

300617



UNIVERSIDAD LA SALLE

ESCUELA DE INGENIERIA  
INCORPORADA A LA  
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

29.  
2ej

VARIADOR DE VELOCIDAD TRIFASICO PARA  
MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA

T E S I S  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
P R E S E N T A :  
JOSE ANTONIO ONTIVEROS URIBE  
DIRECTOR DE TESIS ING. JACINTO CUAN LEE

MEXICO, D. F.

1990

FALLA DE ORIGEN



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

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

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

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

## INDICE

	Pag.
- CAPITULO I GENERALIDADES	
a) Introducción	1
b) Enfoque Industrial	1
- CAPITULO II EL MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA	
a) Introducción	4
b) Principios de funcionamiento	4
c) Sistemas de Excitación	8
d) Características de funcionamiento	9
d.1) Motor Shunt	9
d.2) Motor Serie	11
d.3) Motor Compound	14
- CAPITULO III MODULO DE POTENCIA	
a) Nociones sobre diodo y tiristor	16
b) El puente Graetz	19
c) Puente Graetz de diodos	20
d) Puente Graetz de tiristores	21
d.1) Impulsos de disparo	22
d.2) Curvas de la tensión rectificada en función del ángulo de disparo	24
e) Expresión de la tensión media rectificada	33
f) Funcionamiento del puente Graetz de tiristores en carga	
f.1) Resistiva	34
f.2) Inductiva	35
f.3) Fuerza contraelectromotriz	37
f.4) Fenómenos de la conmutación	38
f.5) Caídas de tensión en la carga	39
f.6) Ángulo de protección en ondulator	40
g) Dispositivos de protección	
g.1) Contra las variaciones de la tensión de red	42
g.2) Contra las sobrecargas de corriente	42
g.3) Contra las variaciones bruscas de intensidad $di/dt$	42
g.4) Contra las variaciones bruscas de tensión $dV/dt$	43

-	<b>CAPITULO IV</b>	<b>MODULO ELECTRONICO DE CONTROL</b>	
	a)	Etapa de disparo	
	a.1)	Sincronización de disparo	45
	a.2)	Generación de diente de sierra	47
	a.3)	Elaboración de pulsos	48
	a.4)	Circuito de amplificación y disparo	51
	b)	Etapa de Regulación	
	b.1)	Rampa de aceleración	52
	b.2)	Compensación w	53
	b.3)	Compensación I	54
	b.4)	Circuito acoplador	57
	c)	Circuitos auxiliares	
	c.1)	Control de Protección electrónica	58
	c.2)	Relevadores de marcha	60
	d)	Fuente de alimentación	61
-	<b>CAPITULO V</b>	<b>PUESTA EN SERVICIO</b>	
	a)	Montaje eléctrico	63
	a.1)	Interruptor termomagnético	64
	a.2)	Contacto de potencia	64
	a.3)	Fusibles de protección	65
	a.4)	Relevador bimetalico	65
	a.5)	Fusibles ultrarrápidos	65
	a.6)	Resistencia de carga	66
	a.7)	Transformadores de corriente	66
	a.8)	Dinamotacométrica	66
	a.9)	Tablas de tiristores	66
	b)	Alimentación excitación del motor	67
	c)	Maniobra	68
	d)	Pruebas sin motor	
	d.1)	Alimentación	69
	d.2)	Comprobación de sincronismo	70
	d.3)	Angulo máximo y mínimo	70
	d.4)	Conformación dientes de sierra	71
	d.5)	Rampa de aceleración	71
	e)	Pruebas con motor y sin regulación	72
	f)	Pruebas con carga con motor bloqueado	
	f.1)	Ajuste CPE	72
	f.2)	Ajuste de límite de intensidad	73
	f.3)	Ajuste etapa PI de corriente	75
	g)	Pruebas motor en vacío y con regulación	
	g.1)	Ajuste etapa PId de velocidad	75
	g.2)	Ajuste D.T.	75
	h)	Puesta en marcha definitiva	75

