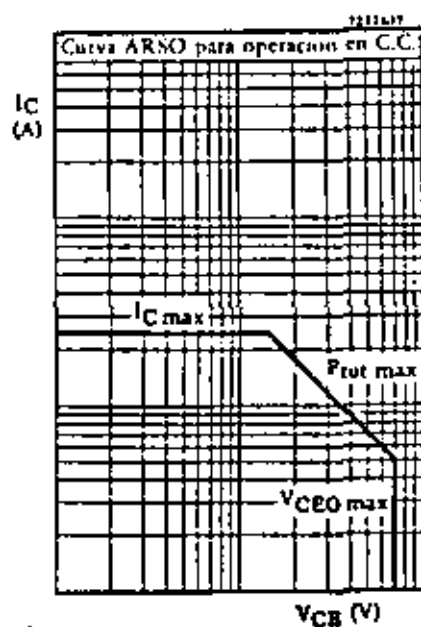


Fig. 2

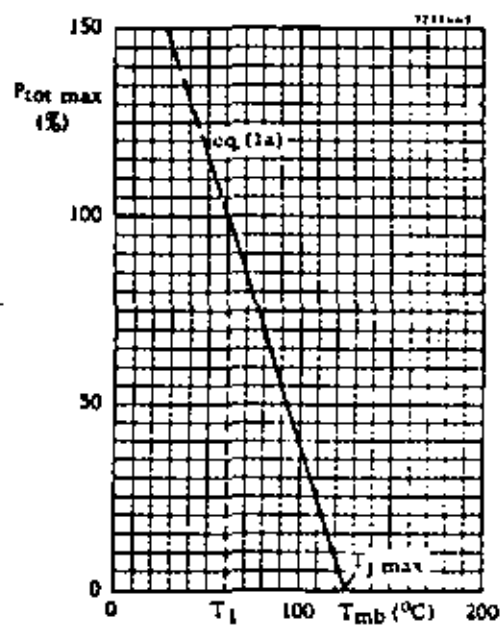


Fig. 3

depende de $R_{th j-mb}$, sino también del ancho del pulso t_p y el periodo T (fig. 4). Cuando se alcanza el régimen permanente, se tiene:

$$T_{j \text{ pico}} - T_{mb} = P_{\text{pico}} \cdot Z_{th j-mb} \quad (2)$$

$$T_{j \text{ máx}} - T_{mb} = P_{\text{pico máx}} \cdot Z_{th j-mb} \quad (2a)$$

donde $Z_{th j-mb}$ representa la impedancia térmica transitoria (fig. 5).

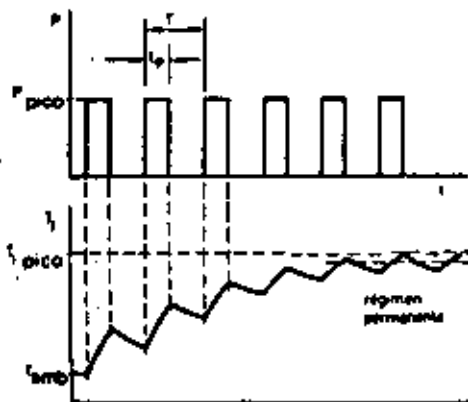


Fig. 4

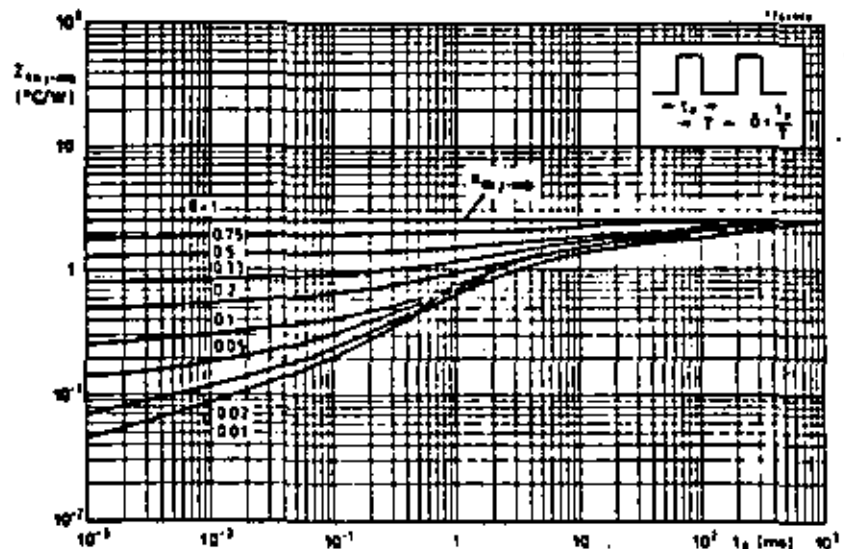


Fig. 5

Si dividimos la ecuación (2a) por la (2a) obtendremos:

$$P_{\text{pico máx}} = P_{\text{tot máx}} \frac{R_{th j-mb}}{Z_{th j-mb}} = P_{\text{tot máx}} \cdot M_p \quad (3)$$

Esto significa que la curva de $P_{\text{tot máx}}$ se desplaza por una cantidad M_p , a la cual se le conoce como "factor de multiplicación de potencia" y da lugar a una ampliación del área de funcionamiento para operación con pulsos (ver línea de trazos inclinada en la fig. 6). Su límite queda determinado por $P_{\text{pico máx}}$ y la máxima corriente de colector $I_{CM \text{ máx}}$ para pulsos.

Además de los límites impuestos por el ARSO, el valor medio de la corriente $I_C(AV)$, en un tiempo promedio t_{av} de 50 ms, no deberá exceder el valor máximo admisible de la corriente de C.C., $I_{C \text{ máx}}$. O sea, que cuando se tenga un pulso con duración mayor a 50 ms, su valor pico no deberá exceder el límite ARSO de C.C.

3. SEGUNDA RUPTURA

3.1 Descripción del fenómeno

La primera ruptura consiste en un aumento repentino de la corriente I_C , con tensión constante, como resultado de la acción de avalancha dentro del cristal. Si la corriente de colector se incrementa todavía más, puede llegarse a una condición crítica en la cual la tensión a través del cristal cae a un nivel muy bajo.

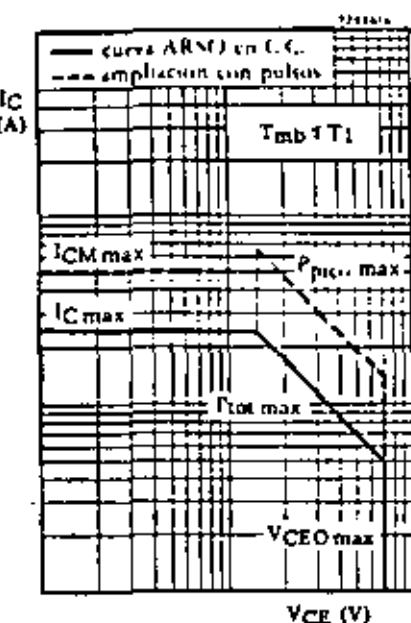


Fig. 6

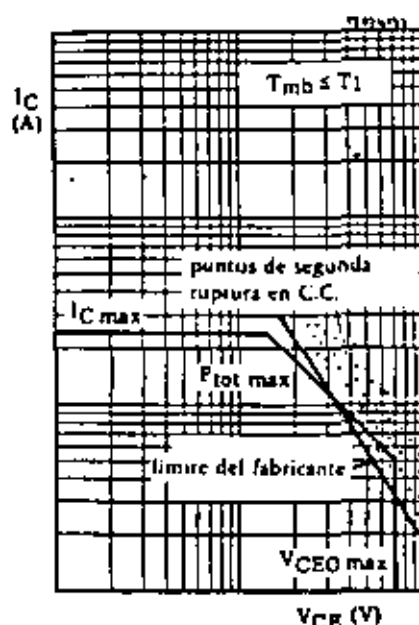


Fig. 7

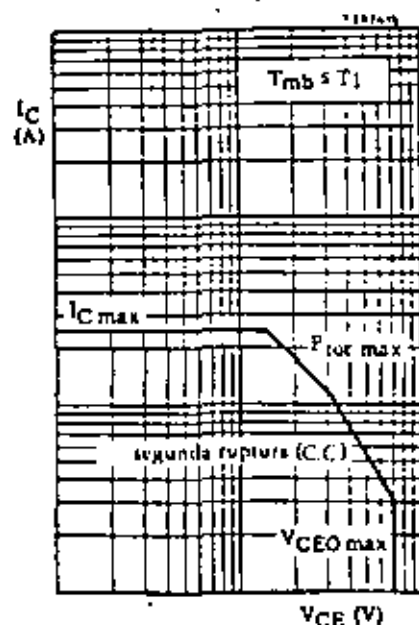


Fig. 8

Este fenómeno, conocido como segunda ruptura, se inicia por una contracción de corriente que lleva a un calentamiento local dentro del cristal. Al aumentar la tensión (antes de la segunda ruptura) la potencia a la cual ocurre la contracción disminuye. Si un simple punto en el cristal excede $T_j\ máx$, las características del transistor pueden ser afectadas permanentemente; además, la contracción de la corriente ocasionará que la temperatura se incremente y precipite la segunda ruptura lo cual destruirá al transistor.

La curva de seguridad (ARSO) debe definir una área que no sólo impida la segunda ruptura, sino también la contracción de corriente que le precede.

3.2 Reducción del área de seguridad en corriente continua debida a la segunda ruptura.

La susceptibilidad de un transistor a la segunda ruptura se investiga aplicándole una carga de C.C. hasta observar contracción de la corriente de tal manera que puedan graficarse puntos donde esto ocurra para diferentes combinaciones de I_C y V_{CE} (fig. 7). Con base a esto se define entonces un límite que evita la contracción de la corriente de modo que la línea resultante reduce la curva ARSO original como se ve en la propia fig. 7. La curva final para $P_{tot\ máx}$ en corriente continua se muestra en la fig. 8. En general, el límite de la segunda ruptura es independiente de la temperatura de la base de montaje.

La resistencia térmica $R_{th\ j-mb}$ está garantizada para toda combinación de I_C - V_{CE} dentro del área de seguridad en funcionamiento de C.C.

3.3 Reducción del área de seguridad en operación con pulsos debido a la segunda ruptura.

En la sección 3.1 se indicó que la segunda ruptura se presenta cuando algún punto de la unión (cristal) alcanza una temperatura crítica. En realidad, son las condiciones térmicas en el propio cristal las que determinan el punto de la segunda

ruptura, o sea, la resistencia térmica ($R_{th \text{ cristal}}$) y la impedancia térmica ($Z_{th \text{ cristal}}$) entre la parte más caliente del cristal y el resto. La $Z_{th \text{ cristal}}$ depende tanto de $R_{th \text{ cristal}}$ como de δ , t_p y de la relación $I_C - V_{CE}$.

Lo mismo que con M_p , puede obtenerse un factor de multiplicación M_{SB} que permita fijar la línea correspondiente a la segunda ruptura en operación con pulsos. Sin embargo, para la segunda ruptura se dan dos factores: $M_{SB}(I)$ que es el factor de multiplicación de la tensión para el nivel $I_C \text{ máx}$ y $M_{SB}(V)$ que representa el factor de multiplicación de la corriente para el nivel $V_{CE0} \text{ máx}$. Conociendo δ y t_p , los factores arriba mencionados pueden determinarse a partir de dos curvas como las de las figs. 9a y 9b que se publican con las características de cada transistor. El valor de la tensión para el cual la línea de la segunda ruptura en C.C. se intersecta con la línea $I_C \text{ máx}$ (punto C, fig. 10) se multiplica por $M_{SB}(I)$ con lo cual se obtiene una nueva intersección C' para condiciones especificadas de pulsos.

En la misma forma $M_{SB}(V)$ se emplea para determinar el punto D' a partir de D que es el punto para el cual la línea de la segunda ruptura en C.C. se intersecta con la línea $V_{CE0} \text{ máx}$. La línea que pasa a través de C' y D' define el límite de la segunda ruptura para valores dados de δ y t_p .

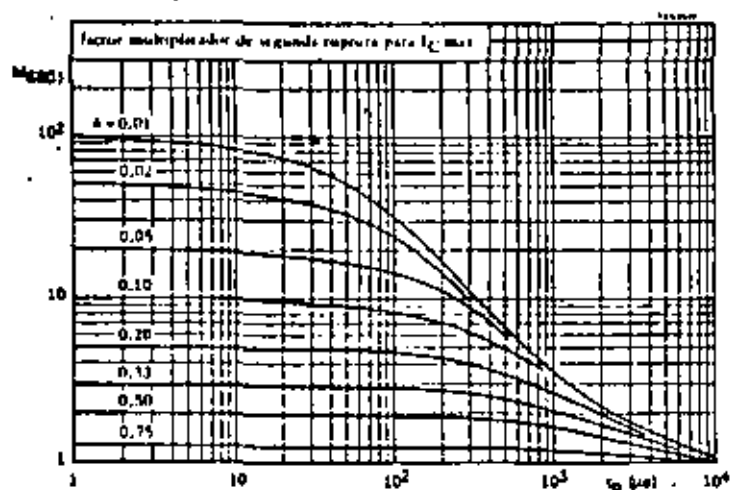


Fig. 9a

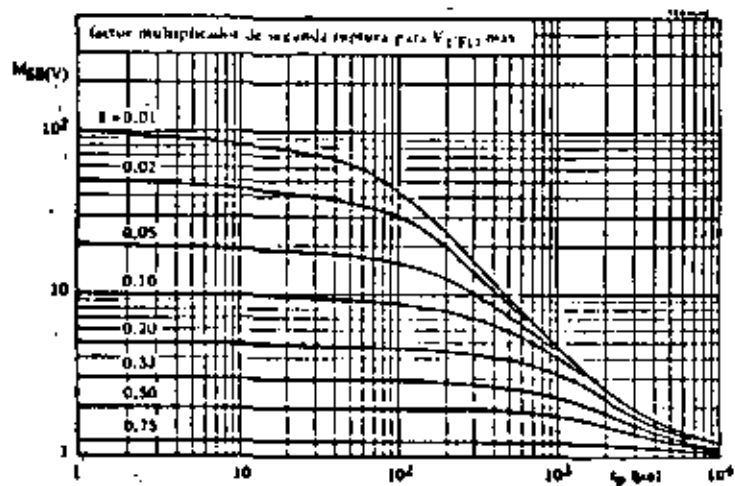


Fig. 9b

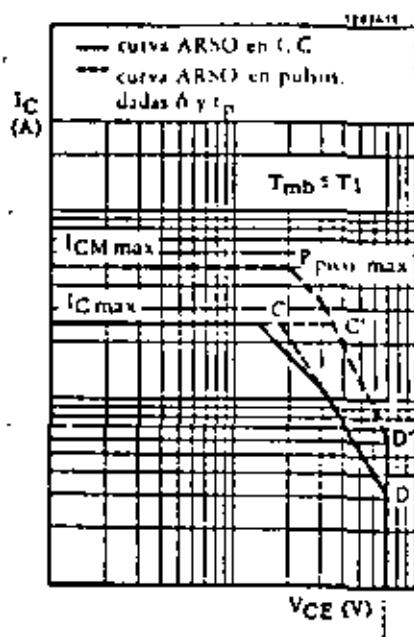


Fig. 10

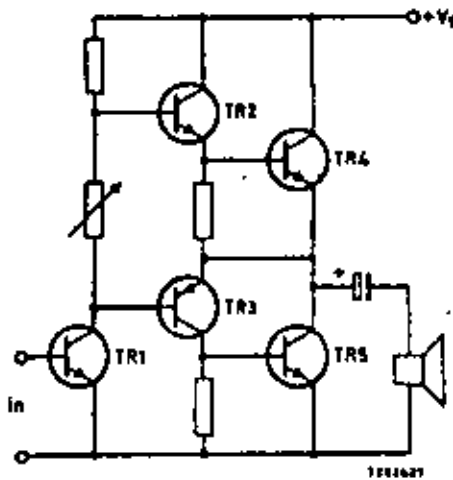


Fig. 11

4. Conclusiones

De todo lo anterior puede concluirse que un transistor sometido a la acción de pulsos funcionará, sin destruirse, dentro del área limitada por I_{CM} máx. Píco máx, límite de la segunda ruptura con pulsos y V_{CE0} máx previendo que la temperatura en la base de montaje no exceda de T_1 ; cuando dicha temperatura sobrepasa T_1 , M_p debe reducirse por un factor obtenido de la fig. 3 (ver sección 1), pero el valor de M_{SB} no necesita ser cambiado.

La curva ARSO para un ciclo de trabajo especificado (6) se da en las hojas de características; sin embargo, con la ayuda de las curvas Z_{th} , $M_{SB}(I)$, $M_{SB}(V)$ y la curva ARSO para C.C., se puede construir la curva de seguridad correspondiente a pulsos para cualquier ciclo de trabajo.

5. Ejemplo

5.1. Planteamiento del problema

En la fig. 11 se muestran las etapas excitadoras y de salida de un amplificador de audio. Se desea saber si el transistor excitador TR3 puede funcionar con máxima seguridad bajo las peores condiciones.

La impedancia de la bocina es tal que las peores condiciones ocurren cuando el amplificador recibe una señal 20 veces mayor que la necesaria para obtener una potencia de salida máxima a la frecuencia de 750 Hz. Las figs. 12a y 12b dan la tensión VCE y la corriente I_C del transistor TR3 bajo estas condiciones; asimismo, la temperatura medida en la base de montaje es de $85^\circ C$.

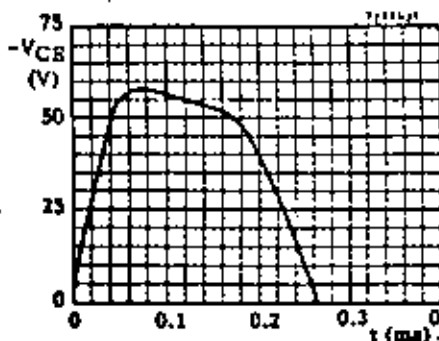


Fig. 12a

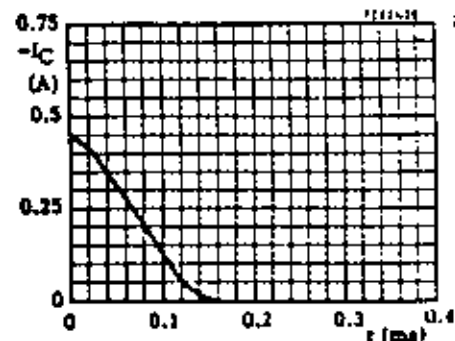
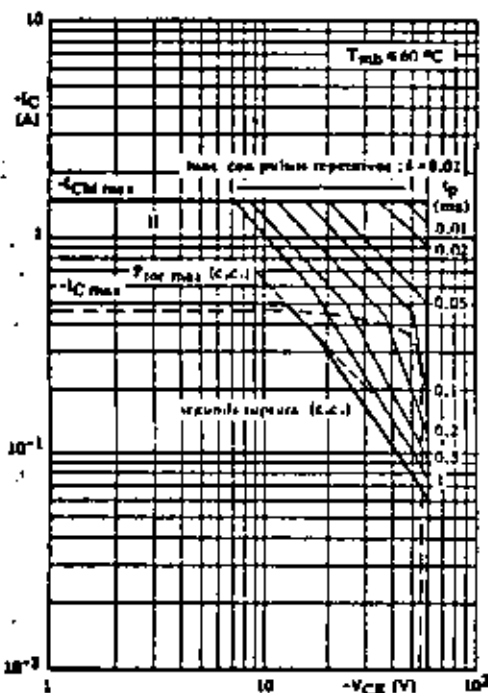


Fig. 12b

5.2 Area de funcionamiento de TR3

Con los datos del inciso anterior y con la información dada por el fabricante (Figs. 13, 14, 15, 16 y 17) pueden conocerse las condiciones de operación del transistor tomado como ejemplo. Si los valores de las figs. 12a y b se grafican en la característica ARSO (fig. 13) puede observarse que las condiciones de operación críticas o extremas (línea de trazos) sobrepasan los límites ARSO para C.C. (línea llena). Esto significa que deberán construirse otros límites ARSO correspondientes a las condiciones de prueba consideradas como críticas.



Area Segura de Operación con el transistor polarizado en sentido directo
 I Región en la que se permite el funcionamiento en C.C.
 II Ampliación admisible para funcionamiento con pulsos repetitivos

Fig. 13

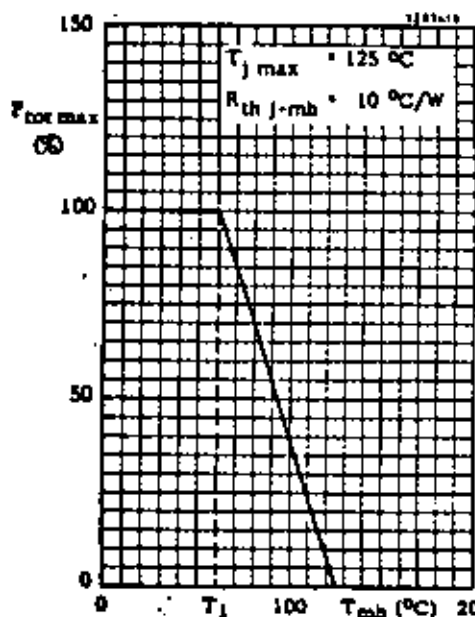


Fig. 14

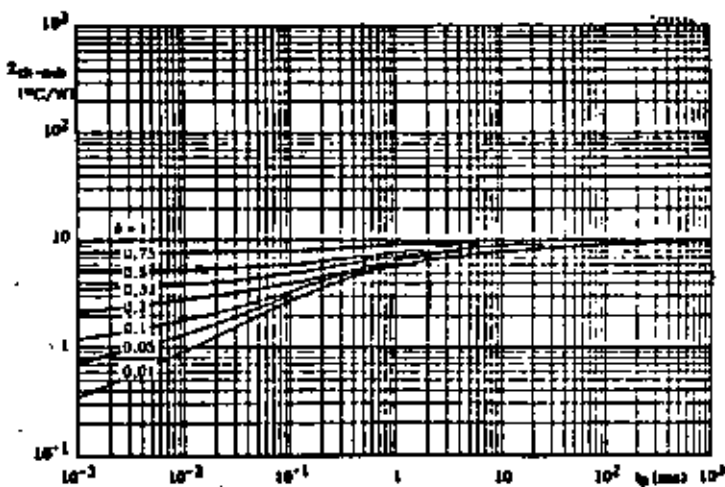


Fig. 15

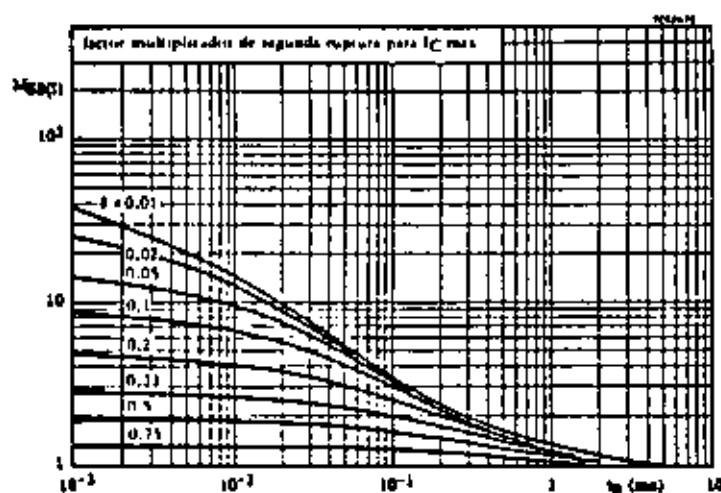


Fig. 16

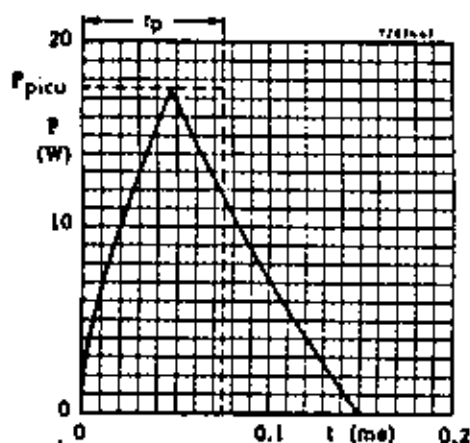


Fig. 18

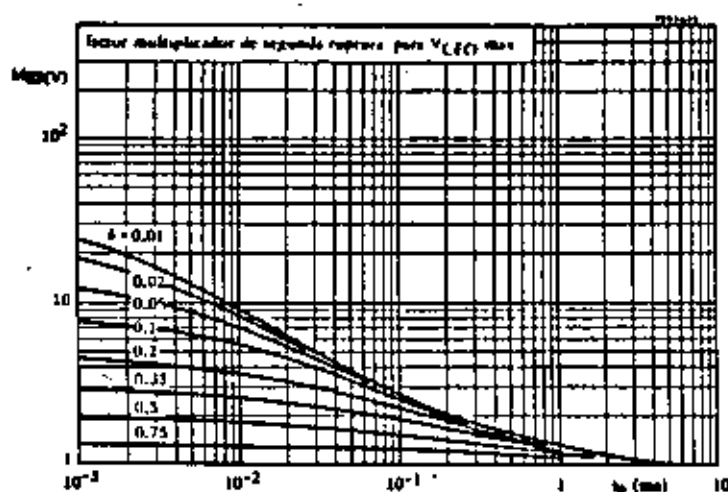


Fig. 17

5.3 Construcción del área segura de operación (ARSO) para funcionamiento con pulsos.

5.3.1 Dibujar la curva de potencia obtenida de la multiplicación de las dos curvas de la fig. 12 y construir un rectángulo equivalente al área determinada por la curva conservando el valor pico de la potencia del pulso original (fig. 18).

5.3.2 Determinar los valores de t_p , T , $\delta = t_p/T$ y P_{pico} . Los resultados son:

$$\begin{aligned}
 t_p &= 75 \text{ } \mu\text{s} \\
 T &= \frac{1}{750} = 1.33 \text{ ms} \\
 \delta &= 0.056 \\
 P_{pico} &= 17.5 \text{ W}
 \end{aligned}$$

5.3.3 De la fig. 14 se determina el factor de degradación para P_{tot} máx a 85°C , que resulta de 0.6.

Por medio de la fig. 15 se determina

$$M_p = \frac{R_{th\ j-mb}}{Z_{th\ j-mb}}$$

para $t_p = 75\ \mu\text{s}$ y $\delta = 0.056$

$$R_{th\ j-mb} = 10^{\circ}\text{C/W}$$

$$Z_{th\ j-mb} = 2.75^{\circ}\text{C/W}$$

es decir

$$M_p = \frac{10}{2.75} = 3.64$$

5.3.4 Con ayuda de las figs. 16 y 17 se determinan los factores MSB para $t_p = 75\ \mu\text{s}$ y $\delta = 0.056$, resultando

$$MSB(I) = 3.6$$

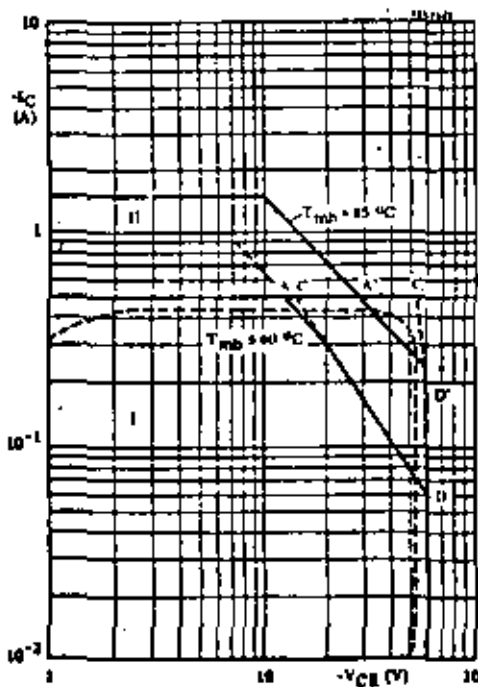
$$MSB(V) = 2.8$$

5.3.5 Mediante la fig. 13 se construye la ampliación de las curvas ARSO para pulsos con $t_p = 75\ \mu\text{s}$ y $\delta = 0.056$ de acuerdo con las siguientes reglas (ver fig. 19):

*Multiplicar el valor de la tensión en el punto A por el factor de degradación obtenido de la fig. 14 (0.6) y por $M_p = 3.64$ para obtener A'.

$$V_A = 13\ \text{V}$$

$$V_{A'} = 13\ \text{V} \times 0.6 \times 3.64 = 28.4\ \text{V}$$



I Región de funcionamiento admisible hasta $T_{mh} = 140^{\circ}\text{C}$
 II Ampliación admisible para $t_p = 75\ \mu\text{s}$, $\delta = 0.056$ y $T_{mh} = 85^{\circ}\text{C}$

Fig. 19

*A través de A' se traza una línea inclinada 45° para la potencia máxima

$$P_{\text{pico máx}} = 28.4 \times I_C \text{ máx} = 14.2 \text{ W.}$$

*Multiplicar el valor de V_{CE} en el punto C por $M_{SB}(I) = 3.6$ (ver 5.3.4), para obtener C'

*Multiplicar el valor de I_C en el punto D por $M_{SB}(V) = 2.8$ (ver 5.3.4) para obtener D'.

*Construir un nuevo límite para la segunda ruptura dibujando una línea que pase por los puntos C' y D'.

*De esta manera el área segura de operación (ARSO) para este caso particular está delimitada por la línea $I_{CM \text{ máx}}$, por la recta de la disipación máxima pico que pasa por A', por la línea C'-D' que corresponde al límite de la segunda ruptura y finalmente por la recta V_{CE0} .

5.3.6 Verificar que todos los puntos I_C - V_{CE} de las figuras 12a y 12b se encuentren dentro del nuevo límite ARSO. En este ejemplo se sobrepasa el límite de la potencia de pico máxima, línea de 45° entre los puntos A'D', pero no el límite de la segunda ruptura.

Para evitar este inconveniente, hay que disminuir el valor de la temperatura de la base de montaje, T_{mb} , empleando un disipador mayor.

5.3.7. Se puede calcular el nuevo valor de $T_{mb \text{ máx}}$ como sigue:

$$T_{mb \text{ máx}} = T_{j \text{ máx}} - P_{\text{pico}} \cdot Z_{th \text{ j-mb}}$$

$$P_{\text{pico}} = 17.5 \text{ W (ver 5.3.2)}$$

$$Z_{th \text{ j-mb}} = 2.75^\circ\text{C/W}$$

es decir:

$$T_{mb \text{ máx}} = 125 - 17.5 \times 2.75 = 77^\circ\text{C}$$

5.3.8 Para el cálculo del disipador puede considerarse la potencia media a condición de que el período T no sobrepase la constante de tiempo térmica del transistor.

entonces

$$T_{mb} - T_{amb} = \delta \cdot P_{\text{pico}} \cdot R_{th \text{ mb-a}}$$

Si $T_{mb \text{ máx}}$ y P_{pico} se conocen, puede calcularse el valor máximo admisible de $R_{th \text{ mb-a}}$:

$$R_{th \text{ mb-a máx}} = \frac{T_{mb \text{ máx}} - T_{amb}}{\delta \cdot P_{\text{pico}}}$$

para nuestro ejemplo:

$$R_{th \text{ mb-a máx}} = \frac{77 - 25}{0.056 \times 17.5} = 53^\circ\text{C/W}$$



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

CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS ELECTRICAS

**S E C C I O N
V PROTECCIONES**

M. en I. Luis M. Hernández Ortega

DICIEMBRE, 1982

DEFINICION DE TERMINOS

t_f = tiempo de fusión

t_a = tiempo de arco

t_i = tiempo de interrupción

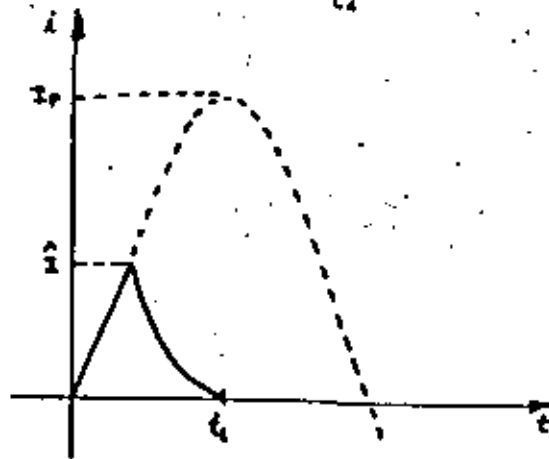
\hat{i} = corriente pico a través del fusible

I_p = corriente pico disponible

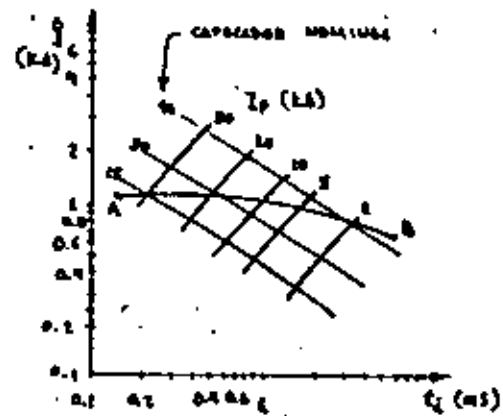
$$I_p = V_0 \frac{1}{Z_s + Z_L} \quad (\text{C.A.})$$

Para una onda triangular

$$\hat{i} = \sqrt{\frac{3(I_p t_i)}{t_i}}$$



①



A-B CARACTERISTICA DEL SEMICONDUCTOR

PROCEDIMIENTO

- Obtener \hat{i} vs t_i para el semiconductor
- obtener \hat{i} vs t_i para el fusible
- Superponer gráficas
- Determinar I_p para el circuito de interrupción
- Seleccione un fusible que:
 - a- soporte una corriente mayor que la normal a través del dispositivo
 - b- limite \hat{i} por debajo de la máxima que soporta el dispositivo

PROTECCION CONTRA SOBRECORRIENTES

CAUSADAS POR:

- FALLAS DE CONMUTACION
- CORTO CIRCUITO EN LA CARGA
- SOBRECARGA
- FALLA EN LOS DISPOSITIVOS

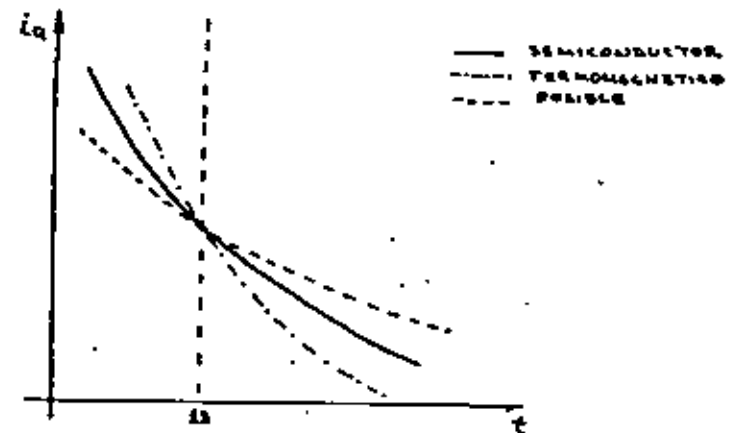
PROPOSITO:

- PROTECCION DEL SISTEMA
- PROTECCION A LA CARGA
- PROTECCION A LOS DISPOSITIVOS

SELECCION DE FUSIBLES

(2)

COORDINACION DE PROTECCIONES



SOBRECARGAS: protección al equipo mediante interruptores de tipo termomagnético, o activo incorporado al equipo electrónico

CORTO CIRCUITO: protección al equipo mediante fusibles de alta velocidad.

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:

- (a) Capacidad de voltaje
- (b) Capacidad en amperios
- (c) La Capacidad de interrupción
- (d) El I^2t que soportará el semiconductor

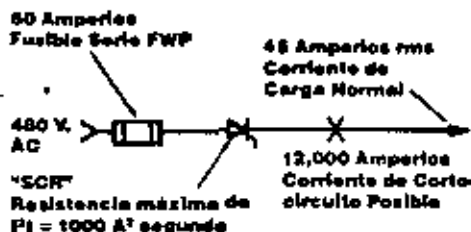


Diagrama Monolineal de Aplicación Típica

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 corto-circuito posible del ejemplo y así provee un margen grande de seguridad.

I^2t Corriente Instantánea Máxima ("Let-thru")

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".

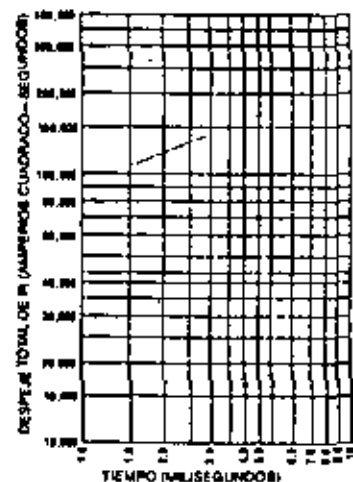


Gráfica A—Despeje total de I^2t del fusible contra la corriente de cortocircuito. (Una reproducción parcial de la gráfica completa del fusible Serie FWP 700 voltios aplicada a 500 voltios).

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 .



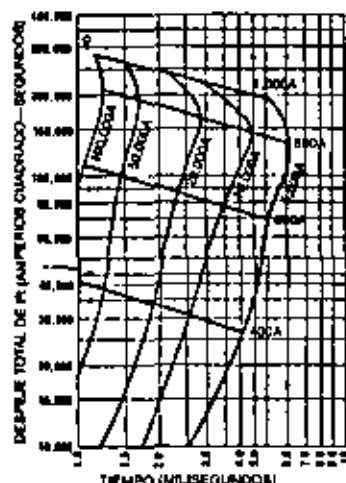
Gráfica B—Resistencia máxima típica de I^2t del semiconductor contra la anchura del pulso en milisegundos.

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/ 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.



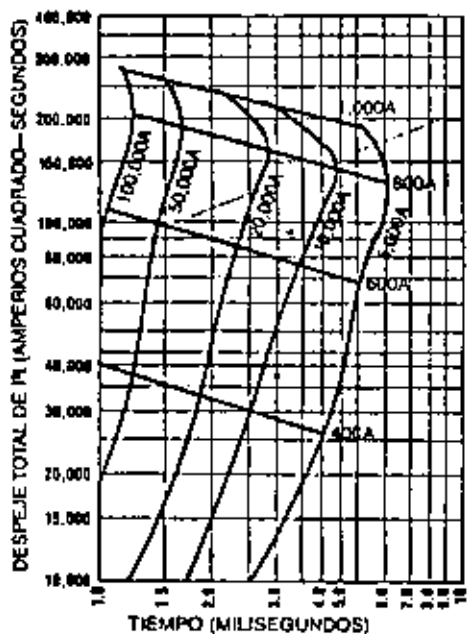
Gráfica C—Despeje total de I^2t contra el tiempo (milisegundos). (Una reproducción parcial de la gráfica completa del fusible Serie FWP 700 voltios). Note que las curvas paradas indican varios niveles de corrientes de cortocircuito (5000 A, 10,000 A, etc.) y las curvas inclinadas hacia abajo de izquierda 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.



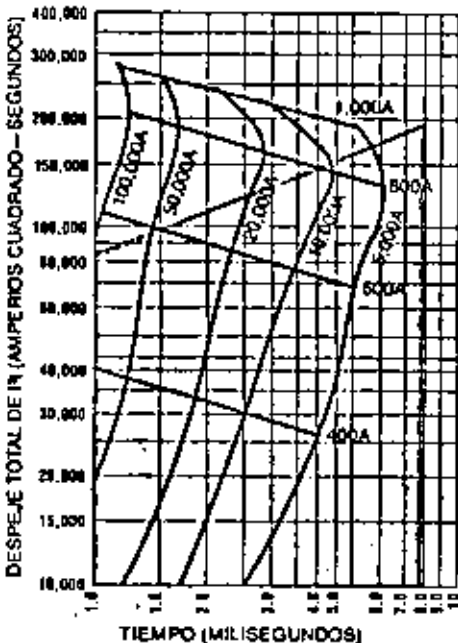
Fusibles Semiconductores

Aplicación



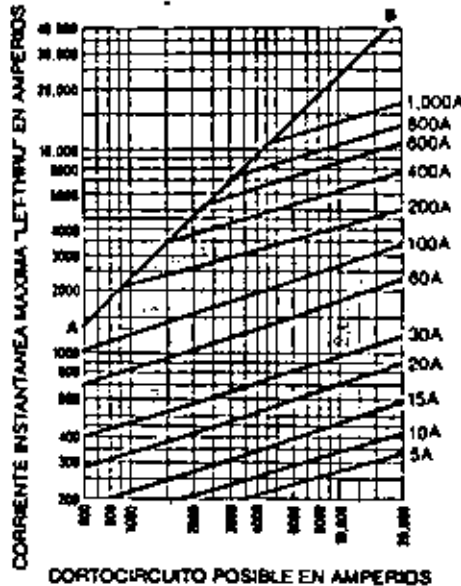
Gráfica D—Gráficas "B" y "C" combinadas.

Esto está hecho en la Gráfica E al sombrear el área que encierra la "zona" de protección del dispositivo semiconductor particular por medio de los fusibles Serie FWP aplicados a 500 Voltios.



Gráfica E—El área sombreada en esta gráfica define el grado de protección que provee el fusible FWP.

Observando la Gráfica E se puede notar que el fusible de 600 amperios protegerá el dispositivo semiconductor contra las corrientes de falla hasta aproximadamente 10,000 amperios. El fusible de 600 amperios dará protección hasta 50,000 amperios de la corriente de falla.



Gráfica B—Gráfico de Corriente Instantánea Máxima "Let-Thru" en Amperios vs. Cortocircuito Posible en Amperios.

Las Gráficas del Efecto de Limitar la Corriente

Las Gráficas del Efecto de Limitar la Corriente muestran la relación de la corriente instantánea máxima ("Let-thru") (I_p) por un fusible contra la corriente de cortocircuito posible. La corriente instantánea máxima pasada por un fusible varía con la corriente de cortocircuito posible. Por ejemplo, a 700 voltios, la curva en el ejemplo en esta página muestra que el fusible FWP de 100 amperios tiene un I_p "let-thru" de 1,400 amperios a 1,500 amperios de corriente de cortocircuito posible y un I_p "let-thru" de 2,800 amperios a 12,000 amperios de corriente de cortocircuito posible. En cualquier caso, la habilidad extrema del fusible de limitar la corriente máxima de lo que sería alcanzado si el circuito no estuviera protegido por un fusible.

La línea "AB" representa las corrientes máximas (contra las corrientes de cortocircuito posible) que ocurriría sin la acción de limitar la corriente de un fusible.

Nota: La fórmula usada para computar el tiempo de disipación del fusible, t_c (vea ilustración en la página 3, Efecto de Limitar la Corriente del Fusible), es

$$t_c = \frac{3(I^2)}{I_p^2}$$

Usando datos gráficos tales como se muestran en la gráfica A para obtener los valores I_p de un fusible y los valores I_c de las gráficas de Efecto de Limitar la Corriente tales como se muestran en la página 5, el t_c para los varios niveles de las corrientes de cortocircuito pueden ser calculados por cada tamaño del fusible en amperios y las curvas replanteadas tales como aquellas que se muestran en la Gráfica C. (Los valores de tiempo en milisegundos son computados así y pueden ser clasificados como valores aparentes en vez de medidas directas. La fórmula arriba está basada en la consideración de que el área sombreada de la ilustración en la página 3 es triangular).

Números de Catálogo (Símbolo y Amperios)

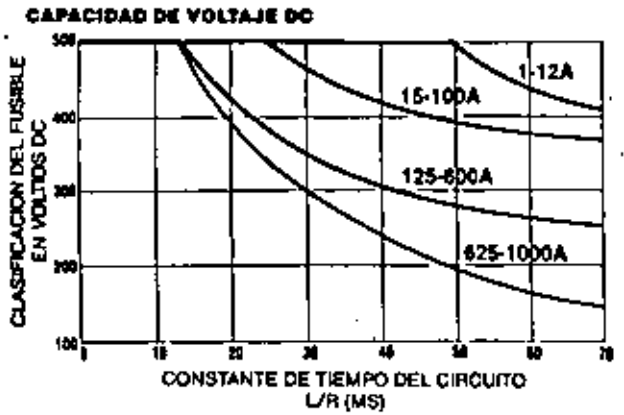
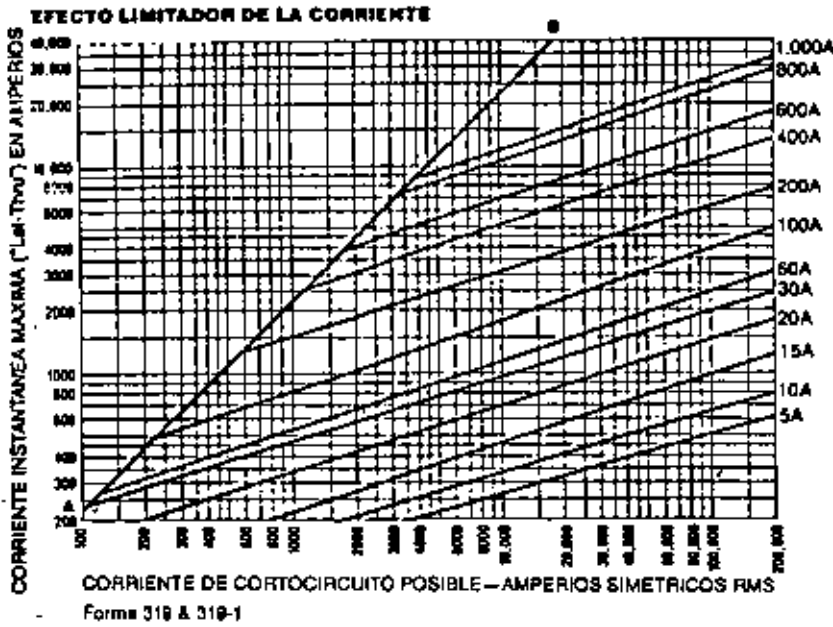
150V	250V	500V	750V
FWA 3	FWX 1	FWH 1	FWP 1
FWA 3	FWX 2	FWH 2	FWP 2
FWA 4	FWX 3	FWH 3	FWP 3
FWA 6	FWX 4	FWH 4	FWP 4
FWA 6	FWX 5	FWH 5	FWP 5
FWA 7	FWX 6	FWH 6	FWP 6
FWA 8	FWX 7	FWH 7	FWP 7
FWA 10	FWX 8	FWH 8	FWP 8
FWA 12	FWX 10	FWH 10	FWP 10
FWA 18	FWX 12	FWH 12	FWP 12
FWA 20	FWX 15	FWH 15	FWP 15
FWA 25	FWX 20	FWH 20	FWP 20
FWA 30	FWX 25	FWH 25	FWP 25
FWA 35	FWX 30	FWH 30	FWP 30
FWA 40	FWX 35	FWH 35	FWP 35
FWA 45	FWX 40	FWH 40	FWP 40
FWA 50	FWX 45	FWH 50	FWP 45
FWA 60	FWX 50	FWH 60	FWP 50
FWA 70	FWX 60	FWH 70	FWP 60
FWA 80	FWX 70	FWH 80	FWP 70
FWA 90	FWX 80	FWH 100	FWP 80
FWA 100	FWX 90	FWH 125	FWP 90
FWA 125	FWX 100	FWH 150	FWP 100
FWA 150	FWX 125	FWH 200	FWP 125
FWA 175	FWX 150	FWH 250	FWP 150
FWA 200	FWX 175	FWH 300	FWP 175
FWA 250	FWX 200	FWH 350	FWP 200
FWA 300	FWX 250	FWH 400	FWP 250
FWA 350	FWX 300	FWH 450	FWP 300
FWA 400	FWX 350	FWH 500	FWP 350
FWA 450	FWX 400	FWH 600	FWP 400
FWA 500	FWX 450	FWH 700	FWP 450
FWA 600	FWX 500	FWH 800	FWP 500
FWA 700	FWX 600	FWH 900	FWP 600
FWA 800	FWX 700	FWH 1000	FWP 700
	FWX 800		FWP 800
	FWX 900		FWP 900
	FWX 1000		FWP 1000

(FWX-HP fusibles de tipo "Rocky puck" disponibles Junio, 1951).

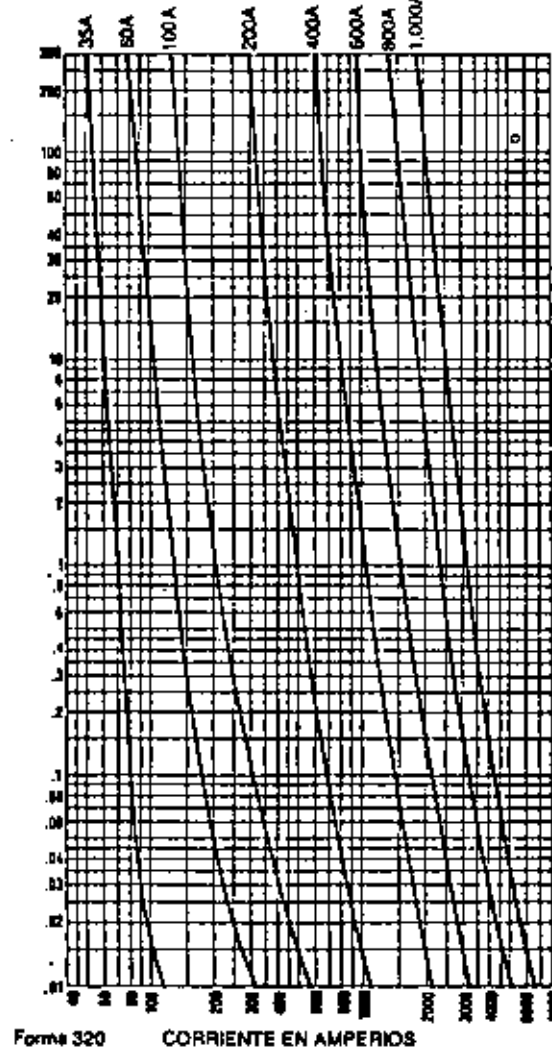
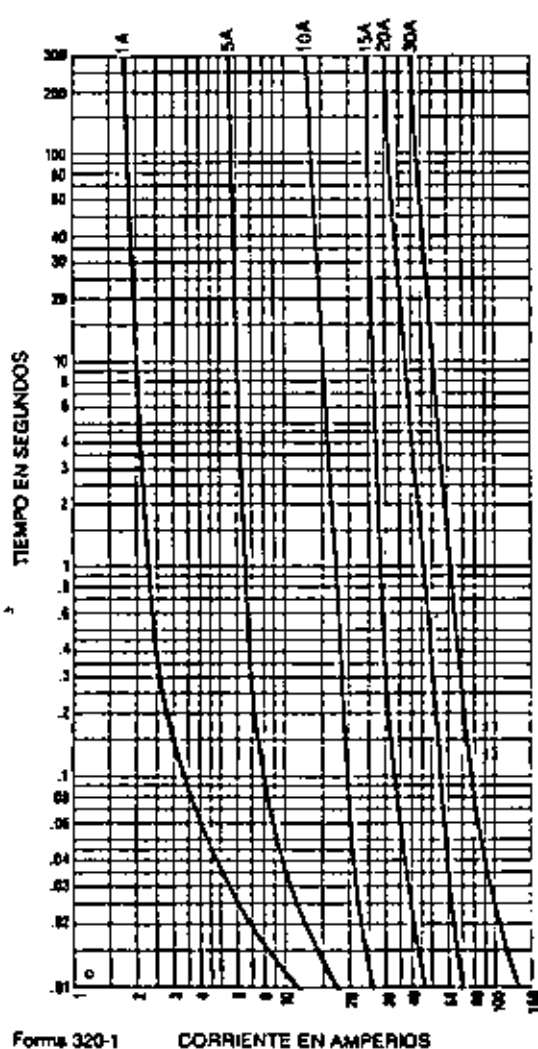
Cantidad por Cartón y Peso

Fusible	Cantidad por Cartón		Gramos
	Centímetros	Lbs.	
FWA 3-30	10	0.19	85
FWA 35-60	10	1.28	570
FWA 70-100	10	1.30	590
FWA 125-400	1	0.17	76.8
FWA 450-600	1	0.35	160
FWA 700-800	1	0.60	275
FWX 1-30	10	0.56	255
FWX 35-60	10	1.19	538
FWX 70-100	10	1.58	658
FWX 125-200	1	0.20	91.6
FWX 253-400	1	0.28	125
FWX 450-600	1	0.58	162
FWX 700-800	1	0.50	227
FWX-HP 600-1000	1	2.52	1191
FWH 1-30	10	0.56	255
FWH 35-60	10	1.40	633
FWH 70-100	1	0.19	86
FWH 125-200	1	0.28	128
FWH 250-400	1	0.48	218
FWH 450-600	1	0.89	374
FWH 700-800	1	1.62	737
FWH 900-1000	1	8.00	3600
FWP 1-30	10	0.56	255
FWP 35-60	10	0.87	394
FWP 70-100	1	0.38	170
FWP 125-200	1	0.48	220
FWP 250-400	1	1.15	520
FWP 450-600	1	2.62	1190
FWP 700-800	1	3.56	1615
FWP 900-1000	1	8.31	2850

Serie FWH (500 Voltios)