-	<b>CAPITULO VI</b>	<b>OTRAS APLICACIONES</b>	
	a)	Accionamiento multimotor	80
	b)	Accionamiento a par	80
	c)	Sobre resistencias calefactoras	81
	d)	Sobre cargas inductivas	81
	e)	Sobre cargas capacitivas	81
	f)	Sobre motores C.A.	81
	g)	Controles regenerativos	81
	h)	Control de alternadores	83
-	<b>CAPITULO VII</b>	<b>CONCLUSIONES</b>	84
-	<b>BIBLIOGRAFIA</b>		86

## CAPITULO I

### GENERALIDADES

#### 1.a) INTRODUCCION

Los equipos industriales utilizan cada día más arrastres de velocidad variable. Ello es debido en parte, a la necesidad de dar al dispositivo arrastrado, la velocidad óptima en cada una de las fases del proceso.

Aquellos procesos en los que la calidad, o bien las cualidades del producto a procesar dependa de determinadas variables, las cuáles son afectadas directamente por parámetros como caudal, velocidad tangencial, tiempo, pueden ser atacados directamente con la velocidad de giro, es decir, la velocidad angular de los motores, que intervienen en esos procesos.

Los motores que utilizan en las industrias, los cuáles generalmente son de potencias elevadas, no están del todo sobrados en cuanto a su capacidad de potencia se refiere, es por eso que tan solo se requiere variar su velocidad y no su par nominal.

Por otra parte, el costo de energía eléctrica en un proceso cualquiera, viene a últimas fechas, debido al costo de las tarifas actuales, a representar un cierto porcentaje sobre el producto maquinado. Es por esto que se debe pensar en un método de variación de velocidad adecuadamente económico, moderno, y sin grandes problemas de mantenimiento.

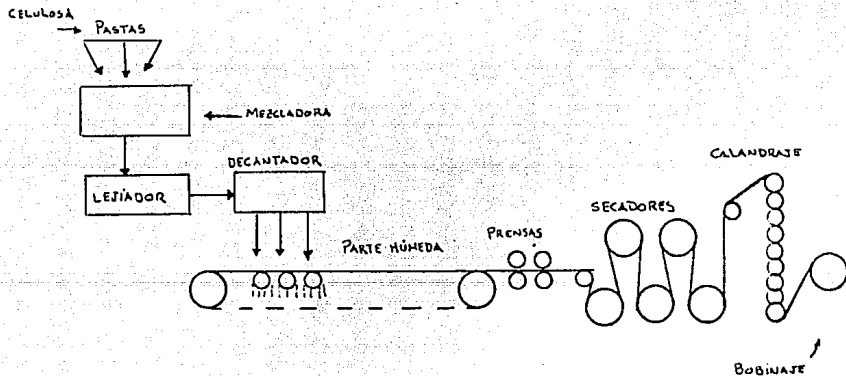
#### 1.b) ENFOQUE INDUSTRIAL

Concentremos más en los procesos industriales, que necesitan variación de velocidad, para lograr esto, basta con citar ciertos procesos que requieren la variación de velocidad, como ejemplo clásico, mencionaremos:

-El proceso de la fabricación del papel

La materia prima a utilizar es la celulosa que puede obtenerse de la madera, trapos viejos o papel usado, una vez seleccionada la celulosa se hace la preparación de pasta, la pasta llega entonces

a la máquina de papel propiamente dicha y corre sobre una cinta o tela que tiene dos movimientos, uno de traslación longitudinal y otro de variación transversal. La parte superior de la tela se asienta sobre rodillos que aseguran su horizontalidad. Bajo la acción de las vibraciones de los rodillos, una parte de agua, que es gran proporción de la pasta, se elimina, a este desague natural sigue otro neumático, provocado por tambores aspirantes fijos sobre la cinta, la hoja pasa entonces por estos y comienza la expulsión de agua por presión, la hoja pasa después bondida en un tapiz fieltro por dos prensas de la laminan y le extraen todavía cierta cantidad de agua. La última parte de la máquina es la llamada "secadora", la hoja circula allí por una serie de cilindros de fundición calentados interiormente por vapor y contra los cuáles se mantiene por medios de fieltros espesos, el agua se elimina definitivamente bajo la forma de vapor a la salida de la máquina, la hoja llega a las calandrias, serie de rodillos de acero y papel comprimido entre los cuáles la hoja debe circular, entrando por la parte superior, sale por la extremidad inferior y presenta en ese instante la superficie seca, objeto de esta operación, finalmente se acumula en un mandril de una enrolladora.