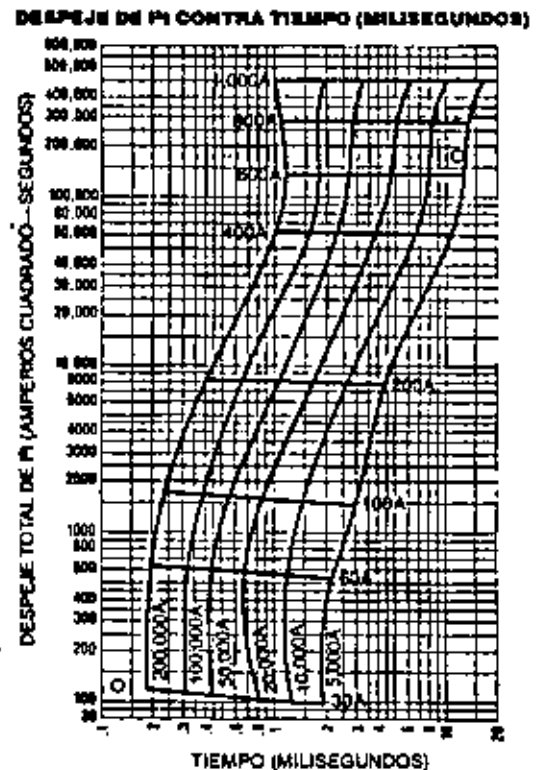
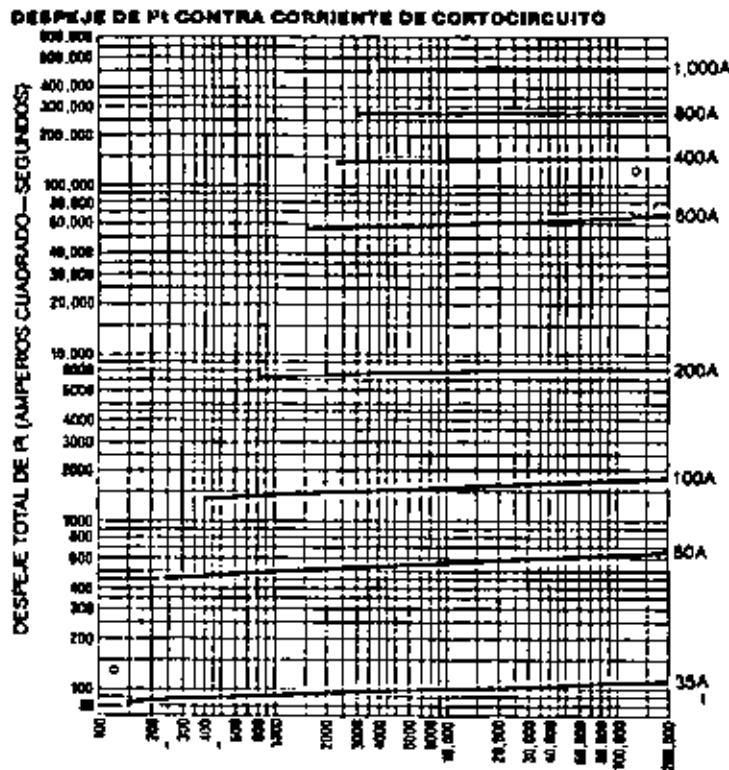


CARACTERISTICAS DEL TIEMPO PROMEDIO DE FUNDIR CONTRA LA CORRIENTE



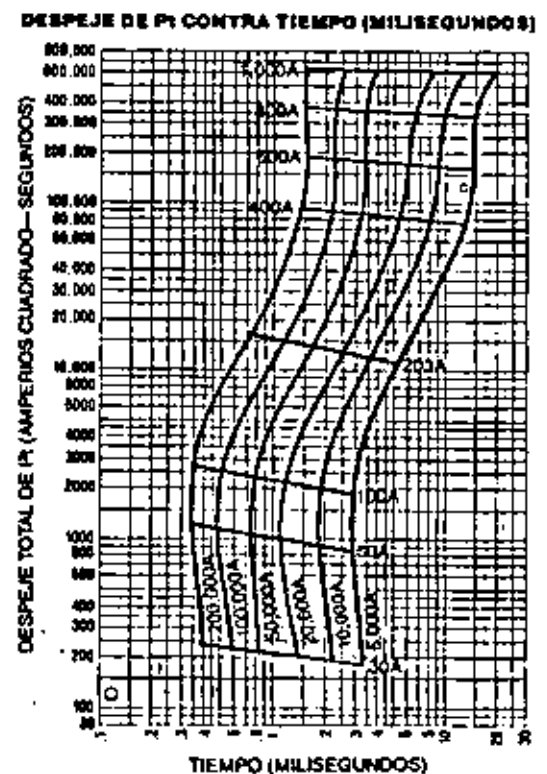
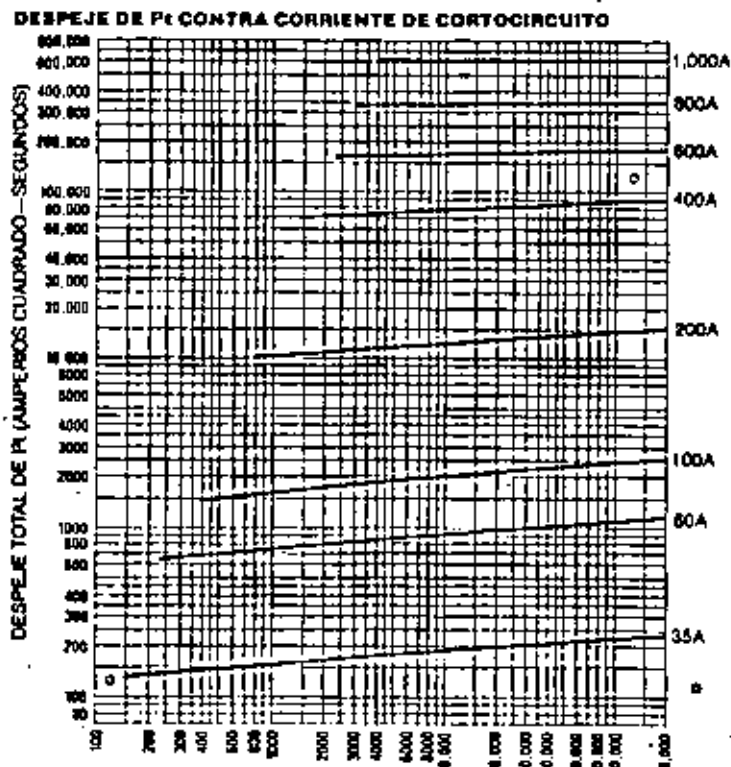


Serie FWH Aplicada a 250 Voltios



CORRIENTE DE CORTOCIRCUITO POSIBLE - AMPERIOS SIMETRICOS RMS
Forma 321-2

Serie FWH Aplicada a 500 Voltios



CORRIENTE DE CORTOCIRCUITO POSIBLE - AMPERIOS SIMETRICOS RMS
Forma 321-1

Para referencia solamente. Para información más reciente consultar con la fábrica.

ESQUEMAS AUXILIARES DE PROTECCION

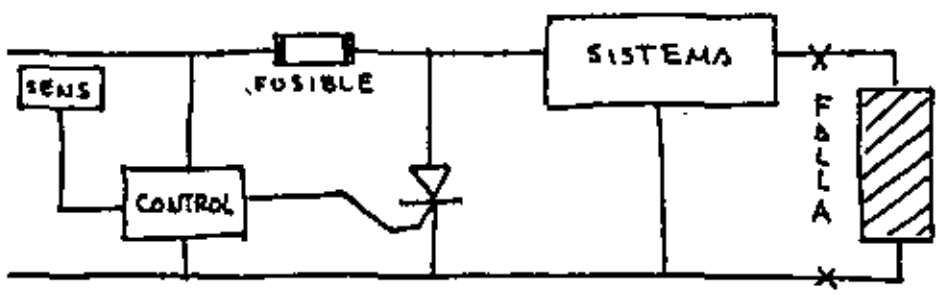
SUPERVISION DE CONDICIONES DE OPERACION:

- TEMPERATURA
- CORRIENTE
- TENSION

ACCION SOBRE:

IMPULSORES DE COMPUERTA O BASE

PROTECCIONES AUXILIARES TIPO "CROW-BAR"

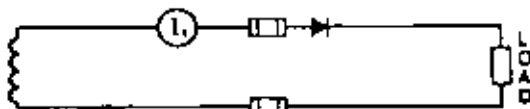


Los fusibles son dispositivos protectores de sobrecorriente los cuales responden al efecto térmico asociado con el flujo de corriente por el fusible. Por lo tanto, las consideraciones para el tamaño del fusible tienen que ser basadas en la corriente rms no en la corriente promedio. Para los circuitos 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 período de conducción máximo.

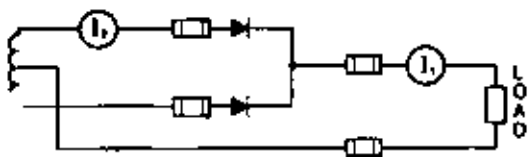
Ckt. Diag. No.	Corrientes De Circuito Relacionado			
	$I_{1,rms}$ $I_{1,avg}$	$I_{2,rms}$ $I_{2,avg}$	$I_{3,rms}$ $I_{3,avg}$	$I_{4,rms}$ $I_{4,avg}$
1	1.57	—	—	—
2	1.11	0.79	—	0.71
3	1.11	0.79	1.11	0.71
4	1.02	0.59	—	0.58
5	1.00	0.58	0.82	0.58
6	1.00	0.41	—	0.41
7	—	—	—	0.71
8	—	—	—	0.71

*Por ejemplo, en Diagrama No. 1,
 $\frac{I_{1,rms}}{I_{1,avg}} = 1.57$

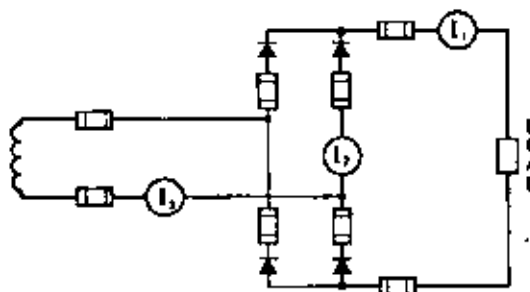
Circuitos Típicos



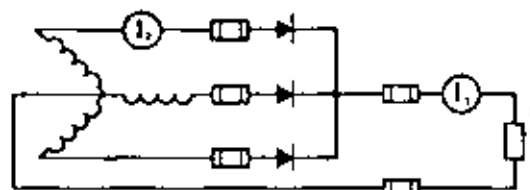
1. Monofase, Media Onda



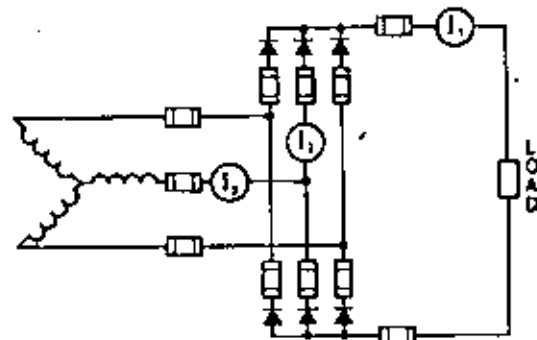
2. Monofase, Onda Completa, Céntrica



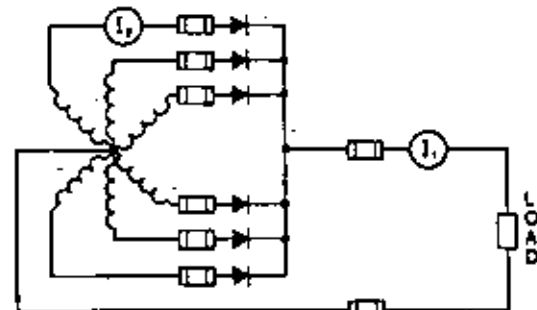
3. Monofase, Onda Completa, Tipo Puente



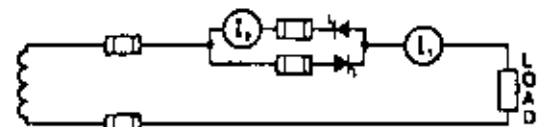
4. Tres Fases, Media Onda



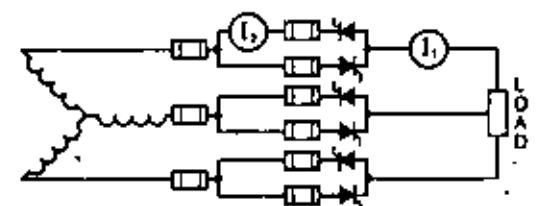
5. Tres Fases, Onda Completa



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.**

CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS ELECTRICAS

**ANEXO
(CAPITULO 5)**

**M. en I. HUGO CALLEJA J.
DICIEMBRE DE 1982**

RESTRINGIENDO EL PERIODO DE SALIDA A TOMAR VALORES DISCRETOS, COMO SIGUE:

$$T_o = c \frac{T_i}{3}$$

CON "C" ENTERO; ENTONCES EL CICLO DE SALIDA SE INICIA CON UN CRUCE POR CERO DE LAS FASES DE ENTRADA Y TERMINA CON OTRO.

POR LO QUE RESPECTA A LA AMPLITUD DE SALIDA, SE TIENE LA SIGUIENTE ECUACION:

$$V_o = c \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_i$$

$$V_o = 280 \text{ volts}$$

LOS PARAMETROS NECESARIOS PARA GENERAR UNA ONDA DE SALIDA SON "c" y "C".

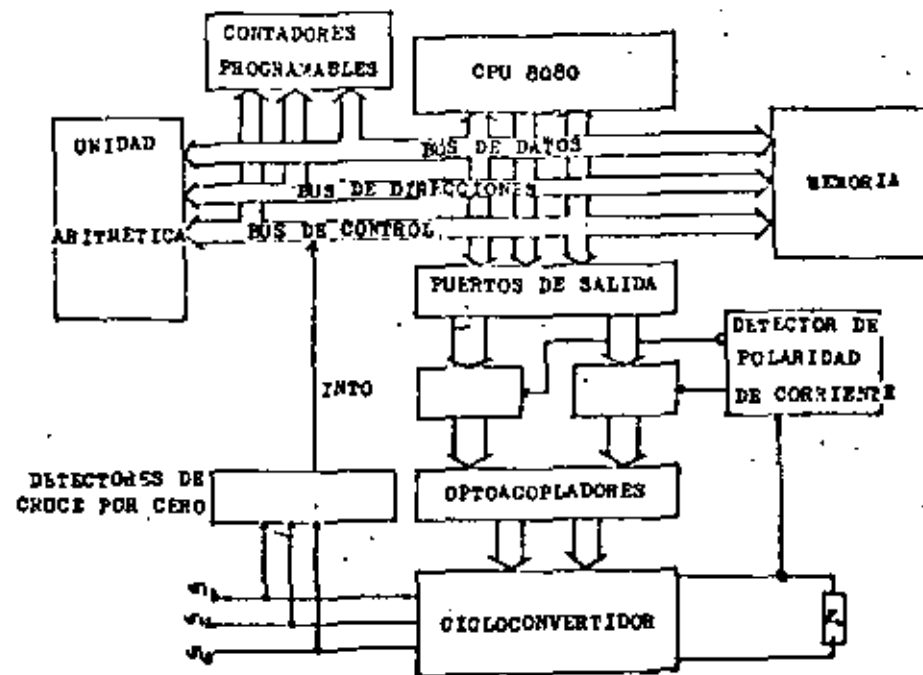


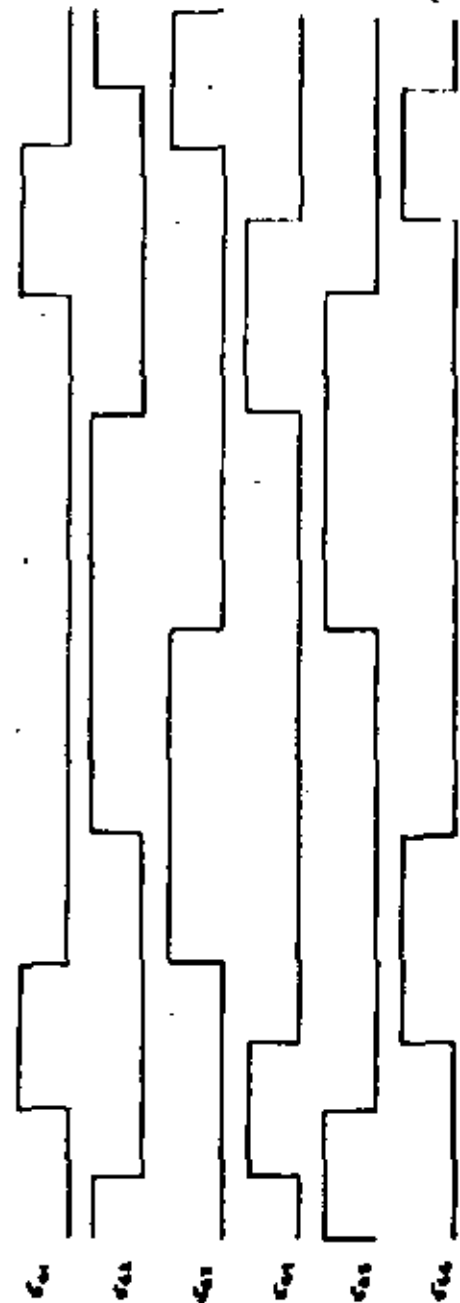
Figura 5.- Sistema de control propuesto

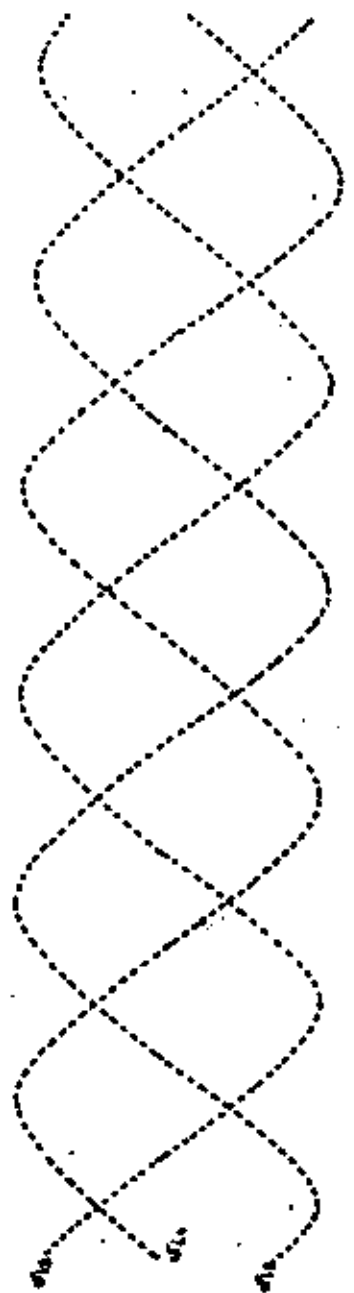
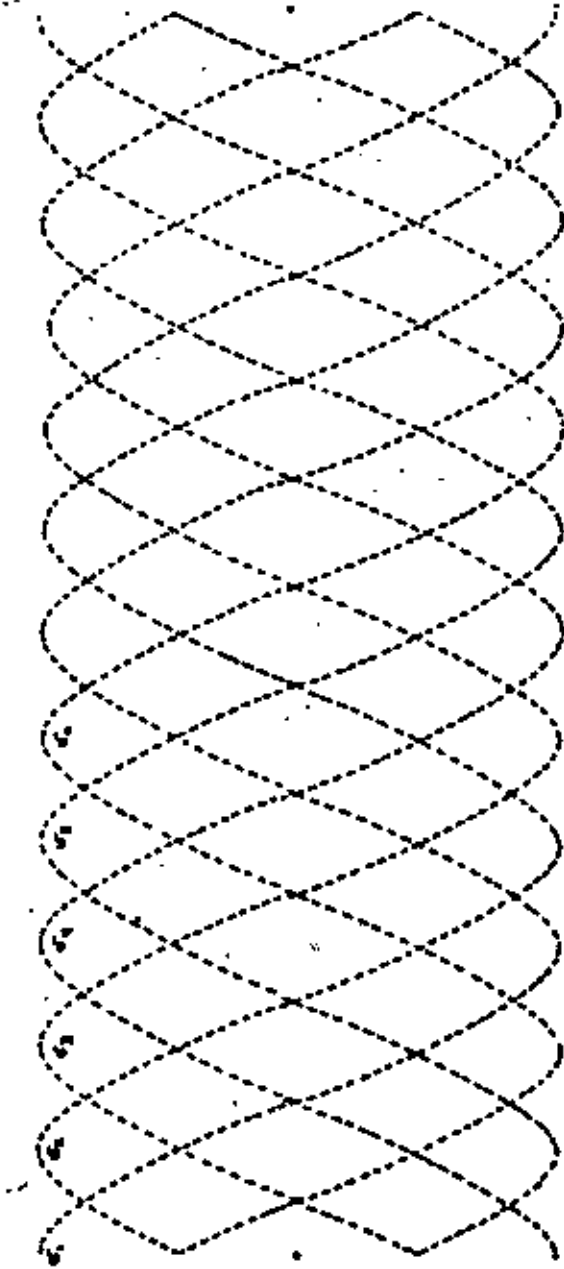
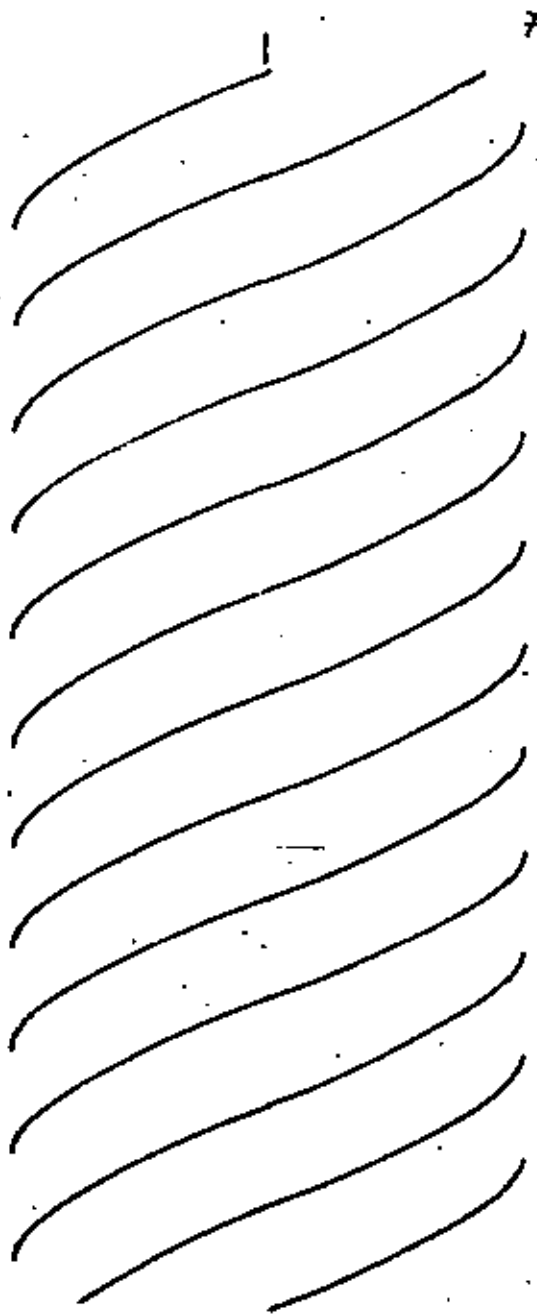
CONTROL DEL CICLOCONVERTIDOR.

- * OBTENCION DE LAS CONMUTACIONES POR MEDIO DE PROGRAMACION.
- * CALCULO DE SECUENCIAS COMPLETAS CON ANTERIORIDAD A SU INICIO.
- * GENERACION DE SECUENCIAS POR MEDIO DE INTERRUPCIONES.

CARACTERISTICAS:

- * PROCESADOR DE MEDIANA CAPACIDAD (EN VELOCIDAD Y CONJUNTO DE INSTRUCCIONES).
- * ARQUITECTURA SIMPLE.
- * VARIABILIDAD DEL PUNTO DE OPERACION.
- * FRECUENCIA DE SALIDA CON VALORES DISCRETOS.
- * RESPUESTA LENTA
- * INTERRUPCIONES MULTIPLES.
- * COMPLEJIDAD DE LA PROGRAMACION.







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

CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS ELECTRICAS

A N E X O

M. en I. HUGO CALLEJA GJUMLICH

DICIEMBRE DE 1982

4.2.1.- Inversor con conmutación por resonancia de la carga.

Este tipo de inversores es de los más antiguos, su funcionamiento se basa en la utilización de una carga resonante; para ilustrar el principio de operación, considere el circuito de la figura 4.2.1, el cual consiste de una batería, un interruptor, una inductancia, un capacitor y una resistencia en serie.

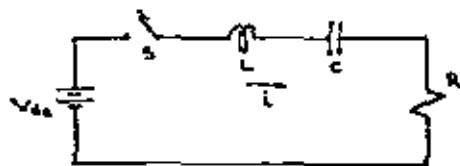


Figura 4.2.1.- Principio de operación por resonancia de la carga.

Si en el instante $t=0$ se cierra el interruptor s , la corriente empezará a crecer; si se cumple con:

$$\left(\frac{R}{2L}\right)^2 < \frac{1}{LC} \quad (4.2.1)$$

entonces la corriente es una senoide amortiguada, esto es: llegará a un valor máximo y decrecerá hasta hacerse negativa, tal como se muestra en la figura 4.2.2.

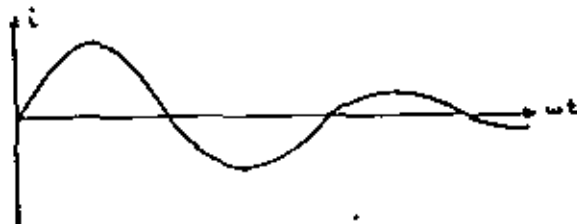


Figura 4.2.2.- Forma de onda de corriente.

Ahora bien, si se substituye al interruptor con un tiristor al llegar el momento en el cual la corriente invierte de sentido, como el tiristor es unidireccional, se apagará.

Mientras la corriente es positiva, en la carga aparece el voltaje de la batería.

En la figura 4.2.3 se muestra un inversor basado en el principio descrito; se utilizan dos inductores L_1 y L_2 , del mismo valor y muy acoplados, y dos capacitores.

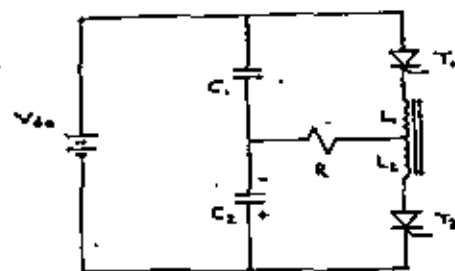


Figura 4.2.3.- Inversor resonante con dos inductores y dos capacitores.

La operación es como sigue: Suponga que C_2 está cargado a un potencial V_c , con la polaridad de la figura; entonces, C_1 está cargado a $V_{dc} + V_c$, con la polaridad opuesta.

Al dispararse T_1 habrá dos trayectorias para la corriente a través de la resistencia; la primera trayectoria abarca de la terminal positiva de la batería, pasando por T_1 , L_1 , R y C_2 , para terminar en el borne negativo de la batería; la segunda trayectoria abarca la malla formada por C_1 , T_1 , L_2 y R .

Ya que las condiciones iniciales y los elementos del circuito son iguales para ambas mallas, las corrientes son iguales, esto implica que la mitad de la corriente de carga la proporciona C_1 .

Cuando la corriente se anula, C_1 que da cargado a un voltaje

V_C con la terminal superior negativa con respecto a la inferior; a su vez, C_2 queda cargado a $V_{dc} + V_C$ con polaridad opuesta; y T_1 se apaga.

Para el semiciclo negativo el proceso es similar, disparándose esta vez T_2 .

En la figura 4.2.4 se muestran las formas de onda.

Para este circuito, el voltaje de bloqueo en directa de los tiristores debe ser mayor a $V_{dc} + V_C$; el voltaje de ruptura inversa debe ser superior a V_C .

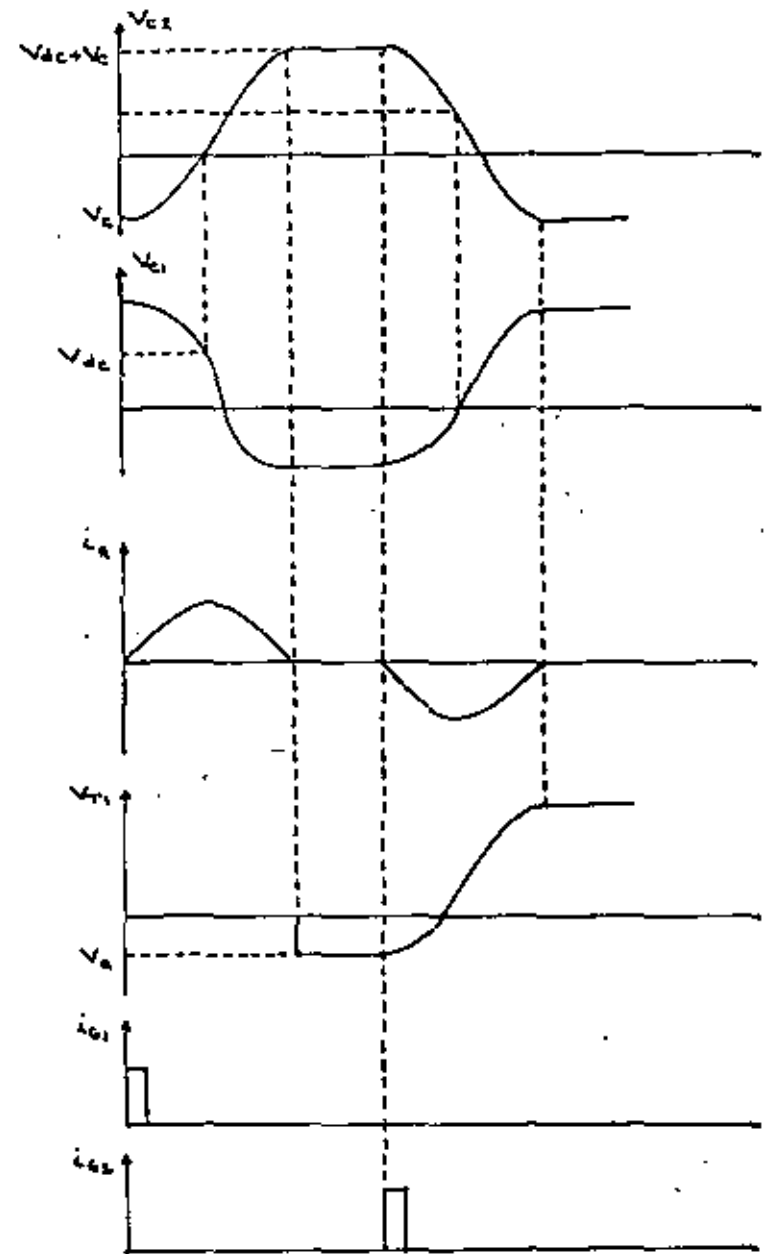


Figura 4.2.4 Formas de onda

El voltaje máximo en los capacitores, V_c , debe ser lo suficientemente grande como para apagar a los tiristores en el tiempo de apagado que se les proporciona a estos.

La frecuencia ω debe escogerse en relación tal con la de salida ω_o , de forma que el tiempo que se le da a los tiristores para apagarse es mayor al tiempo de apagado propio de estos.

Las ecuaciones que aplican son las siguientes:

$$\beta = \frac{R}{2L} ; \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.2.2)$$

$$\omega = \left\{ \frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2} \right\}^{1/2} \quad (4.2.3)$$

$$V_a = V_{dc} \left\{ \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right]^{-1} \right\} \quad (4.2.4)$$

$$t_{off} = \pi \left(\frac{1}{\omega_o} - \frac{1}{\omega} \right) \quad (4.2.5)$$

La corriente puede evaluarse usando la siguiente ecuación:

$$i(t) = \frac{V_o + V_{dc}}{\omega L} \exp(-\beta t) \text{sen } \omega t \quad (4.2.6)$$

Si la carga R es variable, el valor máximo debe cumplir con:

$$R^2 < \frac{4L}{C} \quad (4.2.7)$$

a fin de que el circuito esté siempre bajo amortiguado. Para calcular la corriente máxima y el valor pico del voltaje V_c , debe usarse el valor mínimo de la resistencia.

Usando el mismo principio, puede plantearse un inversor en configuración puente, como se muestra en la figura 4.2.5. El capacitor C y la inductancia L_1 forman un circuito resonante bajo amortiguado con la carga. Los tiristores T_1 y T_2 se disparan simultáneamente y el capacitor se carga con la polaridad mostrada. Cuando la corriente a través de los tiristores se anula, estos se apagarán; en ese momento el capacitor estará a un potencial mayor que el de la batería; así que se descargará hacia esta a través de D_1 y D_2 , con lo cual se aplica un voltaje inverso (el de encendido de D_1 y D_2) a T_1 y T_2 .

Para el semiciclo negativo se disparan T_3 y T_4 , con esto se apagan D_1 y D_2 , el capacitor se carga ahora con polaridad inversa y el proceso se repite.

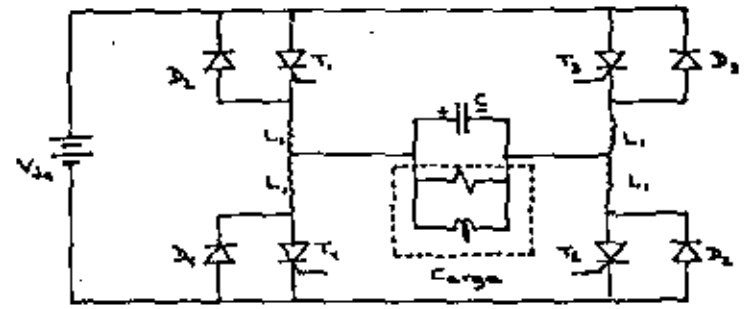


figura 4.2.5.- Inversor resonante en configuración puente.

4.2.1a.- Diseño de un inversor conmutado por carga resonante. (7)

Dado que este tipo de inversores es muy conocido, existen métodos de diseño mecanizados, el más usado de ellos es el que se describe a continuación.

El método se basa en el circuito que se muestra en la figura 4.2.6. Para este circuito se analizaron las ecuaciones diferenciales correspondientes con ayuda de una computadora; las soluciones se normalizaron a fin de obtener un conjunto de tablas aplicables a cualquier caso.

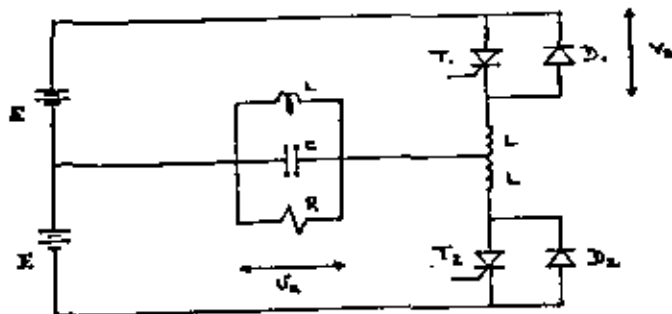


Figura 4.2.6.- Circuito usado para diseño.

Los parámetros usados en las tablas son los siguientes:

- I_s : Corriente Máxima repetitiva a través del SCR
- I_d : Corriente máxima repetitiva a través del diodo
- I_{dc} : Corriente promedio de la batería
- V_c : Voltaje máximo en el capacitor.
- V_{crms} : Voltaje RMS en el capacitor y la carga.
- V_s : Voltaje máximo de bloqueo en el SCR, y en estado de corte para el diodo.

t_s : Anchura del pulso de corriente a través del SCR

t_d : Anchura del pulso de corriente a través del diodo, y tiempo de apagado para el SCR.

t_{min} : Tiempo de apagado mínimo para el SCR,

Especificaciones de diseño: Las especificaciones básicas son las siguientes:

- a) Potencia de salida (P.)
- b) Frecuencia de salida (f_o)
- c) Características de la carga
- d) Voltaje de la batería (E)

Procedimiento de diseño:

1.- Escoga f_r/f_o con valor entre 1 y 2, tomando en cuenta que los valores bajos dan tiempos de apagado más cortos y requieren dispositivos con características de voltaje más altas; el valor que produce menos distorsión a la salida es 1.35.

2.- Escoga L_2/L , tomando en cuenta que para valores bajos se obtienen transformadores más pequeños, pero disminuye el tiempo de apagado de los SCR's y aumentan los voltajes.

3.- Escoga R/\sqrt{LC} para plena carga; los valores bajos producirán corrientes circulantes pequeñas, pero decrecerá el tiempo de apagado; un valor recomendable está entre 3 y 5.

4.- Considerando un valor razonable para la eficiencia η (entre el 80% y 90%) calcule I_{dc} como sigue:

$$I_{dc} = \frac{P_o}{\eta E} \quad (4.2.8)$$

5.- Obtenga de las tablas el valor $I_{dc} \sqrt{L/C} / E$; con I_{dc} y E conocidos, calcule $\sqrt{L/C}$

6.- Usando los valores de las tablas y con los datos conocidos, calcule I_s , I_d , V_c y V_{crms} .

7.- Determine $\omega \sqrt{LC}$ usando la siguiente ecuación:

$$\omega \sqrt{LC} = \left\{ \frac{E_r}{E_o} \times f_o \times 2 \right\}^{-1} [\mu s, \mu s, \mu s, \mu s] \quad (4.2.9)$$

8.- Obtenga los valores de las componentes como sigue:

$$R = \frac{R}{\sqrt{L/C}} \quad [\Omega] \quad (4.2.10)$$

$$L = \frac{\sqrt{L/C} \times 10^6}{2\pi f_r} \quad [\mu h] \quad (4.2.11)$$

$$L_2 = \frac{L_2}{L} \times L \quad [\mu h] \quad (4.2.12)$$

$$C = \frac{10^6}{2\pi f_r \sqrt{L/C}} \quad [\mu f] \quad (4.2.13)$$

11.- Especifique los SCR's utilizando los parámetros conocidos y las tablas, aquí se incluyen V_s , I_s , f_o , t_s y t_{min} .

12.- De forma similar a los SCR's especifique los diodos, aquí se incluyen V_s , t_d , y f_o .

El circuito puede modificarse a las configuraciones puente y carga con toma central, tal como se muestra en la figura 4.2.7.

Por lo que respecta a la carga, siempre es posible convertir esta, cualquiera que sea su tipo, a la configuración RCL₂ en paralelo; debe notarse que no todos los elementos son parte de la carga sino que se han agregado para facilitar la conmutación de los tiristores.

$$\frac{L_2}{L_1} = 10$$

f_2 f_1	$\frac{R}{\sqrt{L/C}}$	$\frac{I_{L1}\sqrt{L/C}}{E}$	$\frac{I_{L2}\sqrt{L/C}}{E}$	$\frac{I_{Lc}\sqrt{L/C}}{E}$	$\frac{V_c}{E}$	$\frac{V_{c,rm}}{E}$	$\frac{V_s}{E}$	$\frac{I_{s,av}}{\sqrt{L/C}}$	$\frac{I_{s,rms}}{\sqrt{L/C}}$	$\frac{I_{s,peak}}{\sqrt{L/C}}$
3	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	10	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	20	0.20	0.08	0.015	1.18	0.76	2.45	0.86	0.50	0.41
	50	0.17	0.12	0.006	1.19	0.76	2.55	0.76	0.62	0.44
2	100	0.16	0.13	0.003	1.19	0.76	2.59	0.72	0.66	0.43
	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	10	0.79	0.49	0.104	1.71	1.04	2.71	0.74	0.74	0.45
	20	0.73	0.58	0.027	1.72	1.05	2.72	0.76	0.76	0.46
1.5	50	0.69	0.63	0.011	1.72	1.05	2.72	0.76	0.76	0.46
	100	0.65	0.64	0.005	1.72	1.05	2.72	0.76	0.76	0.46
	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	10	1.04	0.70	0.087	1.95	1.32	3.37	0.82	0.76	0.47
1.35	20	0.96	0.79	0.044	1.96	1.32	3.41	0.80	0.76	0.48
	50	0.91	0.84	0.017	1.96	1.32	3.42	0.79	0.76	0.48
	100	0.89	0.85	0.009	1.96	1.32	3.42	0.79	0.76	0.48
	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
1.2	10	1.18	0.81	0.106	2.19	1.46	3.63	0.80	0.76	0.49
	20	1.09	0.91	0.053	2.19	1.46	3.65	0.78	0.76	0.49
	50	1.04	0.96	0.021	2.19	1.46	3.73	0.77	0.76	0.49
	100	1.02	0.98	0.011	2.19	1.46	3.74	0.77	0.76	0.49
	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
1.1	5	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	10	1.40	0.97	0.128	2.31	1.66	3.89	0.76	0.76	0.50
	20	1.30	1.09	0.070	2.31	1.67	3.99	0.80	0.74	0.50
	50	1.25	1.15	0.028	2.32	1.67	4.05	0.80	0.76	0.44
	100	1.20	1.10	0.013	2.27	1.64	4.07	0.78	0.76	0.46
1.1	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	10	1.68	1.16	0.172	2.56	1.88	4.07	0.84	0.60	0.50
	20	1.59	1.29	0.089	2.57	1.89	4.20	0.80	0.72	0.50
	50	1.49	1.37	0.035	2.56	1.89	4.28	0.78	0.74	0.50
100	1.48	1.40	0.018	2.56	1.89	4.30	0.78	0.74	0.50	

Δ Signifies no turn-off time for one or more cycles from start up.

Tablas para el diseño del inversor resonante.

(10)

$$L_0/H = 20$$

f, f_1	$\frac{R}{\sqrt{L_0 C}}$	$\frac{I_1 \sqrt{L_0 C}}{E}$	$\frac{I_0 \sqrt{L_0 C}}{E}$	$\frac{I_{10} \sqrt{L_0 C}}{E}$	$\frac{V_C}{E}$	$\frac{V_{Cmax}}{E}$	$\frac{V_d}{E}$	$\frac{t_d}{\sqrt{L_0 C}}$	$\frac{t_0}{\sqrt{L_0 C}}$	$\frac{t_{max}}{\sqrt{L_0 C}}$
	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
3	5	0.77	0.24	0.071	1.54	0.85	2.54	1.10	0.64	0.50
	10	0.70	0.33	0.037	1.61	0.86	2.65	1.00	0.80	0.70
	20	0.65	0.52	0.018	1.63	0.86	2.75	0.94	0.86	0.76
	50	0.61	0.56	0.007	1.63	0.86	2.90	0.92	0.90	0.80
	100	0.59	0.58	0.003	1.62	0.86	2.90	0.90	0.92	0.82
	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
2	5	1.13	0.44	0.127	1.84	1.13	2.87	1.08	0.72	0.59
	10	1.05	0.61	0.066	1.90	1.15	2.90	1.02	0.82	0.70
	20	1.07	0.77	0.034	1.97	1.18	2.89	1.00	0.84	0.76
	50	1.08	0.80	0.011	2.01	1.21	2.87	0.98	0.88	0.80
	100	1.11	0.97	0.007	2.09	1.24	2.86	0.96	0.90	0.82
	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
1.5	5	1.30	0.60	0.180	2.00	1.38	3.31	1.04	0.70	0.44
	10	1.15	0.80	0.086	2.03	1.39	3.37	0.96	0.80	0.62
	20	1.07	0.89	0.048	2.03	1.39	3.39	0.92	0.84	0.70
	50	1.01	0.94	0.019	2.04	1.39	3.39	0.90	0.86	0.72
	100	1.00	0.96	0.009	2.04	1.39	3.39	0.90	0.86	0.74
	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
1.35	5	1.47	0.70	0.229	2.14	1.51	3.52	1.00	0.67	0.35
	10	1.30	0.92	0.117	2.16	1.53	3.63	0.92	0.77	0.55
	20	1.21	1.02	0.059	2.17	1.54	3.68	0.88	0.81	0.61
	50	1.16	1.08	0.024	2.17	1.54	3.72	0.86	0.83	0.65
	100	1.14	1.10	0.012	2.17	1.54	3.73	0.86	0.85	0.67
	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
1.2	5	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	10	1.55	1.02	0.151	2.30	1.74	3.91	0.88	0.72	0.42
	20	1.45	1.16	0.076	2.30	1.75	4.00	0.84	0.76	0.50
	50	1.40	1.25	0.030	2.30	1.74	4.06	0.82	0.78	0.52
	100	1.37	1.29	0.015	2.41	1.76	4.08	0.82	0.78	0.54
	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
1.1	5	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	10	1.83	1.06	0.195	2.60	1.97	4.11	0.86	0.68	0.32
	20	1.72	1.24	0.098	2.67	1.98	4.23	0.82	0.72	0.40
	50	1.61	1.35	0.039	2.67	1.98	4.31	0.80	0.74	0.41
	100	1.62	1.38	0.019	2.68	1.98	4.34	0.78	0.76	0.46

Δ Signifies no turn-off time for one or more cycles from start up.

(11)

$$L_1/L = 50$$

t_r f_s	$\frac{R}{\sqrt{L/C}}$	$\frac{I_{a1}\sqrt{L/C}}{E}$	$\frac{I_{a2}\sqrt{L/C}}{E}$	$\frac{I_{a3}\sqrt{L/C}}{E}$	$\frac{V_c}{E}$	$\frac{V_{cmax}}{E}$	$\frac{V_B}{E}$	$\frac{t_1}{\pi\sqrt{L/C}}$	$\frac{t_2}{\pi\sqrt{L/C}}$	$\frac{t_{min}}{\pi\sqrt{L/C}}$
3	3	1.05	0.10	0.131	1.58	0.89	2.59	1.39	0.42	0.14
	5	1.93	0.42	0.085	1.74	0.92	2.74	1.10	0.78	0.66
	10	0.96	0.65	0.044	1.83	0.94	2.83	1.02	0.90	0.82
	20	0.91	0.75	0.022	1.85	0.94	2.93	1.00	0.92	0.88
	50	0.94	0.77	0.009	1.83	0.93	3.07	0.98	0.94	0.90
100	0.77	0.53	0.004	1.77	0.92	3.15	0.96	0.90	0.92	
2	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	1.27	0.51	0.239	1.91	1.18	2.99	1.12	0.70	0.68
	10	1.16	0.72	0.071	1.98	1.20	3.02	1.06	0.86	0.82
	20	1.11	0.84	0.036	2.00	1.21	3.00	1.02	0.90	0.88
	50	1.10	0.92	0.015	2.03	1.22	2.97	1.00	0.94	0.90
100	1.12	0.98	0.007	2.07	1.24	2.98	1.00	0.94	0.92	
1.5	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	1.38	0.64	0.199	2.03	1.41	3.31	1.08	0.72	0.56
	10	1.22	0.85	0.101	2.06	1.42	3.35	0.98	0.82	0.70
	20	1.14	0.95	0.051	2.06	1.43	3.35	0.94	0.86	0.76
	50	1.08	1.01	0.020	2.07	1.43	3.35	0.92	0.84	0.80
100	1.07	1.02	0.010	2.07	1.43	3.35	0.92	0.84	0.82	
1.33	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	1.55	0.74	0.241	2.18	1.55	3.52	1.02	0.67	0.45
	10	1.38	0.97	0.123	2.20	1.57	3.62	0.94	0.77	0.61
	20	1.29	1.07	0.062	2.21	1.57	3.67	0.90	0.81	0.67
	50	1.23	1.14	0.025	2.21	1.57	3.70	0.88	0.83	0.71
100	1.21	1.16	0.012	2.21	1.57	3.70	0.86	0.85	0.73	
1.2	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	1.92	0.76	0.313	2.41	1.77	3.74	0.98	0.62	0.39
	10	1.64	1.06	0.160	2.44	1.79	3.91	0.90	0.72	0.48
	20	1.54	1.26	0.081	2.44	1.80	4.00	0.86	0.76	0.54
	50	1.48	1.38	0.032	2.45	1.80	4.00	0.84	0.78	0.58
100	1.46	1.32	0.016	2.45	1.80	4.08	0.82	0.80	0.60	
1.1	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	2.15	0.70	0.401	2.67	2.00	3.90	0.96	0.58	0.22
	10	1.94	1.08	0.207	2.73	2.03	4.13	0.88	0.68	0.38
	20	1.82	1.27	0.104	2.74	2.04	4.25	0.84	0.72	0.44
	50	1.74	1.39	0.042	2.74	2.04	4.33	0.80	0.76	0.48
100	1.71	1.43	0.021	2.74	2.04	4.36	0.80	0.76	0.50	

Δ Signifies no turn off time for one or more cycles from start up.

12

$$L_1/L = 100$$

$\frac{I_r}{I_s}$	$\frac{R}{\sqrt{L/C}}$	$\frac{I_A \sqrt{L/C}}{E}$	$\frac{I_B \sqrt{L/C}}{E}$	$\frac{I_{C_{max}} \sqrt{L/C}}{E}$	$\frac{V_C}{E}$	$\frac{V_{C_{max}}}{E}$	$\frac{V_E}{E}$	$\frac{t_A}{\sqrt{L/C}}$	$\frac{t_B}{\sqrt{L/C}}$	$\frac{t_{C_{max}}}{\sqrt{L/C}}$
3	3	1.14	0.14	0.138	1.65	0.91	2.64	1.28	0.50	0.32
	5	1.12	0.48	0.250	1.51	0.93	2.80	1.12	0.80	0.74
	10	1.05	0.72	0.446	1.34	0.96	2.89	1.04	1.00	0.88
	20	0.99	0.83	0.623	1.22	0.97	2.95	1.00	0.98	0.94
	50	0.94	0.87	0.869	1.22	0.97	3.05	0.98	0.98	0.96
100	0.93	0.87	0.999	1.21	0.97	3.12	0.98	0.98	0.96	
2	3	1.40	0.26	0.227	1.24	1.17	2.90	1.22	0.60	0.32
	5	1.29	0.55	0.413	1.03	1.20	3.03	1.12	0.80	0.74
	10	1.17	0.77	0.673	1.08	1.21	3.06	1.06	0.88	0.88
	20	1.10	0.86	0.837	1.09	1.22	3.03	1.02	0.94	0.94
	50	1.07	0.94	0.995	2.02	1.23	3.06	1.00	0.96	0.96
100	1.07	0.98	0.997	2.04	1.23	2.99	1.00	0.96	0.96	
1.5	3	1.54	0.39	0.326	2.00	1.40	3.20	1.36	0.58	0.26
	5	1.40	0.68	0.502	2.04	1.42	3.31	1.06	0.72	0.60
	10	1.24	0.86	0.702	2.06	1.43	3.34	0.98	0.82	0.74
	20	1.15	0.96	0.851	2.07	1.44	3.34	0.94	0.84	0.86
	50	1.10	1.02	0.920	2.07	1.44	3.33	0.92	0.90	0.84
100	1.09	1.04	0.990	2.07	1.44	3.33	0.92	0.90	0.84	
1.35	3	1.78	0.44	0.394	2.14	1.54	3.35	1.12	0.55	0.14
	5	1.58	0.76	0.546	2.20	1.57	3.52	1.02	0.68	0.49
	10	1.41	0.99	0.725	2.22	1.59	3.62	0.94	0.79	0.65
	20	1.32	1.10	0.863	2.22	1.59	3.66	0.90	0.82	0.71
	50	1.26	1.16	0.925	2.23	1.59	3.69	0.88	0.85	0.73
100	1.25	1.18	0.992	2.23	1.59	3.70	0.88	0.85	0.73	
1.2	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	1.58	0.77	0.519	2.43	1.79	3.74	0.98	0.62	0.36
	10	1.47	1.07	0.763	2.46	1.81	3.91	0.90	0.72	0.52
	20	1.37	1.22	0.982	2.47	1.81	4.01	0.86	0.76	0.58
	50	1.31	1.31	0.983	2.47	1.82	4.06	0.84	0.78	0.60
100	1.28	1.34	0.996	2.47	1.82	4.08	0.84	0.78	0.62	
1.1	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	2.19	0.70	0.309	2.72	2.02	3.90	0.96	0.58	0.26
	10	1.98	1.09	0.511	2.76	2.06	4.13	0.88	0.68	0.42
	20	1.83	1.29	0.706	2.77	2.06	4.26	0.84	0.72	0.48
	50	1.77	1.41	0.932	2.77	2.07	4.33	0.80	0.76	0.52
100	1.75	1.45	0.921	2.77	2.07	4.30	0.80	0.76	0.52	

Δ Signifies no turn off time for one or more cycles from start up.