Como podemos observar el grosor o más bien llamado gramaje del papel, está en función del caudal de pasta que cae por el decantador, o bien, por la velocidad de la tela es decir, mientras más rápida sea la velocidad de la tela, tendremos menos pasta por unidad de área, y de esta manera el papel obtenido será de menor gramaje, y opuestamente mientras la velocidad lineal en la tela sea menor, más grueso será nuestro papel fabricado. Podemos concluir que nuestro problema para la fabricación de diversos tipos de papel (en cuánto a gramaje se refiere) se soluciona variando la velocidad del motor o motores que dan tracción a la máquina.

Ahora bien, si se varía la velocidad hemos logrado variar el gramaje del papel, pero si deseamos una uniformidad en el producto, no basta tan sólo variar la velocidad sin tener una regulación, ya que podríamos tener pequeñas oscilaciones o perturbaciones que nos afectarían la calidad del producto, es por eso que nos conviene tener retroalimentaciones para tener una regulación precisa.

Así como mencionamos este ejemplo clásico de la necesidad de variación de velocidad de motores de corriente continua podríamos mencionar un sin número de procesos industriales en los cuáles es necesaria la misma aplicación, tal es el caso de procesos como el cemento, un molino de aluminio, un recocedor de vidrio, una coarrugadora, un elevador, etc..



## CAPITULO II

### EL MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA

#### 2.a) INTRODUCCION

Dentro de la electrónica industrial, la regulación de velocidad de motores eléctricos es toda una especialidad que exige, al que ella se dedica, no solo conocimientos de electrónica sino, además los propios del aparato a gobernar es decir, los motores eléctricos.

Por otra parte, el electrónico carece, en la mayoría de los casos, de un conocimiento suficiente en las máquinas eléctricas, lo que dificulta su labor a la hora de aplicar sus conocimientos tecnológicos al control de la velocidad de los motores.

Es por ello por lo que este capítulo, hace especial referencia a los principios de funcionamiento y las conexiones de los motores eléctricos de corriente continua.

#### 2.b) PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO

En todo motor de corriente continua se induce una fuerza contraelectromotriz, debida a la ley de Lenz, cuyo sentido es opuesto a la tensión en bornes del motor.

Esta fuerza electromotriz es directamente proporcional al número de conductores del inducido, número de pares de polos de la máquina, velocidad de la máquina en rpm y flujo magnético en webers e inversamente proporcional al número de pares de ramas en paralelo; es decir la igualdad:

$$E = \frac{N}{a} \frac{p}{60} n \Phi \quad (\text{volts})$$

- N = Número de conductores del inducido
- p = Número de pares de polos de la máquina
- a = Número de pares de ramas en paralelo
  - En arrollamientos imbricados a = p
  - En arrollamientos ondulados a = 1
- n = Velocidad de la máquina en rpm's
- $\Phi$  = Flujo magnético en webers

El valor de la tensión en bornes  $V_b$  de un motor de corriente continua, debe cubrir la suma de tensiones presentes en el circuito, es decir, la fuerza contraelectromotriz  $E$  y las caídas de tensión internas del motor, por lo tanto

$$V_b = E + \sum RI$$

El término  $\sum RI$  es diferente según el tipo de motor, interviniendo por ejemplo la  $R_i$  o resistencia de inducido,  $R_a$  ó resistencia del arrollamiento de la excitación serie,  $R_c$  ó resistencia de los polos de conmutación,  $R_{cc}$  ó resistencia de arrollamientos de compensación, y  $2V_m$  ó la caída de tensión debida a las escobillas, y estos factores estarán en función del conexionado del motor.