(13)

I_1	$\frac{R}{\sqrt{L_1/C}}$	$\frac{I_{s1}\sqrt{L_1/C}}{E}$	$\frac{I_{s2}\sqrt{L_1/C}}{E}$	$\frac{I_{s3}\sqrt{L_1/C}}{E}$	$\frac{V_c}{E}$	$\frac{V_{c_{max}}}{E}$	$\frac{V_s}{E}$	$\frac{I_s}{\sqrt{L_1/C}}$	$\frac{I_p}{\sqrt{L_1/C}}$	$\frac{I_{min}}{\sqrt{L_1/C}}$
3	3	1.19	0.16	0.141	1.86	0.92	2.66	1.28	0.52	0.38
	5	1.17	0.51	0.092	1.83	0.96	2.84	1.12	0.80	0.76
	10	1.15	0.76	0.047	1.92	0.97	2.93	1.04	0.92	0.90
	20	1.04	0.87	0.024	1.95	0.98	2.95	1.02	0.96	0.94
	50	1.00	0.94	0.010	1.98	0.99	2.98	1.00	0.98	0.98
100	0.97	0.93	0.005	1.97	0.99	2.98	1.00	0.98	0.98	
2	3	1.41	0.28	0.290	1.85	1.18	2.92	1.21	0.62	0.38
	5	1.29	0.57	0.145	1.94	1.29	3.05	1.12	0.82	0.76
	10	1.15	0.77	0.073	1.98	1.21	3.07	1.06	0.90	0.90
	20	1.08	0.87	0.037	1.99	1.22	3.05	1.02	0.96	0.91
	50	1.02	0.93	0.015	2.00	1.22	3.02	1.00	0.98	0.98
100	1.01	0.95	0.007	1.99	1.22	3.01	1.00	0.98	0.98	
1.5	3	1.61	0.40	0.300	2.01	1.40	3.20	1.16	0.60	0.30
	5	1.42	0.68	0.204	2.05	1.44	3.30	1.06	0.74	0.60
	10	1.26	0.88	0.104	2.10	1.45	3.33	0.98	0.84	0.76
	20	1.17	0.97	0.052	2.08	1.44	3.32	0.90	0.86	0.82
	50	1.12	1.03	0.021	2.08	1.44	3.32	0.92	0.90	0.84
100	1.10	1.05	0.010	2.08	1.45	3.32	0.92	0.90	0.84	
1.35	3	1.79	0.45	0.298	2.16	1.55	3.35	1.12	0.65	0.18
	5	1.60	0.77	0.219	2.21	1.58	3.51	1.02	0.68	0.51
	10	1.42	1.00	0.127	2.24	1.60	3.61	0.94	0.79	0.65
	20	1.33	1.16	0.064	2.23	1.60	3.66	0.90	0.82	0.71
	50	1.28	1.14	0.025	2.24	1.60	3.68	0.88	0.85	0.75
100	1.26	1.20	0.011	2.24	1.60	3.69	0.88	0.85	0.75	
1.2	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	1.88	0.78	0.326	2.45	1.80	3.74	0.98	0.84	0.38
	10	1.69	1.08	0.165	2.47	1.82	3.91	0.90	0.72	0.52
	20	1.50	1.24	0.085	2.48	1.83	4.01	0.88	0.78	0.58
	50	1.52	1.33	0.031	2.49	1.83	4.06	0.84	0.80	0.62
100	1.50	1.36	0.017	2.49	1.83	4.09	0.84	0.80	0.62	
1.1	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	2.21	0.70	0.413	2.74	2.03	3.91	0.96	0.58	0.26
	10	1.99	1.10	0.213	2.77	2.07	4.13	0.88	0.68	0.42
	20	1.57	1.30	0.107	2.78	2.08	4.26	0.80	0.72	0.48
	50	1.79	1.42	0.043	2.78	2.08	4.34	0.80	0.76	0.52
100	1.76	1.46	0.021	2.78	2.08	4.36	0.80	0.76	0.52	

Δ Signifies no turn off time for one or more cycles from start up

72

$$L_1/L = 1000$$

$\frac{L}{L_1}$	$\frac{R}{\sqrt{LC}}$	$\frac{I_1\sqrt{LC}}{E}$	$\frac{I_0\sqrt{LC}}{E}$	$\frac{I_{2r}\sqrt{LC}}{E}$	$\frac{V_c}{E}$	$\frac{V_{c_{max}}}{E}$	$\frac{V_d}{E}$	$\frac{I_1}{\sqrt{LC}}$	$\frac{I_0}{\sqrt{LC}}$	$\frac{I_{2r}}{\sqrt{LC}}$
3	3	1.21	0.18	0.145	1.69	0.93	2.70	1.28	0.54	0.44
	5	1.21	0.53	0.094	1.85	0.97	2.89	1.12	0.82	0.80
	10	1.15	0.79	0.049	1.95	0.99	3.01	1.06	0.92	0.92
	20	1.10	0.92	0.024	1.98	0.99	3.02	1.02	0.96	0.96
	50	1.08	1.00	0.010	1.98	0.99	3.00	1.00	0.98	0.98
100	1.08	1.04	0.005	1.99	1.00	2.99	1.00	0.98	0.98	
2	3	1.41	0.30	0.233	1.85	1.18	2.91	1.22	0.64	0.43
	5	1.30	0.59	0.146	1.95	1.21	3.06	1.12	0.82	0.80
	10	1.15	0.79	0.074	1.99	1.22	3.08	1.06	0.92	0.92
	20	1.08	0.87	0.037	2.00	1.23	3.08	1.02	0.96	0.96
	50	1.03	0.95	0.015	2.01	1.23	3.03	1.00	0.98	0.98
100	1.01	0.97	0.007	2.01	1.23	3.01	1.00	0.98	0.98	
1.4	3	1.62	0.42	0.338	2.01	1.42	3.20	1.16	0.60	0.34
	5	1.44	0.70	0.208	2.07	1.44	3.30	1.06	0.74	0.64
	10	1.28	0.90	0.106	2.09	1.45	3.33	1.00	0.82	0.76
	20	1.20	1.01	0.053	2.10	1.46	3.32	0.96	0.86	0.86
	50	1.15	1.07	0.021	2.10	1.46	3.32	0.94	0.88	0.84
100	1.14	1.10	0.010	2.10	1.46	3.31	0.92	0.90	0.84	
1.35	3	1.81	0.46	0.403	2.17	1.56	3.35	1.12	0.55	0.21
	5	1.61	0.78	0.252	2.22	1.59	3.51	1.02	0.69	0.53
	10	1.44	1.02	0.126	2.24	1.60	3.61	0.94	0.79	0.63
	20	1.34	1.13	0.064	2.24	1.61	3.65	0.90	0.83	0.71
	50	1.28	1.20	0.026	2.25	1.61	3.68	0.88	0.85	0.75
100	1.27	1.22	0.013	2.25	1.61	3.69	0.88	0.85	0.75	
1.2	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	1.89	0.79	0.326	2.40	1.81	3.74	0.98	0.64	0.35
	10	1.70	1.01	0.167	2.49	1.83	3.91	0.90	0.74	0.52
	20	1.60	1.25	0.084	2.49	1.84	4.01	0.86	0.78	0.58
	50	1.53	1.34	0.034	2.50	1.84	4.06	0.84	0.80	0.62
100	1.51	1.37	0.017	2.50	1.84	4.08	0.84	0.80	0.62	
1.1	3	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ
	5	2.23	0.71	0.418	2.75	2.05	3.91	0.96	0.60	0.28
	10	2.00	1.11	0.215	2.78	2.08	4.14	0.88	0.68	0.42
	20	1.89	1.31	0.109	2.80	2.09	4.26	0.84	0.74	0.48
	50	1.81	1.43	0.043	2.80	2.09	4.34	0.80	0.76	0.52
100	1.78	1.47	0.022	2.80	2.09	4.36	0.80	0.78	0.52	

Δ Signifies no turn off time for one or more cycles from start up.

15

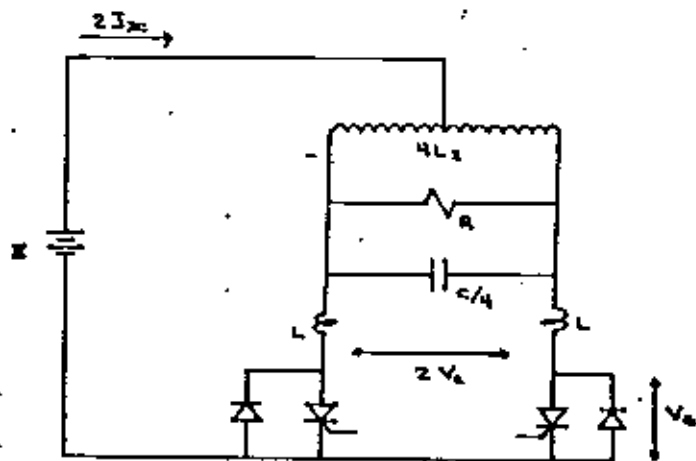
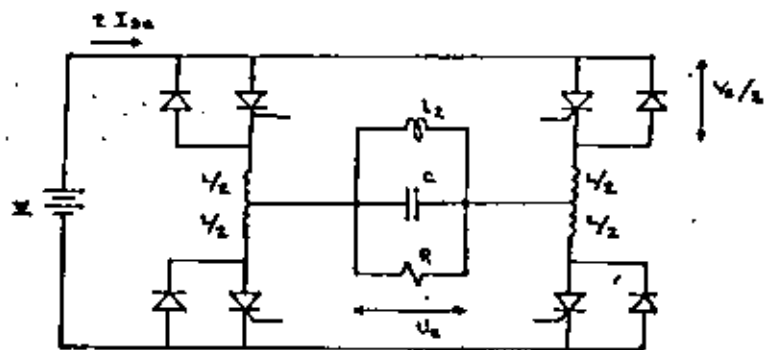


Figura. 4.2.7 Conversiones a configuraciones puente y carga con toma central.

4.2.1b.- Ejemplo: Diseñar un inversor con conmutación por resonancia de la carga, para una carga puramente resistiva, con las siguientes características:

$$P_s = 2000 \text{ watts}$$

$$f_s = 1200 \text{ Hz}$$

$$E = 120 \text{ volts}$$

Sean:

$$\frac{f_c}{f_s} = 1.35$$

$$\frac{L_2}{L} = 200$$

$$\frac{R}{\sqrt{L/C}} = 5$$

$$\eta = 85\%$$

$$I_{d0} = \frac{2000}{0.85 \times 120} = 19.6 \text{ amp.}$$

De la tabla correspondiente a $L_2/L = 200$:

$$\frac{I_{dc} \sqrt{L/C}}{E} = 0.245$$

$$\therefore \sqrt{L/C} = \frac{0.245 \times 120}{19.6} = 1.524 \text{ A}$$

$$\frac{E}{\sqrt{L/C}} = \frac{120}{1.524} = 78.71$$

$$\frac{I_2 \sqrt{L/C}}{E} = 1.60 ; I_2 = 125.2 \text{ amp}$$

$$\frac{I_3 \sqrt{L/C}}{E} = 0.77 ; I_3 = 60.23 \text{ amp}$$

$$\frac{V_a}{E} = 2.21 ; V_c = 265.2 \text{ volts}$$

$$\frac{V_{ceus}}{E} = 1.58 ; V_{ceus} = 189.6 \text{ volts}$$

$$\pi \sqrt{LC} = \frac{10^6}{1.35 \times 1200 \times 2} = 308.6 \mu s$$

$$\frac{t_s}{\pi \sqrt{LC}} = 1.02 ; t_s = 314.8 \mu s$$

$$\frac{t_d}{\pi \sqrt{LC}} = 0.68 ; t_d = 210 \mu s$$

$$\frac{t_{min}}{\pi \sqrt{LC}} = 0.51 ; t_{min} = 157.4 \mu s$$

$$f_o = 1.35 \times 1200 = 1620 \text{ Hz}$$

$$R = 5 \times 1.524 = 7.62 \Omega$$

$$L = \frac{1.524 \times 10^6}{2 \times \pi \times 1620} = 149.7 \mu H$$

$$L_2 = 200 \times 149.7 = 29.94 \text{ mH}$$

$$C = \frac{10^6}{2 \times \pi \times 1620 \times 1.524} = 64.46 \mu F$$

$$\frac{V_s}{E} = 1.51 ; V_s = 421.2 \text{ volts}$$

Como puede verse de la serie de valores obtenidos, los tiempos son relativamente grandes, los voltajes no son excesivos, pero L_2 es de valor grande. Podría entonces intentarse un nuevo diseño con un valor de t_2/t_1 más bajo, tal vez 50 ó 100.

Para especificar los tiristores se utilizan: V_s , I_s , t_s , t_{min} y f_o .

Para los diodos: V_d , I_d , t_d , f_o .

4.2.2.- Inversor conmutado por un capacitor en paralelo.

El inversor conmutado por un capacitor en paralelo es uno de los tipos más conocidos. El principio de operación se ilustra en la figura 4.2.B; en esta figura el capacitor no está en paralelo con la carga, pero este circuito simplificado ilustra de manera sencilla el principio de conmutación.

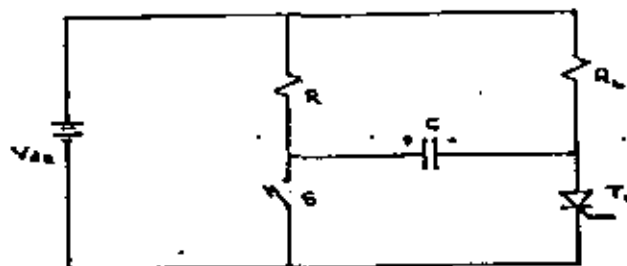


Figura 4.2.B.- Circuito para ilustrar el principio de conmutación por un capacitor en paralelo.

Quando el tiristor T_1 se enciende, el capacitor se cargará exponencialmente con la polaridad mostrada, hasta alcanzar el potencial de la batería. Cuando el interruptor S se cierra, el capacitor queda conectado a través de T_1 , proporcionándole a este una polaridad negativa; la corriente de carga fluye entonces a través del capacitor y T_1 se apaga.

El capacitor y el voltaje al cual este se ha cargado, deben ser suficientemente grandes como para desviar el flujo de corriente de T_1 durante un tiempo, cuando menos igual, al tiempo de apagado del tiristor.

En la figura 4.2.9 se muestra el circuito del inversor con conmutación en paralelo. Un método de analizar este circuito es considerar que la corriente directa se transfiere alternadamente, de una mitad del devanado del primario del transformador, a la otra.

Se producen entonces fuerzas magnetomótricas de polaridad opuesta; esto equivale a una corriente alterna en un primario de un solo devanado y, por lo tanto, el secundario del transformador alimenta a la carga con una corriente alterna.

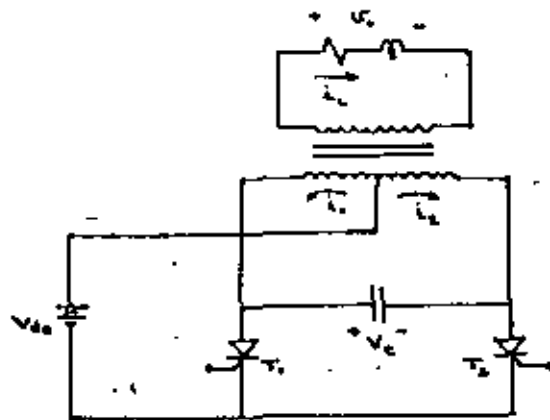


Figura 4.2.9.- Inversor con conmutación en paralelo.

Un segundo método de describir la operación de este circuito consiste en considerar a los tiristores como interruptores que conectan alternadamente la batería, de una mitad del primario a la otra; esto equivale a tener un voltaje alterno en un primario único, y por lo tanto, un voltaje alterno en la carga.

Cuando T_1 está conduciendo, el capacitor está cargado con la placa del lado derecho positiva; el potencial de la batería aparece entre la forma central del primario y el ánodo de T_1 , por efecto del transformador el mismo potencial aparece entre el ánodo de T_2 y la forma central; por lo tanto el capacitor se carga a $2V_{dc}$.

El circuito anterior debe modificarse para que permita la operación con cargas reactivas; el circuito modificado se muestra en la figura 4.2.10. Como en el circuito básico, T_1 y T_2 son los tiristores principales; los componentes de conmutación son la inductancia L y el capacitor C ; los diodos D_1 y D_2 permiten realimentar la potencia reactiva a la batería.

Como se ha mencionado, cuando T_1 está conduciendo, el capacitor está cargado a $2V_{dc}$; al finalizar el semiciclo se enciende T_2 ; el capacitor aplica un voltaje inverso de $2V_{dc}$ sobre T_1 y lo apaga.

Al apagarse T_1 , el capacitor se descarga a través de T_2 , el inductor L , el diodo D_1 y la porción L_A del transformador; entonces, la energía almacenada en el capacitor se realimenta a la carga debido al acoplamiento de los devanados L_A y PQ .

Durante este lapso, el potencial en el punto L está fijo, y el voltaje en la carga es positivo y superior a V_{dc} . La corriente de carga, que estaba fluyendo a través de T_1 fluye ahora a través de DL y D_1 , hacia la terminal negativa de la fuente; evidentemente, esto solo puede ocurrir si D_1 está encendido y la corriente de descarga del capacitor es mayor que la de carga.

Al aumentar el potencial en el punto L lo suficiente como para polarizar en inversa a D_1 , el capacitor ya no se descargará a través de él y el punto L ya no estará conectado a la terminal negativa de la fuente.

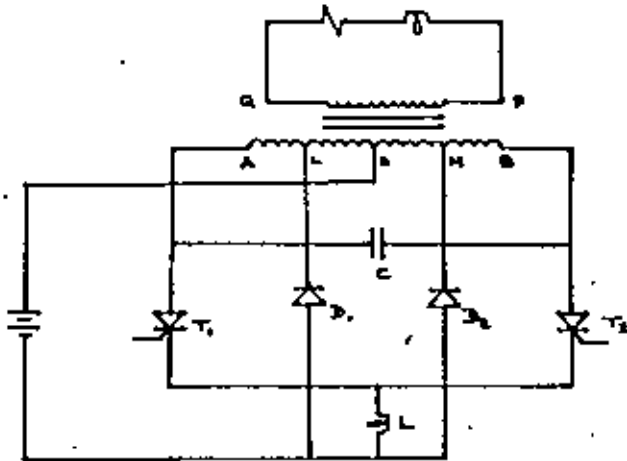


Figura 4.2.10.- Inversor con conmutación en paralelo, con diodos para manejo de cargas inductivas.

La corriente fluirá ahora a través de D_2 , MB y T_2 , y la energía almacenada en el inductor se realimentará hacia la carga. La corriente de carga, que estaba fluyendo a través de OL, fluirá ahora a través de MO y se revertirá a la batería.

Dado que el punto M está conectado ahora a la terminal negativa de la batería, el voltaje en la carga se invertirá de polaridad, el capacitor se cargará con polaridad opuesta a V_{dc} .

El tiristor T_2 dejará de conducir cuando toda la energía almacenada en el inductor se ha disipado en la carga por completo; el diodo D_2 se apagará cuando la corriente de carga se anula; en este punto es necesario redisparar T_2 para generar el semiciclo restante.

En la figura 4.2.11 se muestran las trayectorias de corriente durante la conmutación.

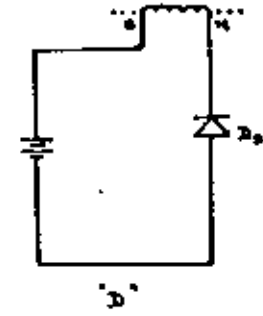
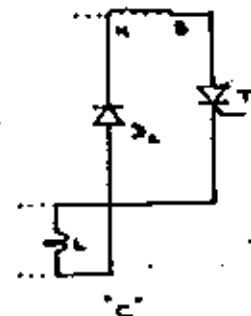
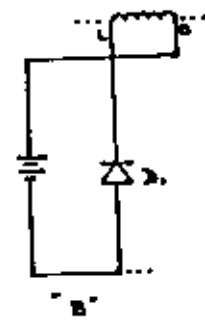
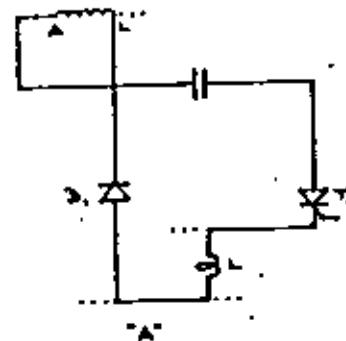


Figura 4.2.11.- Trayectorias de corriente durante la conmutación.

"A" Trayectoria de la corriente de descarga del capacitor.

"B" Trayectoria de la corriente de carga durante la primera etapa.

"C" Trayectoria de descarga del inductor.

"D" Trayectoria de realimentación de la corriente de carga a la batería.

En la figura 4.2.12 se muestran las formas de onda del voltaje y la corriente de carga. El tiristor T_1 conduce durante el lapso de t_1 a t_2 , cuando tanto el voltaje como la corriente son positivos. En t_2 el tiristor T_2 se dispara para apagar a T_1 ; después de los transitorios el voltaje en la carga invierte su polaridad y la corriente continúa fluyendo, aún en la misma dirección, a través de D_2 .

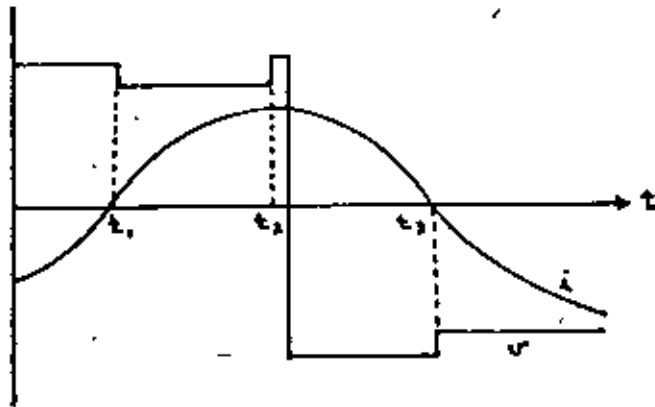


Figura 4.2.12- Formas de onda del voltaje y la corriente en la carga.

Durante el lapso t_2 a t_3 , T_2 tiene aplicada una polaridad inversa. En el instante t_3 debe encenderse nuevamente a fin de permitir la inversión en el sentido de la corriente.

4.2.2a.- Procedimiento de diseño

Especificaciones:

Voltaje de Salida V_o

Potencia de Salida P_o

Frecuencia de Salida f_o

Factor de potencia de la carga P_f

Impedancia de la carga Z_L

Voltaje directo V_{DC}

Ecuaciones de diseño:

Relación de vueltas del transformador "n":

$$n = \frac{V_o}{V_{DC}} \quad (4.2.14)$$

Potencia de entrada, suponiendo una eficiencia del 85% .

$$P_z = P_o \times \frac{100}{85} \text{ watts} \quad (4.2.15)$$

Corriente promedio en los SCR's:

$$I_{avr(SCR)} = \frac{P_o Z_{in}}{2V_{DC} R_{in}} \text{ amp.} \quad (4.2.16)$$

Voltaje máximo a través de los SCR's:

$$V_{DC(SCR)} < 2.5 V_{DC} \text{ volts} \quad (4.2.17)$$

Corriente pico en los SCR's:

$$I_{PK(SCR)} = 4 V_{DC} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (4.2.18)$$

Tiempo de apagado:

$$t_{off} = \frac{2\pi}{3} \sqrt{LC} \quad \text{seg.} \quad (4.2.19)$$

Razón de crecimiento de voltaje:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{0.85 V_{ac}}{\sqrt{LC}} \quad \frac{\text{volt}}{\text{seg}} \quad (4.2.20)$$

Razón de crecimiento de corriente:

$$\frac{di}{dt} = \frac{2V_{ac}}{L} \quad \frac{\text{amp}}{\text{seg}} \quad (4.2.21)$$

Inductancia:

$$L \pm \frac{6 V_{ac} t_{off}}{\pi I_{ac(SCR)}} \quad \text{Hy} \quad (4.2.22)$$

Capacitancia

$$C = \frac{3 t_{off} I_{ac(SCR)}}{8\pi V_{ac}} \quad \text{Fd.} \quad (4.2.23)$$

4.2.3.- Inversor "Mc Murray"

Este tipo de inversor, también denominado de "conmutación por impulso", se muestra en la figura 4.2.13 en la configuración de medio puente.

Los rectificadores controlados principales SCR_1 y SCR_2 se encienden secuencialmente para generar un voltaje alterno en la carga. Cuando esta es reactiva, los diodos D_1 y D_2 conducen durante parte de los semiciclos regresando energía de la carga a la fuente de alimentación. La conmutación de los rectificadores controlados principales se efectúa con ayuda de los auxiliares SCR_{1a} y SCR_{2a} , actuando en combinación con el capacitor C y la inductancia L , que son los que generan el impulso.

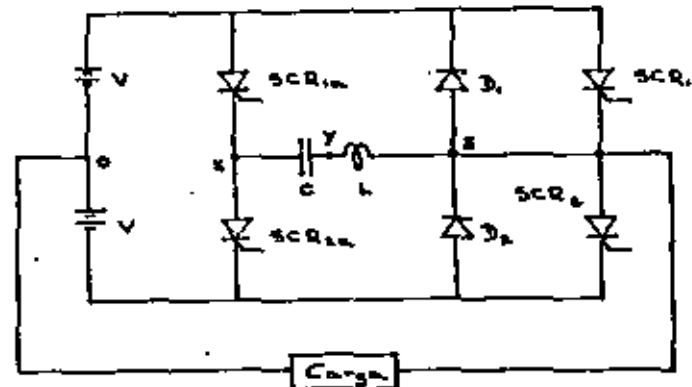


Figura 4.2.13.- Inversor McMurray en configuración medio puente.

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 período de unas 10 veces más largo que el tiempo de apagado.

Suponga que inicialmente el SCR_1 está conduciendo corriente de la mitad superior de la fuente a la carga, y que el capacitor C 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 el SCR_1 está encendido, permanecerá en él.

Entonces, para apagar al SCR principal, debe encenderse el SCR_{1a} . El circuito equivalente para esta etapa se muestra en la figura 4.2.14.

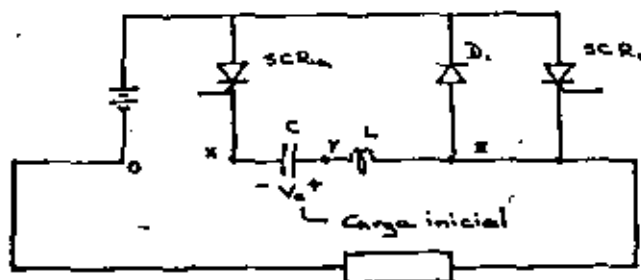


Figura 4.2.14.- Circuito equivalente durante la primera parte del intervalo de conmutación.

El pulso de corriente que fluye a través de SCR_{1a} , C y L aumenta hasta llegar al punto en el cual supera a la corriente de carga I_c (que se supone fluye de Z a O en este momento). Cuando esto sucede, la corriente a través del SCR_1 se anula y el exceso del pulso de corriente, es decir, aquella que se obtiene de restar la corriente de carga al pulso de corriente; fluye a través del diodo D_1 .

Después de alcanzar un valor máximo, el pulso de corriente empieza a decrecer, y el capacitor se carga con polaridad inversa. Durante el lapso en el cual D_1 está encendido la caída de voltaje a través de él aparece como un voltaje inverso sobre SCR_1 y lo apaga.

El segundo tiristor principal SCR_2 se enciende en el instante, o poco después, en que el pulso de corriente regresa a cero. Si la carga es mínima, esto ocurre $\frac{1}{2\pi f}$ segundos después de que se disparó el tiristor SCR_{1a} , el circuito equivalente es ahora el que se muestra en la figura 4.2.15.

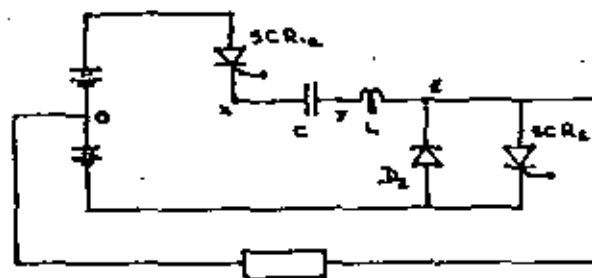


Figura 4.2.15.- Circuito equivalente para la segunda parte de la conmutación.

En este momento, el tiristor SCR_1 está nuevamente polarizado en directa pero apagado; un segundo pulso, más pequeño que el anterior, fluye a través de SCR_{1a} , C , L y SCR_2 con lo cual termina de cargar al capacitor. Al terminar este segundo pulso el SCR_{1a} queda inversamente polarizado y deja de conducir.

El capacitor está ahora listo para conmutar a SCR_2 , para ello deberá dispararse esta vez a SCR_{2a} .

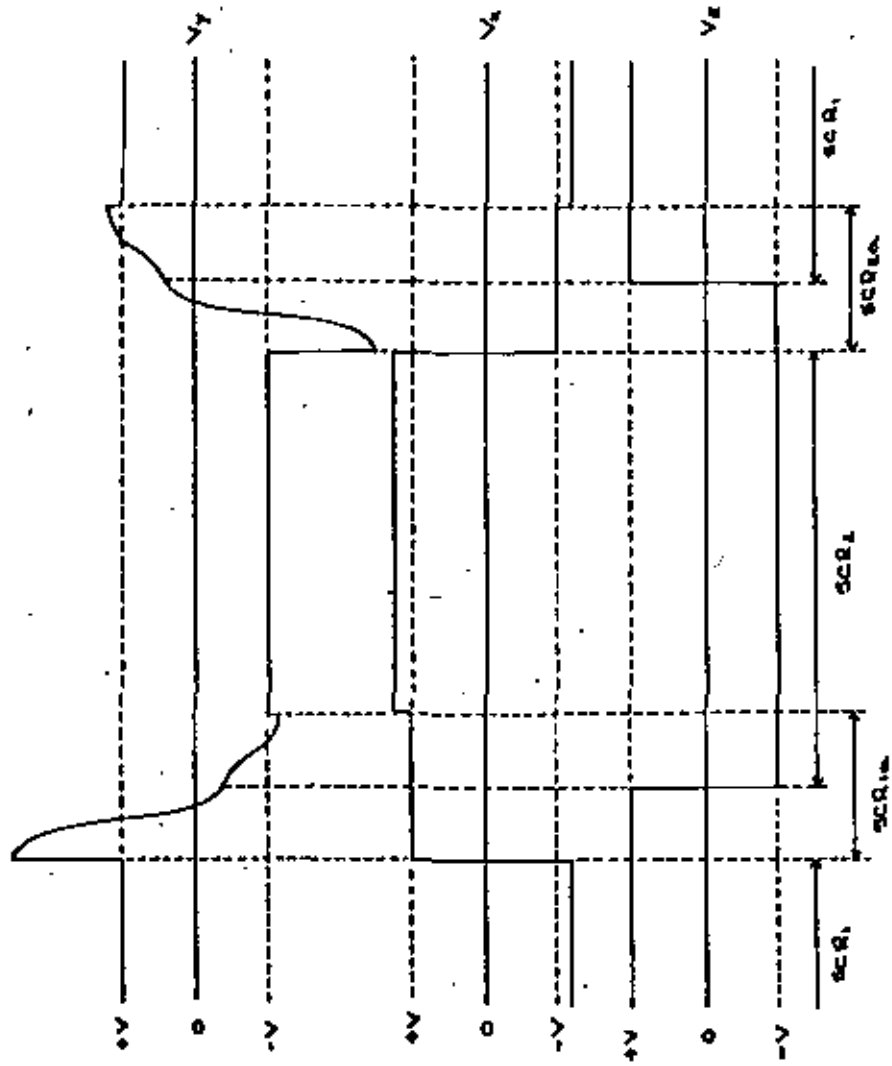


Figura 4.2.16 Formas de onda para un ciclo, en estado estacionario

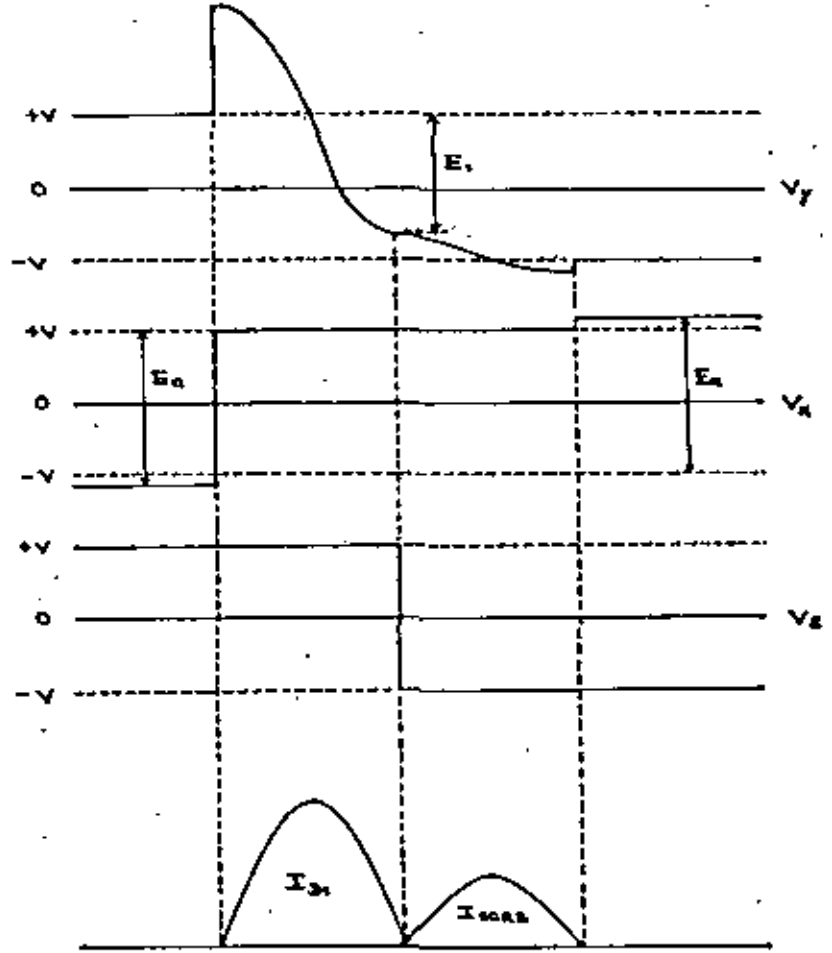


Figura 4.2.17 Detalle de la conmutación

Las formas de onda para un ciclo en estado estacionario y para carga despreciable se muestran en la figura 4.2.16. En la figura 4.2.17 se muestra el detalle de la conmutación.

Con carga inductiva, D_2 conducirá antes de que se dispare SCR_2 , cuando la corriente de conmutación decaer a un valor inferior a I_c . La energía almacenada en la inductancia ocasionará que el capacitor se cargue a un voltaje más alto, este aumento en el voltaje del capacitor produce un pulso de corriente más amplio lo cual permite manejar corrientes de carga mayores. Este circuito tiene entonces la característica de que el pulso de conmutación varía automáticamente con la carga.

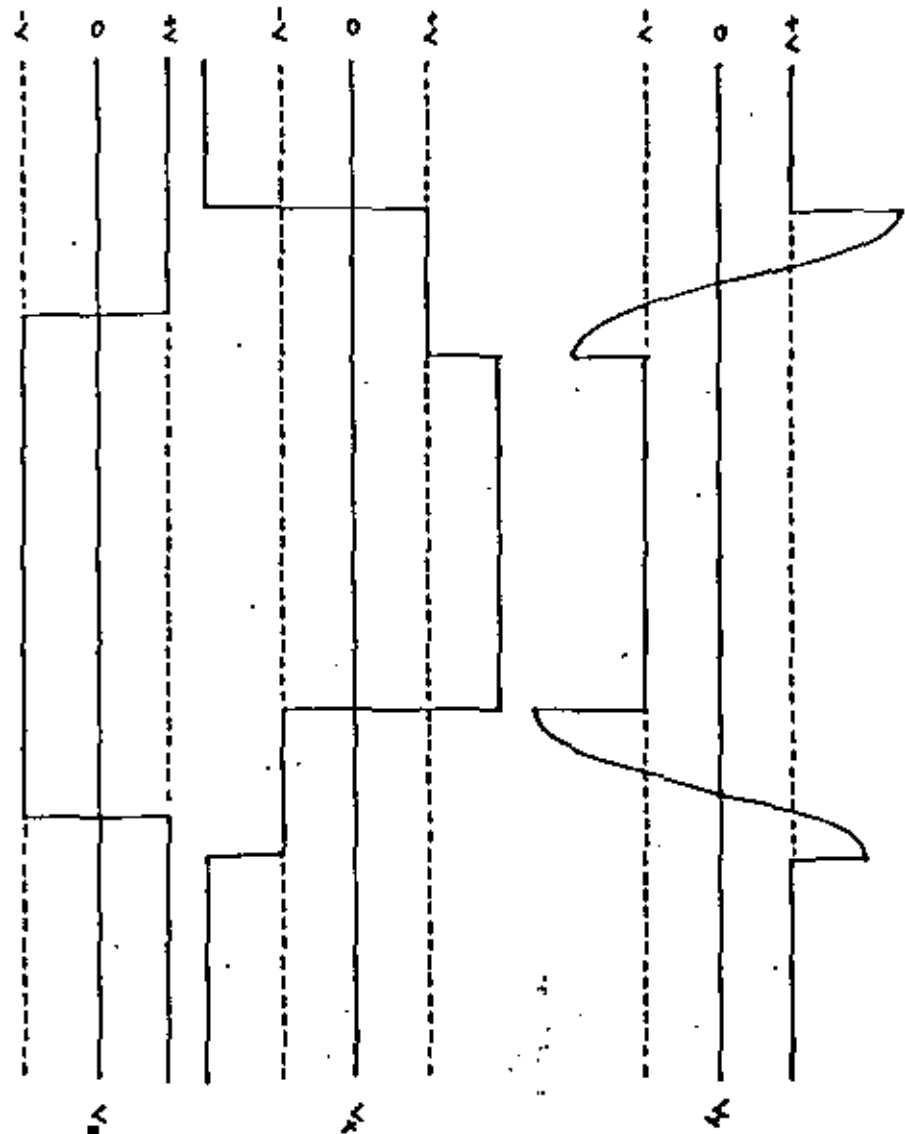
Las formas de onda para carga reactiva (con inductancia) se muestran en la figura 4.2.18. En la figura 4.2.19 se muestra el detalle de una conmutación. Se supone que la inductancia presente en la carga es lo suficientemente grande como para evitar algún cambio apreciable en la corriente de carga durante la conmutación.

El tiempo t_0 disponible para que el tiristor principal recobre su estado de bloqueo es aquel en el cual el diodo conduce el exceso del pulso de corriente; es decir: cuando conduce el pulso de corriente menos la corriente de carga. Entonces, el pulso de conmutación óptimo es aquel que permite tener el tiempo de apagado necesario con un mínimo de energía; el punto óptimo es cuando $I_m = I_c$.

Por otra parte, en las figuras 4.2.16 a 4.2.19 se dispara a SCR_2 $\pi\sqrt{LC}$ segundos después del disparo de SCR_1 ; sin embargo, la operación del dispositivo mejora si se adelanta el disparo de SCR_2 . El lapso óptimo entre disparos de SCR_1 y SCR_2 es $0.67\pi\sqrt{LC}$, con este valor, el dispositivo tolerará variaciones en la carga, hasta el máximo especificado, sin que falle la conmutación.

El inversor McMurray puede convertirse a la configuración puente, tal como se muestra en la figura 4.2.20; como puede verse, es necesario duplicar el circuito básico.

Figura 4.2.18 Formas de onda para un ciclo, en estado estacionario y con carga reactiva.



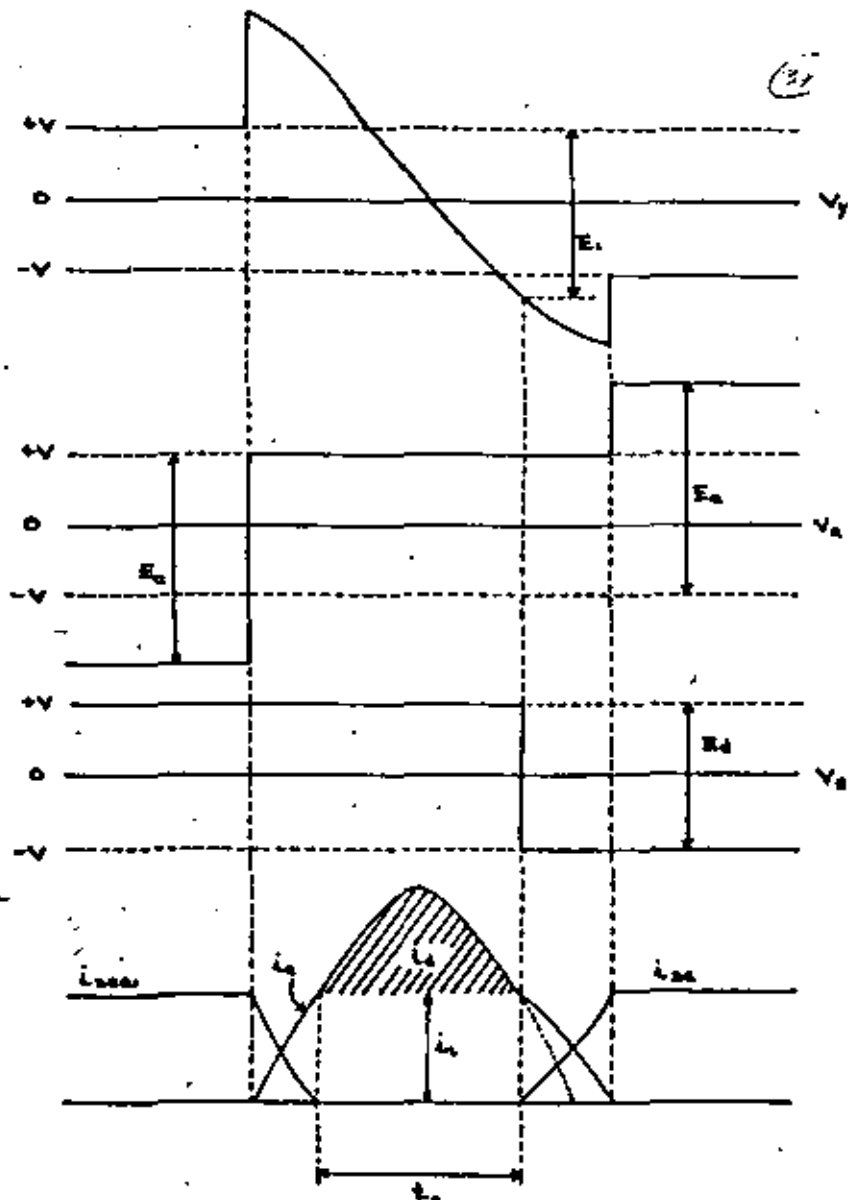


Figura 4.2.19 Detalle de la conmutación

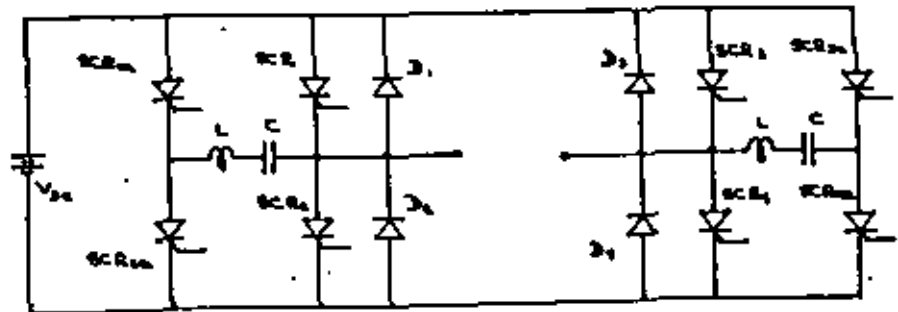


Figura 4.2.20.- Inversor McMurray en configuración puente.

4.2.4.- Técnicas de control de voltaje

Los dispositivos empleados para efectuar la conversión de corriente directa a corriente alterna reciben el nombre de "inversores". En la figura 4.2.21 se muestra el diagrama esquemático de un inversor monofásico tipo puente; esta configuración es la más popular y las formas de onda resultantes son similares a las de cualquier otro tipo de inversor.

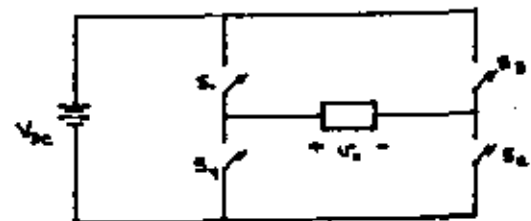


Figura 4.2.21.- Inversor monofásico tipo puente.

La operación es la siguiente: al cerrarse los interruptores S_1 y S_2 se tiene que $v_a = V_{DC}$. Entonces, abriendo y cerrando alternadamente los pares de interruptores, podemos generar un voltaje alterno en la carga.

En el caso más simple, el voltaje alterno resultante es una onda cuadrada cuya amplitud es V_{DC} ; esta forma de onda presenta el serio inconveniente de poseer un contenido armónico muy alto.

Si ocurre que la carga es un motor, el contenido armónico presente genera un aumento en las pérdidas, sin que se produzca aumento en el par; puede suceder incluso que algunas armónicas produzcan pares negativos que se oponen al par generado por la frecuencia fundamental.

El voltaje en la carga puede analizarse de la manera siguiente:

$$v_a = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad (4.2.24)$$

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:

$$v_a = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad (4.2.25)$$

Los coeficientes "b_n" están dados por la siguiente ecuación:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_a \sin n\omega t \, d(\omega t) \quad (4.2.26)$$

Por otro lado, se tiene que existe simetría de cuarto de onda, es decir:

$$v_a \left(\frac{\pi}{2} + \omega t \right) = v_a \left(\frac{\pi}{2} - \omega t \right) \quad (4.2.27)$$

Aplicando esta condición en la ecuación 4.2 y desarrollando se obtiene:

$$\sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n \left(\frac{\pi}{2} + \omega t \right) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n \left(\frac{\pi}{2} - \omega t \right) \quad (4.2.28)$$

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^{\infty} b_n \left[\sin \frac{n\pi}{2} \cos n\omega t + \cos \frac{n\pi}{2} \sin n\omega t \right] &= \\ = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \left[\sin \frac{n\pi}{2} \cos n\omega t - \cos \frac{n\pi}{2} \sin n\omega t \right] & \quad (4.2.29) \end{aligned}$$

Para que se cumpla la ecuación anterior, es necesario que:

$$b_n \cos \frac{n\pi}{2} \sin n\omega t = -b_n \cos \frac{n\pi}{2} \sin n\omega t \quad (4.2.30)$$

La condición anterior se cumple cuando "n" es un entero impar, ya que en este 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 $v_a = V_{DC}$ en el intervalo $0 < \omega t < \pi$, y que $v_a = -V_{DC}$ en el intervalo $\pi < \omega t < 2\pi$; substituyendo en la definición de b_n se obtiene lo siguiente:

(38)

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^{\pi} V_{DC} \sin n\omega t \, d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} V_{DC} \sin n\omega t \, d(\omega t) \right) \quad (4.2.31)$$

$$b_n = \frac{V_{DC}}{\pi} \left\{ \left[-\frac{\cos n\omega t}{n} \right]_0^{\pi} + \left[\frac{\cos n\omega t}{n} \right]_{\pi}^{2\pi} \right\} \quad (4.2.32)$$

Pero como se sabe que n solo puede ser impar, entonces:

$$b_n = \frac{4V_{DC}}{\pi n} \quad (4.2.33)$$

Entonces, la serie de Fourier para la onda cuadrada es:

$$v_s = \frac{4V_{DC}}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{\sin 3\omega t}{3} + \frac{\sin 5\omega t}{5} + \dots \right] \quad (4.2.34)$$

La representación espectral se muestra en la figura 4.2.22 .

La interpretación es como sigue: Supongase que queremos generar una onda cuya frecuencia fundamental (es decir: la frecuencia de la onda cuadrada) sea de 60_{Hz}, y que $V_{DC} = 100$ volts. Para obtener la frecuencia, debemos mantener cerrado cada par de interruptores durante 8.33 milisegundos ($1/120$); la amplitud de la fundamental es de 127 volts, y existe una armónica con 180_{Hz} de frecuencia y 42 volts de amplitud, otra con 300_{Hz} y 25 volts, una más con 420_{Hz} y 18 volts, etc.

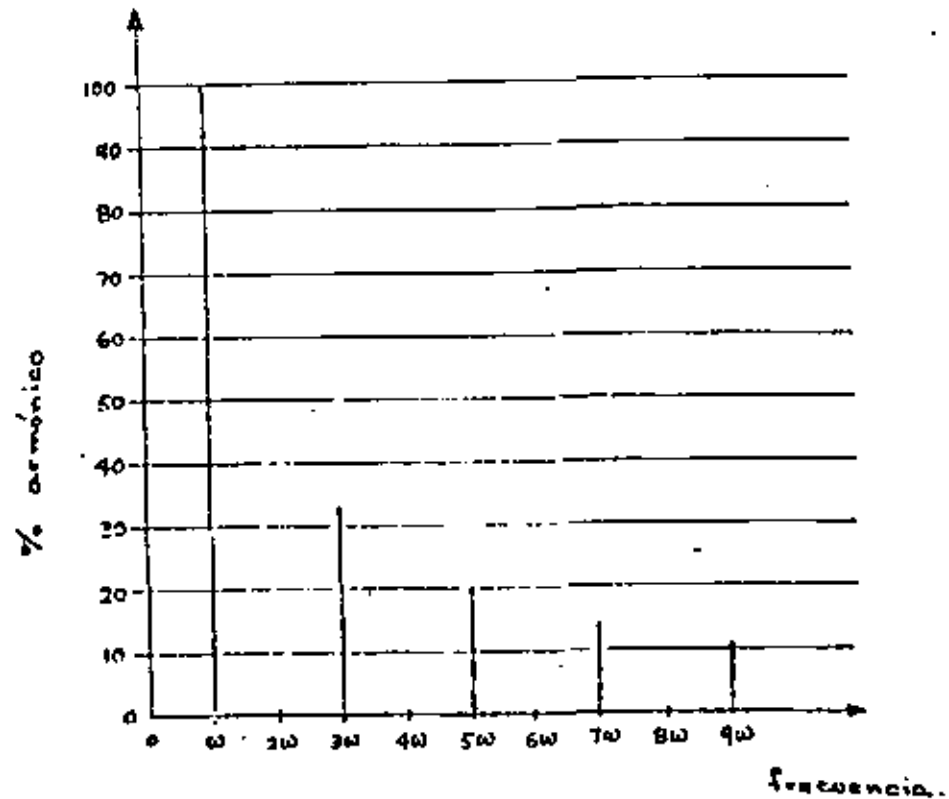


Figura 4.2.22 Representación espectral

Una de las aplicaciones más comunes de los inversores es para impulsión de máquinas eléctricas; en este caso es necesario controlar el voltaje conforme se varía la frecuencia a fin de mantener una relación volts/hertz constante; para ejercer el control pueden utilizarse las siguientes técnicas:

- a) Ajuste del voltaje de entrada
- b) Modulación de la anchura del pulso
- c) Ajuste del ángulo de fase entre varios inversores

4.2.4a.- Control del voltaje de entrada.

El control del voltaje directo de entrada es el método más directo de controlar el voltaje de salida de un inversor, ya que este último es directamente proporcional al primero. Si el voltaje de entrada se deriva de una alimentación alterna, entonces puede usarse un rectificador controlado; si únicamente se dispone de corriente directa, entonces es necesario usar un troceador (chopper).

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, debe manejarse con otro convertidor; esto aumenta el costo total del sistema y reduce la eficiencia.
- En algunos casos no es posible variar el voltaje de alimentación al convertidor ya que las conmutaciones dependen de la magnitud de dicho voltaje.

4.2.4b.- Modulación de la anchura del pulso.

Un método más complejo pero mucho más ventajoso para controlar el voltaje de salida de un inversor es el de modulación de la anchura del pulso; existen tres variantes de este método:

- Modulación con un solo pulso
- Modulación con pulsos múltiples
- Modulación senoidal

4.2.4c.- Modulación con un solo pulso

En la figura 4.2.23 se muestran la componente fundamental y las primeras armónicas de la onda modulada con un solo pulso, expresadas como una fracción de la frecuencia fundamental, y en función de la anchura del pulso expresada angularmente.

Como puede verse, el contenido armónico es función del ángulo α ; el punto $\alpha = 180^\circ$ corresponde a la gráfica 4.2.22.

La figura 4.2.24 es una gráfica similar, excepto que en este caso las armónicas se han expresado como un porcentaje de la fundamental.

Aún cuando este es un método muy efectivo para controlar el voltaje de salida, presenta varios inconvenientes:

- Si el voltaje de salida se reduce a un valor relativamente pequeño, reduciendo el ángulo α , entonces las armónicas son comparables con la fundamental.
- Para voltajes de salida reducidos, el ángulo de conducción de los interruptores es muy pequeño; esto se refleja como una reducción en la eficiencia.

4.2.4d.- Modulación con pulsos múltiples.

Este método se muestra en la figura 4.2.25. En este caso se tienen varios pulsos en cada semiciclo de salida; el número de pulsos por semiciclo está dado por:

$$N = \frac{f_p}{2f}$$

donde f_p 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 4.2.26 se han graficado las armónicas para dos valores de N .