Suponiendo el caso teórico de un motor en funcionamiento no existen rozamientos mecánicos que dificulten la rotación del inducido, no se precisará fuerza alguna para mover el inducido y la corriente será nula. Por lo tanto se tendría:

$$\sum RI = 0$$

Para este caso de marcha en vacío teórica se tendría que

$$V_b = E$$

En realidad, en un motor que funciona en vacío hay que vencer rozamientos en los cojinetes y por esta razón, un motor trabajando en estas condiciones siempre desarrollará una fuerza para vencer dichos rozamientos, es decir por el inducido circulará una pequeña corriente  $I_v$ . Por lo tanto con el motor funcionando en vacío se tendrá:

$$V_b = E + \sum I_v R$$

Y como  $\sum I_v R$  es muy pequeña se puede despreciar en muchos casos, por lo que se puede admitir que en un motor que funciona en vacío:

$$V_b \approx E$$

Ahora teniendo en cuenta que  $\sum R = R_{int}$  y que  $I \approx I_i$  dado que  $I_d$  es muy pequeña se tiene que:

$$I = \frac{V_b - E}{R_{int}}$$

Y como en esta expresi3n, tanto  $V_b$  como  $R_{int}$  son terminos constantes, solamente podr3 aumentar la corriente de carga  $I$  si disminuye el valor de la fuerza contraelectromotriz  $E$ . Si el flujo  $\Phi$  es constante tenemos que:

$$E = K n \Phi$$

Como al aumentar la carga de un motor disminuye su velocidad disminuir3 tambi3n el valor de la fuerza electromotriz  $E$ , lo preciso para que circule la corriente necesaria para vencer las resistencias mec3nicas, es decir que un motor de corriente continua solamente absorbe la corriente necesaria para la carga.

Ahora si despejamos de la ecuaci3n anterior la velocidad del motor:

$$n = K E / \Phi$$

Por otra parte

$$E = V_b - \Sigma RI$$

Y por lo tanto, finalmente

$$n = K \frac{V_b - \Sigma RI}{\Phi}$$

O en su expresi3n completa

$$n = (Np / a) \frac{V_b - \Sigma RI}{\Phi}$$

Para un motor dado, todos los valores son constantes excepto  $I$  y  $\Phi$  que pueden ser variables, si crece la carga aumenta la corriente de carga  $I$  y disminuye la velocidad del motor; si crece el flujo  $\Phi$  tambi3n disminuye la velocidad del motor. Por consiguiente a consecuencia de un aumento de carga, la velocidad disminuye pero puede volver a su valor anterior debilitando el flujo magn3tico  $\Phi$ .

Si por una causa cualquier, el flujo magn3tico  $\Phi$  del motor se hiciera muy peque1o como ocurre por ejemplo, desconectando el arrollamiento de excitaci3n, en cuyo caso el flujo magn3tico

estaría producido solamente por el pequeño magnetismo remanente; entonces aumentaría exageradamente la velocidad, este aumentado exagerado y repentino de la velocidad se denomina embalamiento.

Al embalsarse los motores, los cinchos que sujetan el arrollamiento al cuerpo del inducido quedan sometidos a un gran esfuerzo provocado por la fuerza centrífuga y existe el peligro de que se rompan, por consiguiente en ningún caso debe interrumpirse la excitación de un motor en funcionamiento.

La potencia absorbida de la red por un motor C.C. es

$$P_a = V_b I \quad (\text{watts})$$

Y la potencia suministrada en el eje es

$$P = E I \quad (\text{watts})$$

Como por otra parte sabemos que

$$E = K n \Phi \quad (\text{volts})$$

La potencia mecánica vale

$$P = K n \Phi I \quad (\text{watts})$$

La expresión del par motor es

$$T = F r$$

$F$  = Fuerza con que el motor arrastra la máquina accionada en Kg.