4.2.4d.- Modulación senoidal:

La onda de voltaje generada con este tipo de modulación se ilustra en la figura 4.2.27; en esta onda la anchura de cada pulso

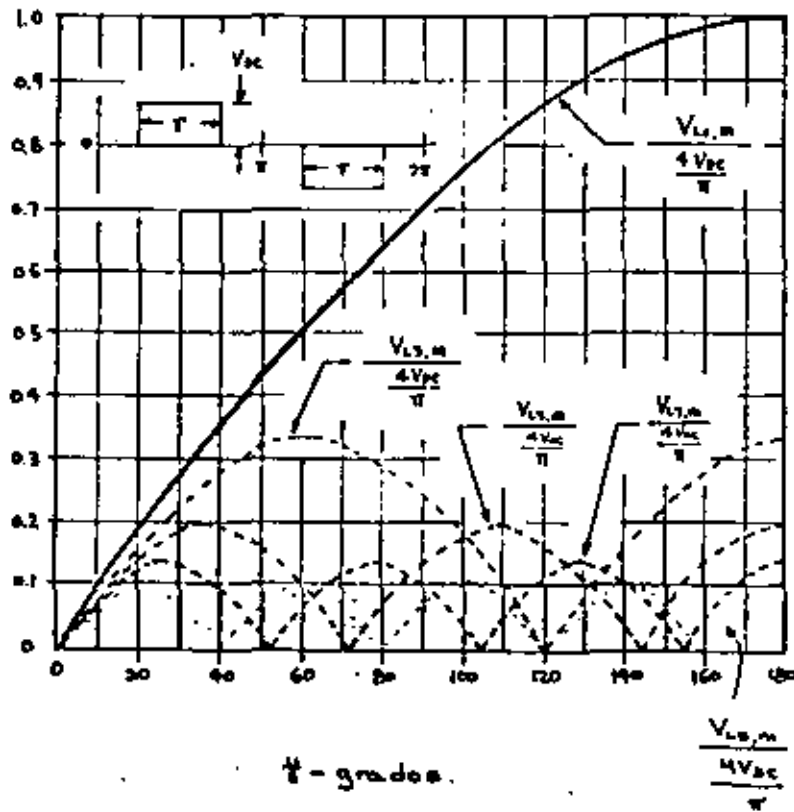


Figura 4.2.23 Componente fundamental y armónicas para modulación con un pulso

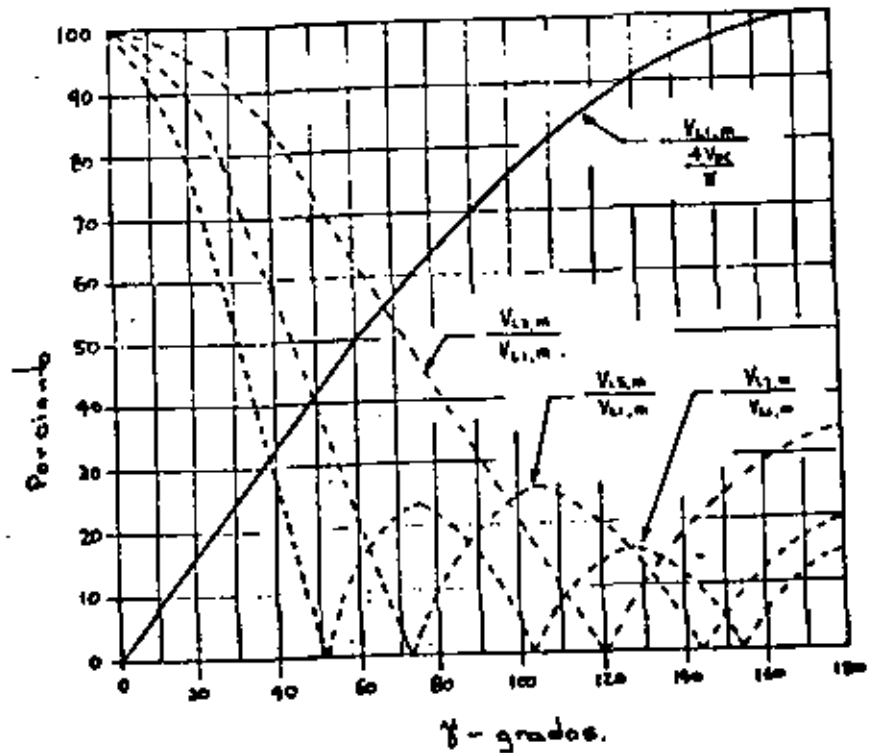


Figura 4.2.24 Contenido armónico porcentual para modulación con un pulso

106

so 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 V_p , frecuencia f_p y una componente directa de magnitud V_p ; Esta onda triangular se invierte de polaridad al final de cada semiciclo.

Como en el caso anterior, N es el número de pulsos por semiciclo y está dado por la misma ecuación.

Los instantes de apertura y cierre de los interruptores los determinan las intersecciones de las ondas. El voltaje de salida se controla variando la amplitud de la onda senoidal.

Por lo que respecta al contenido armónico, se tiene que, para $0 \leq V/V_p \leq 2$, todas las armónicas de orden $n < 2N$ se eliminan; si $V/V_p > 2$, entonces aparecen armónicos de bajo orden ya que la anchura del pulso deja de ser una función senoidal de su posición angular.

En la figura 4.2.28 se muestra el contenido armónico resultante para $N=10$.

4.2.4e. Ajuste del ángulo 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 tipo de control, en su forma más simple, puede explicarse con ayuda de la figura 4.2.29; suponga que la fuente V_{DC} se ha separado en dos fuentes de valor $V_{DC}/2$, conectadas en serie, y que se toma como referencia el punto entre las fuentes; entonces, si ϕ_a es el voltaje del punto derecho de la carga a la referencia, se tiene que:

$$V_a = V_{a1} - V_{a2}$$

En la figura se muestran las ondas de salida para diferen

107

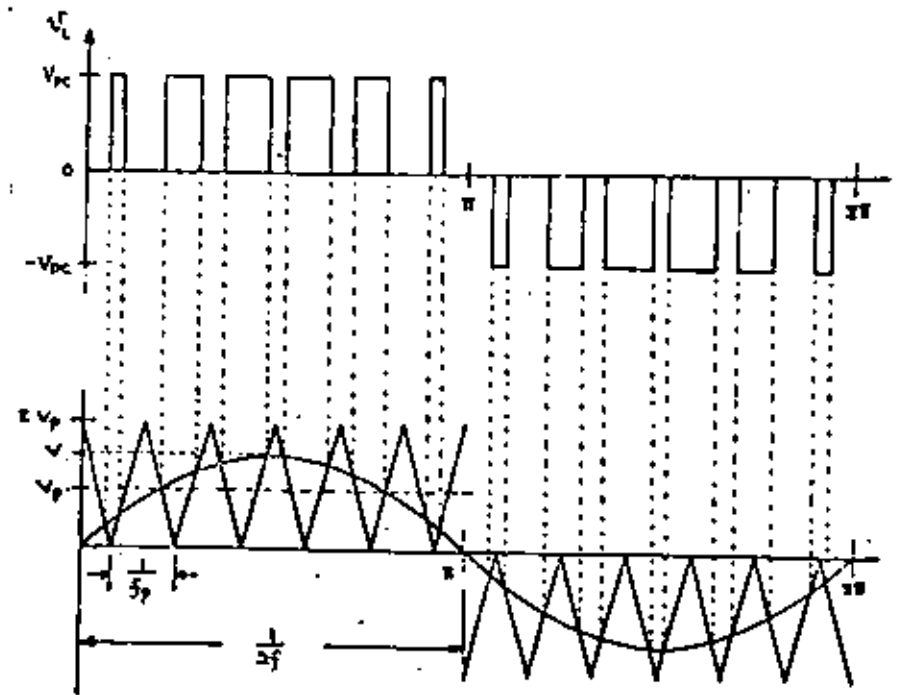


Figure 4.2.27 Modulación senoidal

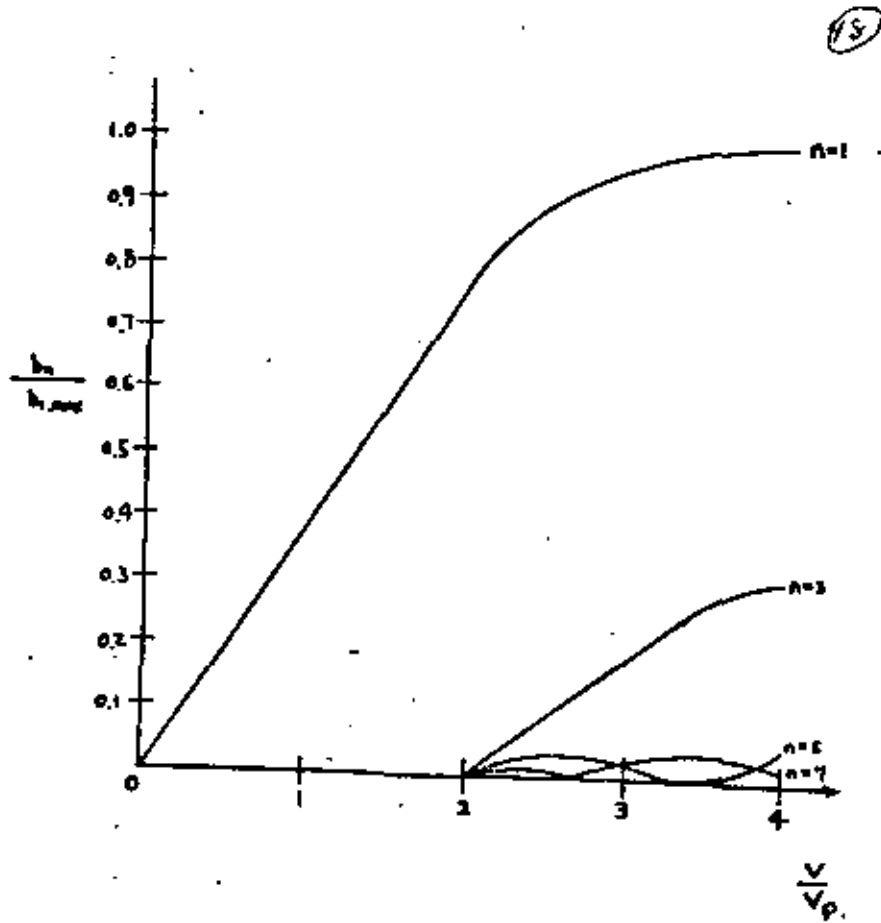
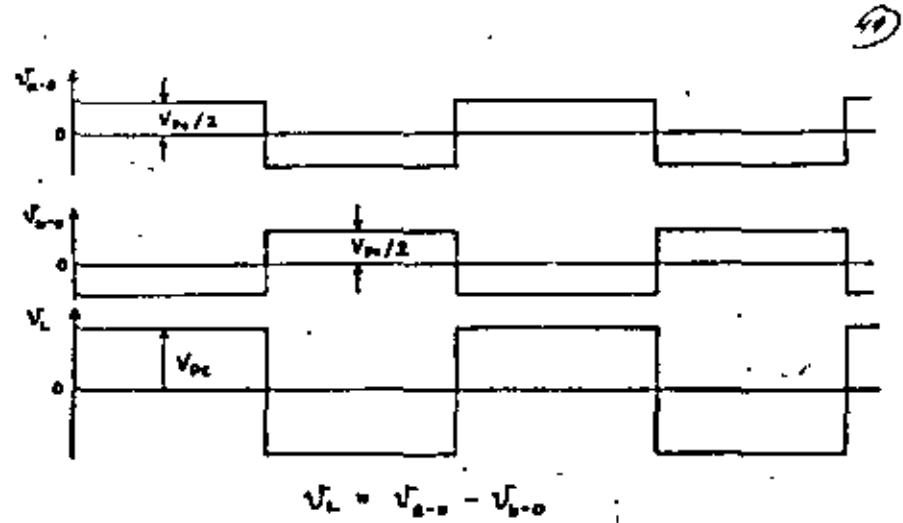
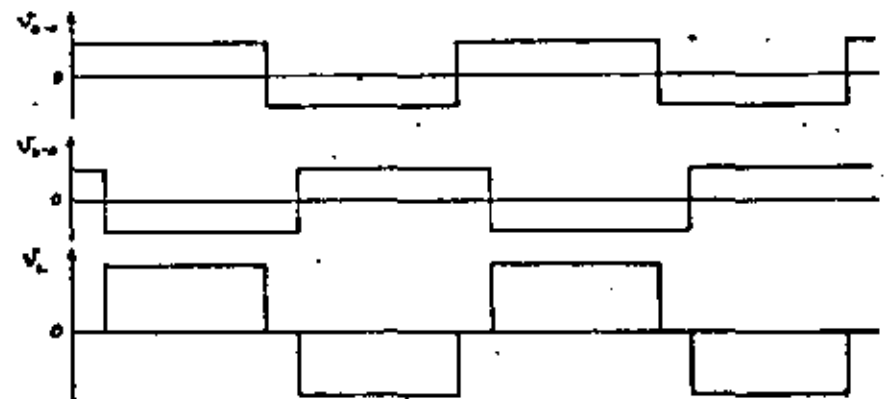


Figura 4.2.28 Contenido armónica con modulación senoidal para $n=10$



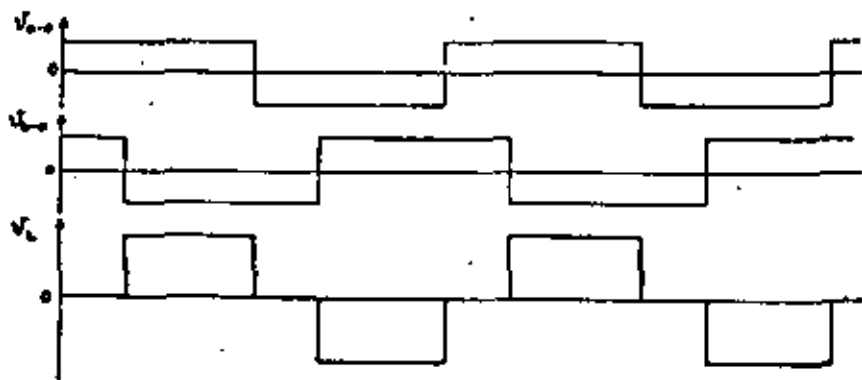
a) Operación normal del puente



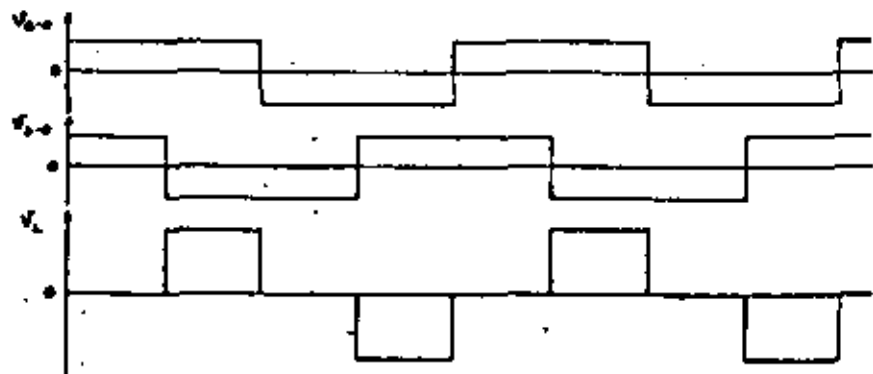
b) Desfasamiento a 30°

Figura 4.2.29 Salidas de un inversor monofásico para diferentes valores de desfasamiento entre los medios puentes

(50)

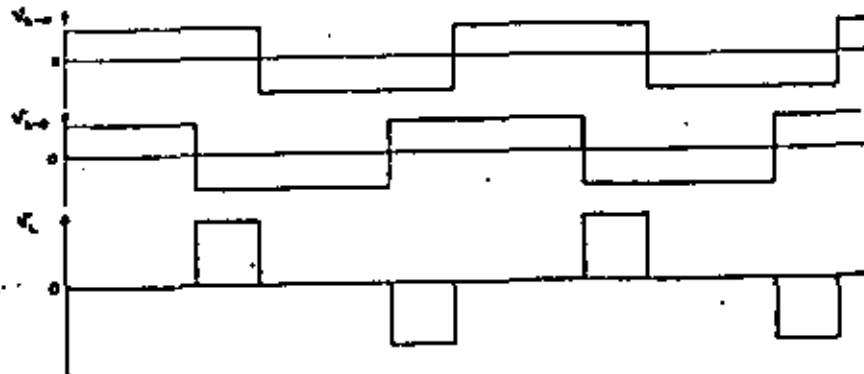


c) Desfasamiento = 60°

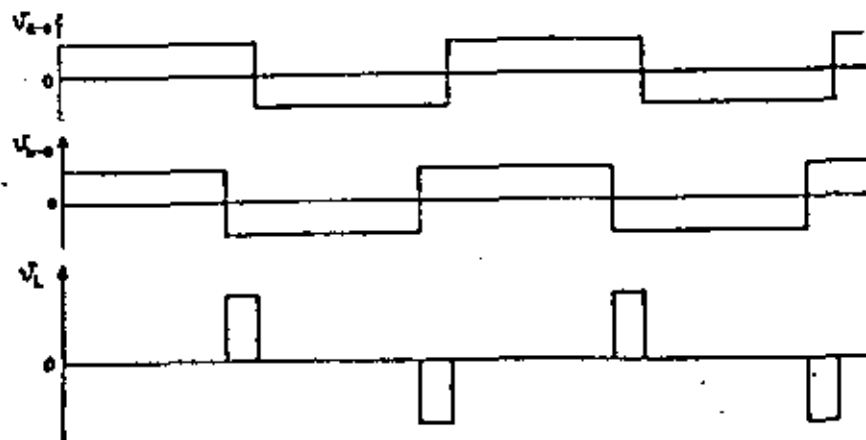


d) Desfasamiento = 90°

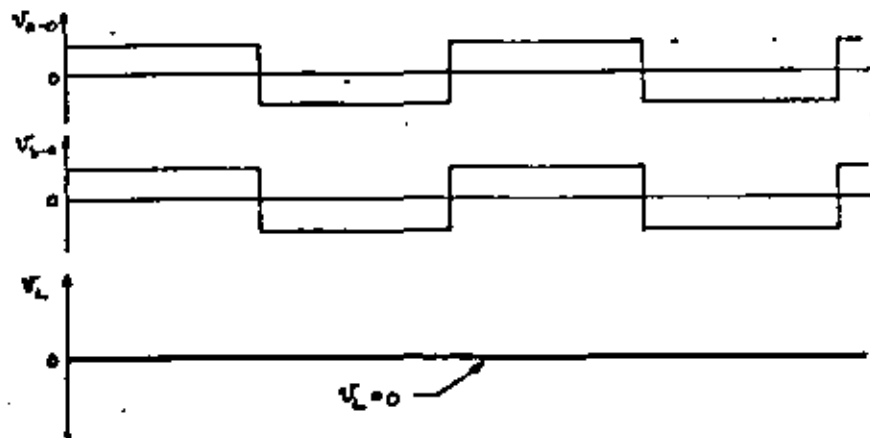
(51)



e) Desfasamiento = 120°



f) Desfasamiento = 150°



las relaciones fasoriales entre V_a y V_b ; el contenido armónico corres-
ponde al caso de la modulación con un solo pulso.

El concepto que se ha mostrado puede extenderse a m inver-
sores, ya sea utilizando un transformador con m devanados en el
primario; o bien, conectando los secundarios de transformadores en se-
rie.

4.2.5.- Métodos de disparo del SCR.

El término "disparo del SCR" se refiere a la aplicación de
una excitación a la compuerta, tal que lleve al dispositivo a su es-
tado de conducción.

Existen dos formas básicas de excitar la compuerta. Estas
son:

- Disparo por aplicación de un voltaje continuo
- Disparo por aplicación de un pulso.

Con el método de aplicación de un voltaje continuo, se
mantiene la excitación en la compuerta durante todo el lapso en el
cual el SCR debe estar encendido.

Con el método de disparo por pulso, la excitación en la
compuerta se mantiene hasta que la corriente a través del SCR es su-
perior a la corriente de suarpe (latching current).

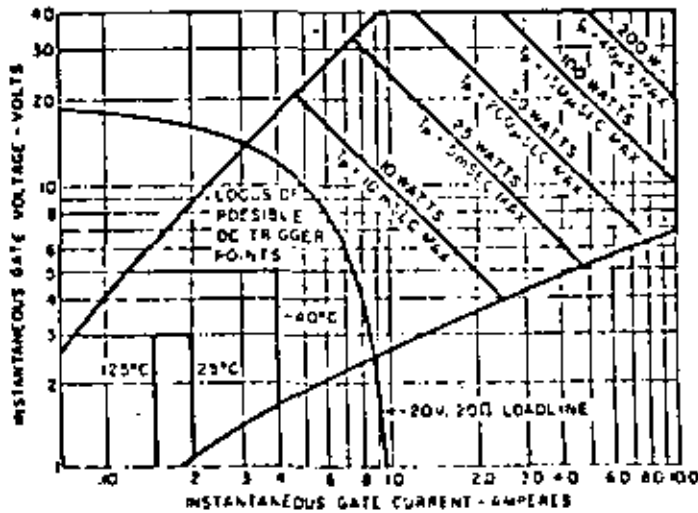
A continuación se describen ambos métodos

4.2.5a.- Métodos de disparo por aplicación de voltaje con- tinuo.

En la figura 4.2.30 se muestra el circuito básico para es-
te tipo de disparo. La función de este circuito es proporcionar si-
multáneamente la corriente y el voltaje necesarios en la compuerta
para encender el SCR.



Figura 4.2.30 Método de disparo por
aplicación de voltaje continuo.



NOTES:

1. The locus of possible dc trigger points lie outside the boundaries shown at various gate temperatures.
2. 20V - 20Ω is the minimum gate source load line when rate of circuit current rise > 100 amp/μs or anode rate of current rise > 200 amp/μs (T_p = 5μs min., 0.5 μs max. rise time). Maximum, long-term repetitive anode, di/dt = 500 amp/μs with 20V - 20Ω gate source.

14. GATE TRIGGER CHARACTERISTICS
POWER RATINGS

Figura 4.2.31

Las magnitudes de corriente y voltaje necesarios dependen del dispositivo en particular que se trate de encender. Evidentemente, habrá combinaciones de valores que no encenderán el SCR; la información referente a los valores aceptables está contenida en una gráfica de V_{GK} versus I_G como la que se muestra en la figura 4.2.31, correspondiente a un SCR para inversares.

En la figura 4.2.32 se muestra una implementación de este tipo de disparo.

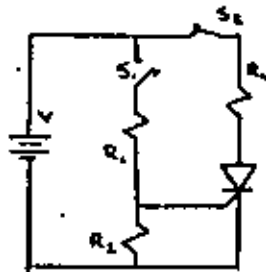


Figura 4.2.32 Implementación del disparo por voltaje continuo.

Cuando el interruptor " S_1 " está abierto, $V_{GK} = 0$; al cerrarse el interruptor aparece un voltaje en la compuerta que dispara al SCR. Una vez en conducción, la única forma de apagarlo es abriendo el interruptor " S_2 ".

En general, disparar un SCR con este método es muy simple; cualquier combinación de V_G e I_G dentro del área recomendada sirve para nuestros propósitos.

4.2.5b. Métodos de disparo por pulso.

La forma más sencilla de llevar a un rectificador controlado de silicio con este método a su estado de conducción, es con ayuda de un oscilador de relajación. Este circuito se ilustra en la forma en que se usa con un SCR en la figura 4.2.33.

La operación es como sigue: supóngase como condiciones iniciales un voltaje cero en el capacitor y el dispositivo de disparo apagado; al cerrarse el interruptor "S" el capacitor se cargará a través de la resistencia hasta alcanzar el voltaje de encendido del dispositivo de disparo. En ese momento el dispositivo entra a un estado de conducción y el capacitor se descarga sobre la compuerta del SCR proporcionándole el pulso de encendido necesario.

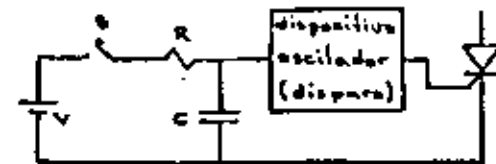


Figura 4.2.33 Encendido del SCR con oscilador de relajación.

El instante de ocurrencia del pulso a la compuerta del SCR es función de la constante RC del circuito; variando esta puede adelantarse o retrasarse el encendido del SCR.

Entre los dispositivos de disparo más comunes figuran los transistores monounión, y dispositivos semiconductores de tres, cuatro o cinco capas.

En muchas aplicaciones resulta conveniente aislar la parte de potencia de la sección de control. Con este fin se emplean transformadores de pulsos, tal como se muestra en la Fig. 4.2.34

Un transformador de pulsos se diseña especialmente para tener tiempos de respuesta cortos.

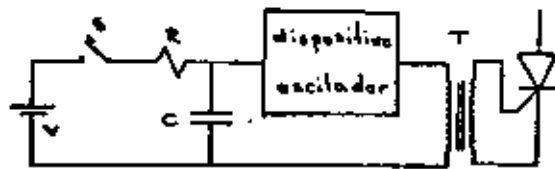


Figura 4.2.34 Encendido del SCR con oscilador de relajación y transformador de pulsos.

Cuando se emplea la técnica de disparo por pulso, es importante recordar varios hechos:

El primero de ellos es que el pulso debe estar presente hasta que la corriente exceda el valor crítico de anclaje. Como la corriente a través del dispositivo depende de la impedancia de carga, puede ocurrir que un circuito de disparo que funcionó satisfactoriamente para una carga específica - v.g.: una carga resistiva - deje de hacerlo cuando esta se modifica, por ejemplo, por la inclusión de un componente inductivo.

El segundo es que, bajo operación por pulsos, el SCR puede considerarse como un dispositivo controlado por carga. Entonces, para proporcionar a la compuerta en un tiempo corto las cargas necesarias para el disparo, se necesitan valores de V_{GK} e I_G mayores a los necesarios para disparo con voltaje continuo. La amplitud de los valores es inversamente proporcional a la duración del pulso.

Finalmente, mientras mayor sea la excitación a la compuerta, el SCR encenderá más rápidamente; este efecto puede usarse para ayudar a contrarrestar la limitación de di/dt .

A continuación se describen los elementos de disparo más comunes y la forma de implementar los circuitos.

4.2.5c.- Transistor monounión (UJT)

El transistor monounión es otro miembro de la familia de los tiristores. Se ha utilizado extensamente para generar las señales de encendido de los SCR's.

Es un dispositivo de tres terminales etiquetadas "Emisor", "Base 1" y "Base 2"; el símbolo que se usa para representarlo y la nomenclatura correspondiente se muestran en la Fig. 4.2.35

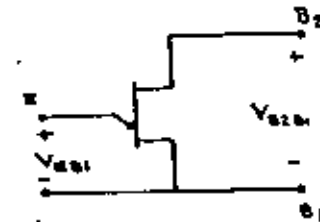


Figura 4.2.35 Símbolo del transistor monounión.

La curva característica del emisor se muestra en la Fig. 4.2.36

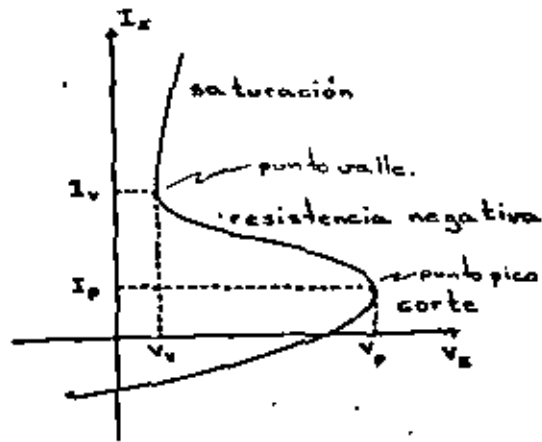


Figura 4.2.36 Curva característica del emisor.

4.2.5d.- Disparo del SCR con un transistor monounión. (57)

Para disparar un SCR por medio de un UJT se emplea el circuito que se ilustra en la Fig. 4.2.37; la operación es la siguiente:

Al conectarse la polarización al circuito, el capacitor C_e se carga exponencialmente a través de la resistencia R_e hasta llegar al punto en el cual V_e iguala a V_p en ese momento la unión emisor base uno queda directamente polarizada y la característica de emisor incurse en la región de resistencia negativa. El capacitor se descarga a través del emisor y aparece un pulso en la base-uno; cuando el voltaje en el capacitor desciende a un valor inferior a V_v el UJT se apaga y el proceso se repite. En la Fig. 4.2.38 se muestran las formas de onda correspondientes.

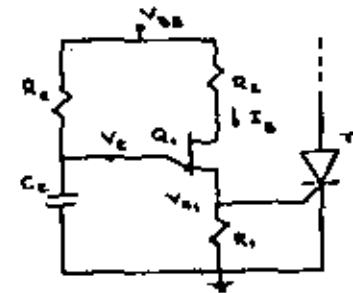


Figura 4.2.37 Disparo del SCR con un UJT

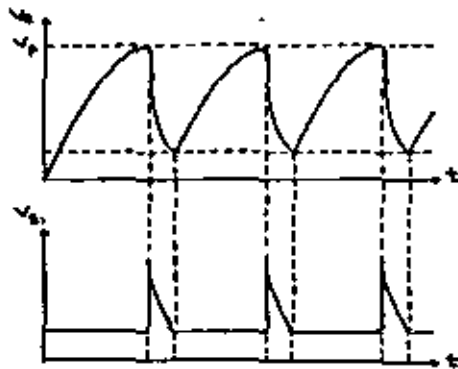


Figura 4.2.38 Formas de onda en el emisor y en la base uno

Para el circuito oscila, R_E debe cumplir con lo siguiente:

$$R_E \text{ MAX} = \frac{V_{BB} - V_p}{I_p} \quad (4.2.35)$$

$$R_E \text{ min} = \frac{V_{BB} - V_v}{I_v} \quad (4.2.36)$$

El período de oscilación puede calcularse como sigue:

El voltaje V_E está dado por:

$$V_E = V_v + (V_{BB} - V_v) (1 - e^{-t/RCe}) \quad (4.2.37)$$

Sustituyendo $V_E = V_p = V_D + V_{B2B1}$

$$V_D + V_{B2B1} = V_v + (V_{BB} - V_v) (1 - e^{-t/RCe}) \quad (4.2.38)$$

Al resolver la ecuación anterior para t se obtiene el tiempo que tarda el capacitor en cargarse de V_v a V_p ; se tiene entonces:

$$t = RCe \ln \frac{V_{BB} - V_v}{V_{BB} - V_D - V_{B2B1}} \quad (4.2.39)$$

Un período completo incluye además los tiempos de encendido y de apagado del UJT; la fórmula para el período es:

$$T = RCe \ln \frac{V_{BB} - V_v}{V_{BB} - V_D - V_{B2B1}} + t_{on} + t_{off} \quad (4.2.40)$$

Por lo que respecta a las resistencias conectadas a las bases, R_1 se utiliza para generar el pulso a la compuerta del SCR; debe calcularse en forma tal que cuando el UJT está apagado, el voltaje en la base uno sea inferior al voltaje mínimo de disparo del SCR, es decir:

$$R_1 = \frac{V_{SKmin}}{I_B} \quad (4.2.41)$$

donde I_B es la corriente que fluye en el transistor cuando está apagado:

$$I_B = \frac{V_{BB}}{R_1 + R_2 + r_{BB}} \quad (4.2.42)$$

R_2 actúa como compensación térmica; generalmente es del orden de cientos de ohms. Puede omitirse del circuito.

4.2.5e.- Transistor monounión programable (PUT)

El transistor monounión programable es un dispositivo de cuatro capas y tres terminales; aún cuando es completamente diferente en construcción al UJT, su operación es similar a la de éste.

63

En la Fig. 4.2.39a se muestra el símbolo del dispositivo y en la Fig. 4.2.39b se muestra un oscilador de relajación basado en él.

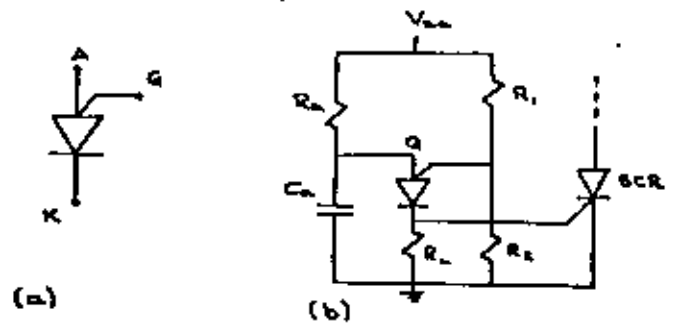


Figura 4.2.39 Transistor monounión programable y oscilador de relajación para disparo de SCR's.

La operación es como sigue: con el voltaje en la compuerta -- fijo, el PUT permanecerá en un estado de no conducción hasta que el voltaje en el ánodo supere al de la compuerta en una -- tensión equivalente a la de un diodo polarizado directamente. En ese punto se alcanza el voltaje pico y el PUT conmuta a un estado de conducción, descargando el capacitor CA y generando un pulso de voltaje en el cátodo.

Este dispositivo puede pensarse entonces como un UJT en el -- cual la relación intrínseca depende del divisor resistivo -- formado por R1 y R2; es decir:

$$V_p = V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.2.43)$$

64

El periodo de oscilación está dado por:

$$T = R_A C_A \ln\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = R_A C_A \ln\left(\frac{V_s}{V_s - V_p}\right) \quad (4.2.44)$$

Además de Vp y T, el divisor resistivo también determina Ip e Iv.

4.2.5f.- Diodo de disparo bilateral (DIAC).

El diodo de disparo bilateral es básicamente una estructura -- tipo transistor; exhibe una característica de resistencia -- negativa cuando se supera el punto de ruptura del dispositivo; -- esta región se extiende a lo largo de todo el rango de corrientes -- por arriba de la de ruptura, por lo tanto, no aplica el -- concepto de punto valle. En la Fig. 4.2.40a se muestra el -- símbolo del dispositivo y en la Fig. 4.2.40b la curva caracte -- rística.

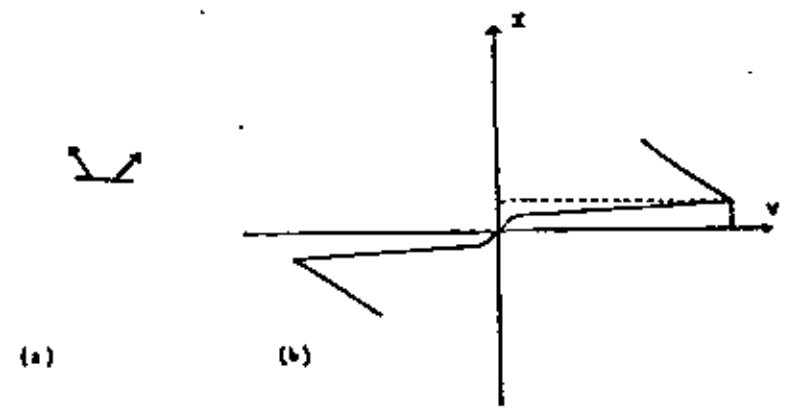


Figura 4.2.40 Símbolo y característica del DIAC.

65

La corriente en la cual ocurre la ruptura es, por lo general, bastante pequeña, de tal forma que el dispositivo puede considerarse como controlado exclusivamente por voltaje.

Una vez disparado el DIAC, generará un pulso de voltaje. Tanto el voltaje de ruptura como la amplitud del pulso son características propias del dispositivo.

Otra característica del dispositivo es la bidireccionalidad; es decir: el DIAC enciende tanto para voltaje positivos como para negativos.

El DIAC resulta entonces un dispositivo sumamente simple de usar; no impone restricciones serias sobre el valor de la resistencia de carga del capacitor, y puede alimentarse tanto a partir de c.d. como de c.a.

Debe notarse que después del disparo el capacitor se descargará a un potencial dado por el voltaje de ruptura menos la amplitud del pulso generado. El DIAC apaga entonces y el capacitor vuelve a cargarse.

4.2.5g.- Disparo con portadora.

En muchos casos es necesario disparar los tiristores cuando se presenta un comando externo el cual es, generalmente, de bajo nivel. Un circuito útil en este tipo de situaciones se muestra en la Figura 4.2.41.

La operación es como sigue: si la línea de comando está a un nivel alto, entonces Q_1 está saturado; Q_2 está cortado, al igual que Q_3 ; por lo tanto, en el primario del transformador de pulsos no existe voltaje.

Si el comando cambia a un nivel bajo, Q_1 se corta y permite

66

que Q_2 varíe de estado, de acuerdo con el tren de pulsos. Cuando Q_2 satura (por un nivel alto en la base) Q_3 también lo hace y en el primario aparece V ; un voltaje proporcional aparece en el secundario y enciende el SCR.

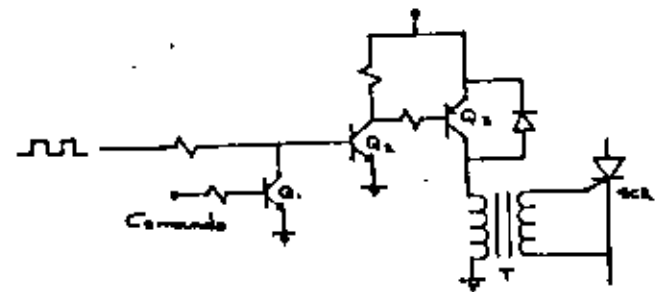


Figura 4.2.41.- Circuito para disparo con comando y portadora.

El comando debe estar presente cuando menos el tiempo necesario para que Q_3 esté saturado durante medio periodo del tren de pulsos; la frecuencia de este debe calcularse de manera que medio periodo sea suficiente para encender al SCR; asimismo, el voltaje V y la relación de vueltas del transformador deben permitir el encendido del SCR durante el medio periodo especificado.

Es común dejar activo el comando durante un lapso mucho mayor que el periodo del tren de pulsos; muchas veces se deja durante todo el tiempo que el SCR debe estar encendido.

El circuito básico de la figura anterior puede refinarse; por

ejemplo: usando un transformador con el primario con toma central conectada a tierra; ambos lados del primario se energizan alternadamente de tal forma que en el secundario se obtiene un voltaje alterno, si este se rectifica se tiene la aplicación de un voltaje continuo a la compuerta del SCR durante todo el tiempo que el comando está en nivel bajo.

4.2.6.- Ejemplos prácticos.

4.2.6a.- Ejemplo de un inversor con conmutación serie: 120Vac, 800 watts, 400 hz.

En la Figura 4.2.42 se muestra un inversor que utiliza la conmutación en serie. El circuito es muy simple y puede dividirse en dos partes: la parte de potencia y la parte de control.

La parte de potencia se ha descrito ya, quedando sólo por explicar la parte de control.

El control se ejerce por medio de un oscilador que produce -- salidas alternadas; dependiendo de la rama en que se produzca la salida, Q₁ ó Q₂ se encenderán consecuentemente.

La frecuencia de salida se determina con el potenciómetro R₃, R₄ se utiliza para controlar la simetría de la onda generada, de hecho puede sustituirse con dos resistencias de 500 .

4.2.6B.- Ejemplo de un inversor tipo "Mc Murray": 12 V_{ac}, 60 watts, 450 H_z .

En la figura 4.2.43 se muestra el diagrama de un inversor tipo "Mc Murray" en configuración medio puente.

El inversor puede dividirse en varios bloques, como se explica a continuación.

El primer bloque está constituido por la parte de potencia; es decir, el inversor en sí,

Q₅ y Q₆ son los tiristores principales; Q₇ y Q₈ son los tiristores auxiliares de apagado.

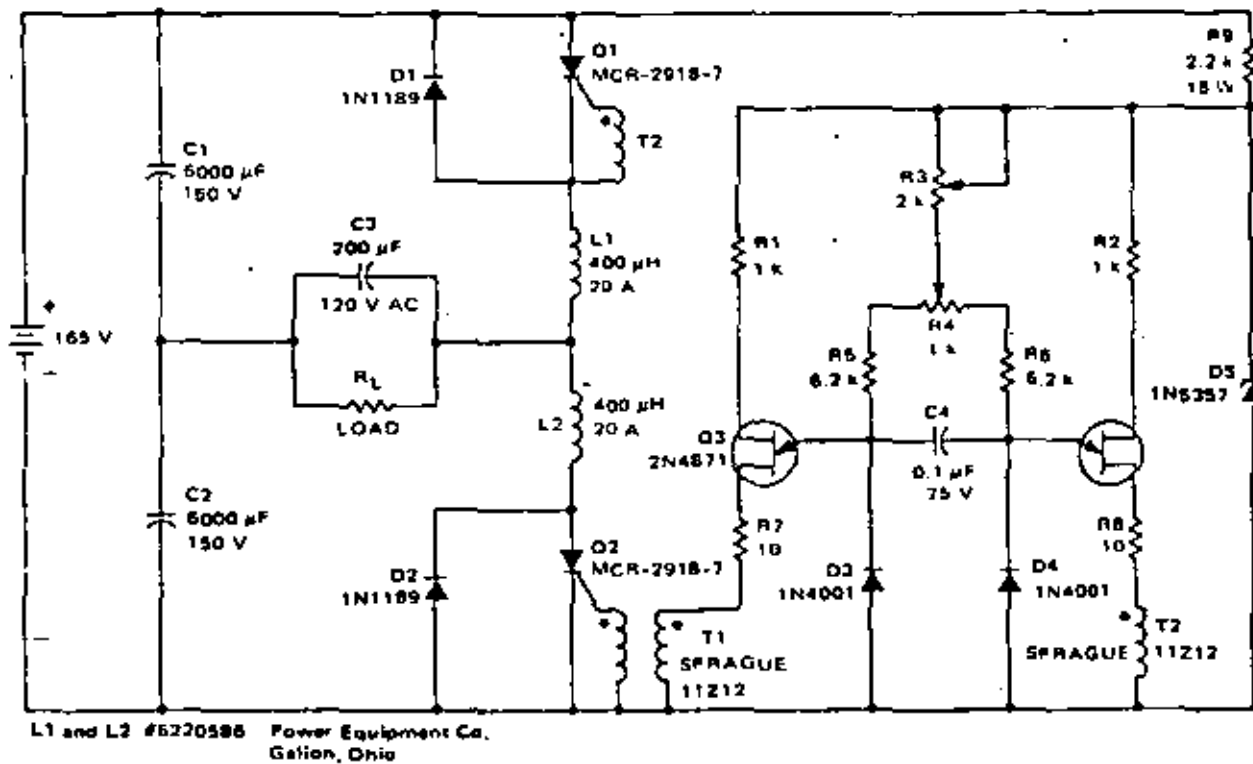


Figura 4.2.42 Ejemplo de un inversor con conmutación serie

69

(20)

El segundo bloque está formado por dos osciladores de relajación independientes.

Estos osciladores se emplean para generar las señales de encendido a los tiristores principales; como puede verse, están acoplados, por medio de un transformador de pulsos, a las compuertas.

El último bloque es un par de osciladores de relación interconectados en forma tal que trabajan alternadamente; la salida de cada lado se emplea para disparar a los tiristores auxiliares. La función de este bloque es fijar la frecuencia en la carga y la simetría de la onda generada; para la primera operación se utiliza el potenciómetro R_{13} , para la segunda el R_{14} .

La operación es como sigue:

Supóngase que se tiene a Q_5 en conducción y al capacitor C_3 cargado con la placa del lado izquierdo positiva; si despreciamos la caída de voltaje en la inductancia, el nodo "A" estará a un potencial negativo; esto implica que el oscilador de relajación inferior (el asociado a Q_2) está sin polarización.

Ahora bien, con la placa derecha de C_6 aumentando positivamente de potencial; al alcanzar esta placa el nivel de disparo de Q_4 se genera un pulso que se transmite a Q_7 y lo enciende. Cuando esto ocurre, el nodo "A" queda a 28 volts, el oscilador de relajación inferior queda polarizado y el superior apagado.

A su vez, Q_7 se apagará cuando terminen los transitorios de la conmutación de Q_5 , y C_3 haya quedado cargado con polaridad opuesta. El tiristor Q_6 se encenderá cuando el voltaje en el capacitor C_5 rebase el nivel de disparo del transistor monounión asociado con él.

Por lo que respecta al capacitor C_6 , es ahora la placa izquierda la que aumenta de potencial, de manera que el siguiente tiristor que se dispare será Q_8 ; cuando esto ocurra el proceso se repetirá con sentidos contrarios; i.e.: el oscilador de relajación inferior se desactivará y el superior quedará polarizado.

Debe notarse la diferencia entre las constantes de tiempo asociadas con Q_1 y Q_2 , y las asociadas con Q_3 y Q_4 : la relación es de 30 a 1.

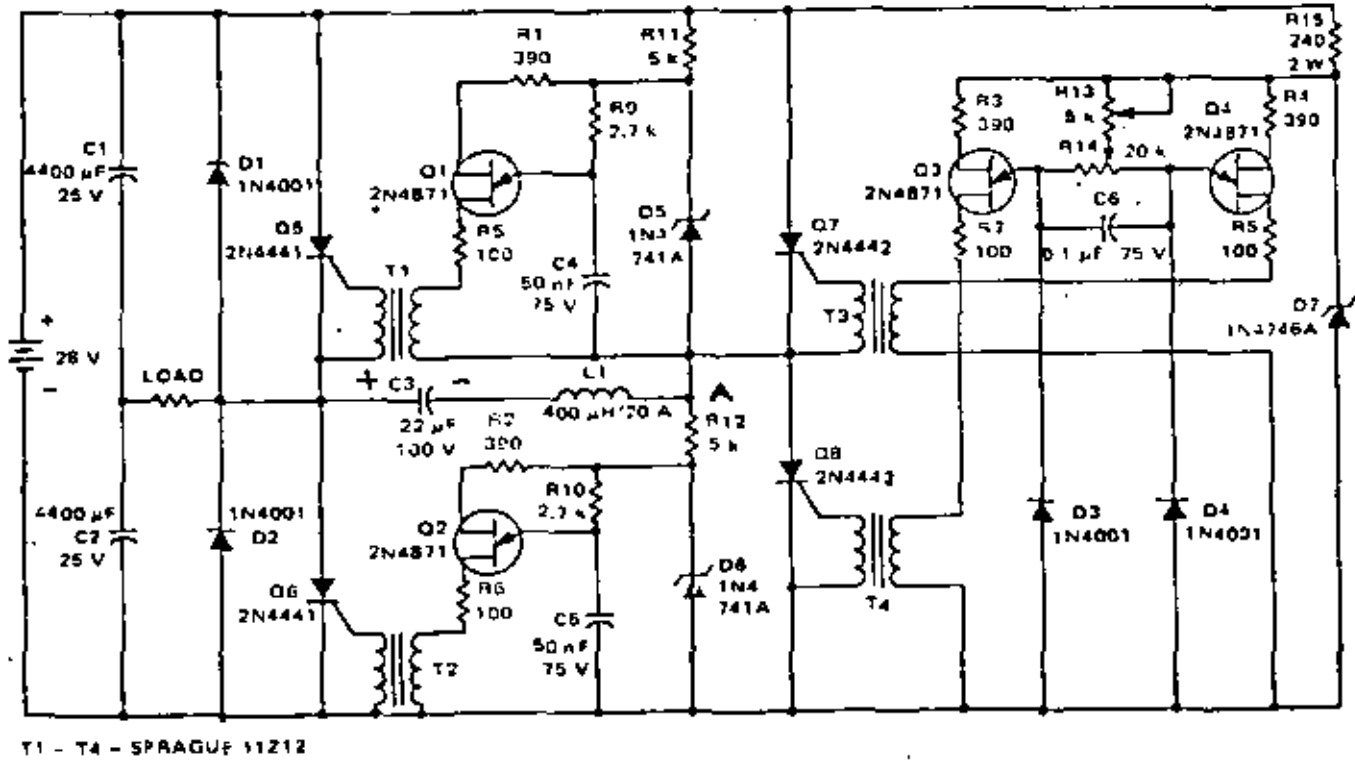


Figura 4.2.42 . Ejemplo de un inversor tipo McMurray

(12)

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS
ELECTRICAS DEL 29 DE NOVIEMBRE AL 10 DE DICIEMBRE DE 1982

<u>NOMBRE Y DIRECCION</u>	<u>EMPRESA Y DIRECCION</u>
15. HECTOR LOPEZ CANOCHO Germán Ogarte Col. Istapalapa México, D. F. Tel: 5-82-60-52	TALLERES LOVER Topileca 104 Col. Esmeralda Istapalapa México, D. F. Tel: 5-82-60-52
16. JORGE MATA SANCHEZ Andador Tamp. No. 40 Cd. Sahagún, Hgo.	DIESEL NACIONAL, S. A. Comocio Cd. Sahagún, Hgo. Tel: 3-05-00
17. LEON GILBERTO MORTO MORALES Valencia No. 91 Veracruz, Ver. Tel: 7-84-47	PETROLEOS MEXICANOS Zona Pemex Cd. del Carmen Camp. Tel: 2-12-00 Ext. 2165
18. JOSEFAT RANGEL RAMIREZ Mencelao Labra No. 103-3 Santa Ma. de las Rosas Toluca, Edo. de México	NISSAN MEXICANA, S.A. Círculo de la Industria Sur s/d Parque Industrial Lerma Toluca, Edo. de México Tel: 6-01-33
19. MORDEJAI ZVI RETCHKIMAN R. Minería 17-7 Col. Escandón Del. Miguel Hidalgo C.P. 11800 México, D. F. Tel: 5-16-61-91	UNAM Ciudad Universitaria México, D. F.
20. FELIPE DE JESUS RICALDE RODRIGUEZ Cuauhtémoc 94-3 Col. Aragón Del. G. A. Madaro México, D. F. Tel: 5-37-40-75	CARNET Dr. Valenzuela 85 Col. Doctores México, D. F. Tel: 7-64-72-24

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS
ELECTRICAS DEL 29 DE NOVIEMBRE AL 10 DE DICIEMBRE DE 1982

<u>NOMBRE Y DIRECCION</u>	<u>EMPRESA Y DIRECCION</u>
21. ILUI EDUARDO RODRIGUEZ ECHEVARRIA Frac. San Isidro Lote No. 50 Tlanalapa, Edo. de Hidalgo	DIESEL NACIONAL, S. A. Domicilio Conocido Cd. Sahagún, Hgo.
22. GUILLERMO RODRIGUEZ MARTINEZ Privada 13-A Sur No. 819 Frac. San José Mayorazgo Puebla, Pue.	INDUSTRIAS RESISTOL, S. A. Carretera Federal Puebla-Tlaxcala Km. 15/ 1/2 Sto. Toribio Xicotzincos Tlaxcala, Tlax. Tel: 91-22-46-00-13
23. JESUS CALIXTO RODRIGUEZ SANCHEZ Lázaro Cárdenas Jr. 18 Col. Sta. Úrsula Coape Del. Cooyacán México, D. F.	TUBOS DE ACERO DE MEXICO, S. A. A. Caso Jo. 51-20. Piso Col. Revolución C.P. 06030 México, D. F. Tel: 5-91-08-00
24. ENILIO CARLOS RUVALCABA GONZALEZ Miguel Alem No. 88 Col. Ombria Cuautitlan-Incalli	FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES-CUAUTE TITLAN Ciudad Universitaria México, D. F.
25. VICTOR MARCEL SANCHEZ ESQUIVEL Millet 25-1 Insurgentes-Nixcoac Del. Benito Juárez México, D. F. Tel: 5-98-01-00	FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM Ciudad Universitaria México, D. F.
26. GERARDO SANTANA Melchor Ocampo No. 171 Col. Anáhuac México, D. F.	CIA. DE LUZ Y FUERZA DEL CENTRO, S. A. Melchor Ocampo No. 171 Col. Anáhuac México, D. F. Tel: 5-18-00-80 Ext. 592
27. RIGOBERTO SILVA MARTINEZ Melchor Ocampo No. 11 Benito Juárez C. Zacatepec, Morelos Tel: 2-13-94	INSTITUTO TECNOLÓGICO DE ZACATEPEC MORE LOS Av. Instituto Tecnológico No. 27 Zacatepec, Morelos Tel: 2-13-94

DIRECTORIO DE ASISTENTES AL CURSO CONTROL ELECTRONICO DE MAQUINAS
ELECTRICAS DEL 79 DE NOVIEMBRE AL 10 DE DICIEMBRE DE 1982

<u>NOMBRE Y DIRECCION</u>	<u>EMPRESA Y DIRECCION</u>
28. STEVEN ANDREW SOBSEY KADEL Lope de Vega 147-401 Col. Polanco Del. Miguel Hidalgo C.P. 11560 México, D. F. Tel: 5-45-76-02	ARGOS ELECTRICA, S. A. Av. de la Luz No. 67 Fracc. Industrial la Luz Edo. de México Cuautitlan-Isccalli Tel: 8-77-29-01
29. ELOY SORIANO CRUZ Sur 89 No. 247 B-5 DEPTO. 101 Col. Carama Del. Iztapalapa México, D. F.	SECRETARIA DE AGRICULTURA Y RECURSOS HIDRAULICOS Sierra Gorda No. 23 Lomas de Chapultepec Del. N. Hidalgo México, D. F. Tel: 5-40-13-20
30. FRANCISCO TALAM GONZALEZ Calle González Martínez 61-12 Sta. María la Ribera Del. Cuauhtémoc C.P. 06400 México, D. F. Tel: 5-41-42-84	I.F.N. Unidad Profesional de Cuacatenco Col. Lindavista México, D. F.
31. GUILLERMO TREVIÑO GRANADOS Texcoco 116 Int. 11 Col. Claveria Atzacotalco México, D. F. C.P. 0708 Tel: 5-27-77-70	INSTITUTO MEXICANO DEL PETROLEO Ave. Eje Lázaro Cárdenas No. 152 Del. Gustavo A. Madero México, D. F. Tel: 5-67-66-00
32. JAVIER VALENCIA FIGUEROA Bajío 147-2 Col. Roma Sur Del. Cuauhtémoc C.P. 0760 México, D. F. Tel: 5-84-71-18	FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM Ciudad Universitaria México, D. F.
33. DON VILORIA BARAZARTE Americas 176-3 Col. Moderna México 13, D. F. Tel: 5-79-27-50	