$r$  = Radio de la polea de la máquina accionada en m

El movimiento circular, la potencia o trabajo por segundo está expresada por

$$P = \frac{F 2 \pi r n}{60} \quad (\text{Kgm} / \text{seg})$$

Que se puede poner bajo la forma

$$P = (2\pi n/60)Fr \quad \text{o sea} \quad P = (2\pi n/60) T$$

O sea  $P = (K_2) n T$  igualando con  $K n \xi I = P$

$$K n \xi I = (K_2) n T$$

De donde despejamos T:

$$T = \frac{K n \xi I}{(K_2) n}$$

Es decir

$$T = K_3 \xi I$$

## 2c) SISTEMAS DE EXCITACION

Los distintos sistemas de conectar los arrollamientos de excitación de las máquinas de corriente continua constituyen la base para poder modificar ampliamente las formas de funcionamiento de estas máquinas.

Los sistemas de excitación mas usados son los siguientes:

- Excitación con iman permanente. (pequeños motores).
- Excitación independiente (funcionamiento semejante a motor derivación)
- Autoexcitación.
  - Excitación derivación
  - Excitación serie
  - Excitación compuesta:
    - Adicional, Diferencia
- Excitación mixta:
  - Adicional - Sistema regularmente
  - Diferencial - usados para generadores
- Excitación propia

## 2d) Características de funcionamiento

### 2d1) Motor Shunt o Derivación

Para el estudio de la curva característica de velocidad partimos de la expresión de la velocidad de un motor de C.C. cuya fórmula es

$$n = K1 \frac{V_b - I R_{int}}{\Phi}$$

Para una excitación determinada, el flujo  $\Phi$  puede considerarse constante y podemos poner la expresión anterior en la forma.

$$n = K (V_b - I R_{int})$$

Como el producto  $I R_{int}$  es muy pequeño comparado con el valor de la tensión  $V_b$  en bornes y normalmente solo llega a valer un 4% del valor  $V_b$ , la variación de velocidad también estará en la misma proporción es decir, que si llamamos  $n_0$  a la velocidad del vacío y  $n$  a la velocidad a plena carga, se tendrá:

$$\frac{n_0 - n}{n_0} \cdot 100 = 4$$

La expresión gráfica de esta ecuación es la curva 1 de la figura 2.1, en realidad el flujo inductor  $\Phi$  no es constante, sino que varía con la carga debido a la reacción del inducido y es inversamente proporcional a dicha carga, por lo tanto, si en la expresión.

$$n = \frac{V_b - I R_{int}}{\Phi} K1$$

El incremento de la corriente de carga compensa la disminución del flujo inductor, la curva característica se convierte en la recta 2 de la figura 2.1 es decir que, en este caso, la velocidad permanece constante cualquiera sea la carga.

Puede ocurrir también que el efecto de la reacción del inducido sea muy fuerte y la velocidad del motor crezca entonces con la corriente de carga (curva 3 de la figura 2.1) ya que, entonces, el efecto de la disminución del valor del flujo debido a la reacción de inducido puede ser mayor que el efecto debido al aumento de la corriente de carga.

Un caso intermedio sería aquél en que el efecto de la reacción de inducido fuese muy acusado, solamente para cargas fuertes, de forma que la característica de velocidad sería creciente solamente a partir de cierto valor de  $I$ ; este caso sería la curva 4 de la figura 2.1. En este caso, la marcha del motor resulta inestable aunque solamente para cargas fuertes.

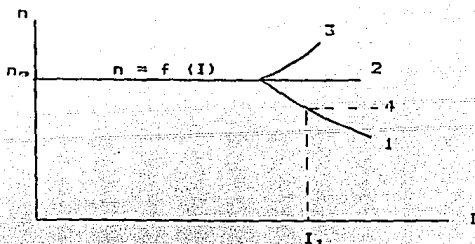


FIGURA 2.1

Para el estudio de la curva característica de par motor partimos de la expresión.

$$T = K \bar{\Phi} I$$

Y por lo tanto si el flujo inductor  $\bar{\Phi}$  permanece constante, se tiene.

$$T = K_2 I$$

Por lo tanto la corriente de carga varía proporcionalmente al par motor de forma que su característica de par motor sería una recta  $I$  como se ve en la figura 2.2. Pero en realidad ocurre que, debido a la reacción del inducido el flujo magnético disminuye

con la carga, por lo que el par motor no crece proporcionalmente con la carga, sino según la curva 2 de la figura 2.2.

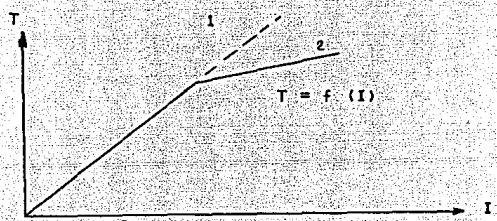


FIGURA 2.2

Finalmente la curva característica mecánica (fig. 2.3) se puede obtener por eliminación gráfica de los valores de  $I$  entre la característica velocidad y la característica de par motor.

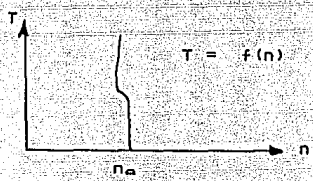


FIGURA 2.3

## 2d2) MOTOR SERIE

En los motores de excitación serie se cumple siempre la igualdad

$$I_{av} = I_t = I$$

O sea que la corriente que el motor toma de la red es la misma que circula por el inducido y también, la misma que atraviesa el arrollamiento de excitación, por lo tanto, el flujo inductor ya no permanece constante como el caso del motor Shunt, sino que varía con la carga, ya que de esta depende el valor de la corriente de carga, y por lo tanto, también el valor de la corriente de excitación, es decir, que tenemos:



$$\xi = K_2 I$$

Si en la expresión de la velocidad:

$$n = K_1 \frac{V_b - I R_{int}}{\xi}$$

Ponemos la expresión anterior, tendremos:

$$n = K_3 \frac{V_b - I R_{int}}{I}$$

Tanto el numerador como el denominador de esta expresión varía con la corriente de carga; pero el numerador varía poco, ya que el término  $I R_{int}$  es solo 3 a 5% del valor de  $V_b$ , mientras que el denominador varía mucho con la carga, por lo tanto de una manera aproximada podemos expresar:

$$n \approx K 1/I$$

O sea que la velocidad es inversamente proporcional a la corriente de carga.

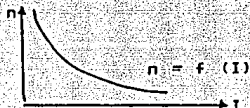


FIGURA 2.4

Si consideramos  $I_i$  como la corriente de vacío  $I_0$ , siendo esta muy pequeña la velocidad tendería a infinito, es decir.

$$n = K 1/I_i \Rightarrow \infty$$

La velocidad tendería a crecer pudiendo provocar el embalamiento del motor, por lo cual se deduce que un motor serie nunca debe desacoplarse de la carga.

El par motor viene dado por la expresión  $T = K \Phi I$  o sea que depende del flujo  $\Phi$  de la carga. Ahora bien para valores pequeños de la corriente de carga  $I$ , el flujo varía proporcionalmente a esta corriente de carga en forma que

$$T = K I^2$$

Al ir aumentando la carga, el flujo ya no crece proporcionalmente a la corriente de carga, hasta que al llegar a la saturación el flujo es prácticamente constante, aunque siga aumentando la corriente de carga.

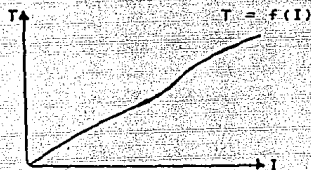


FIGURA 2.5

Finalmente la característica mecánica de un motor serie (fig.2.6) se obtiene por eliminación de la corriente de carga  $I$  entre las características de velocidad y de par motor. También comprende dos partes, según que el motor esté saturado o no.

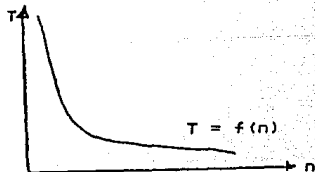


FIGURA 2.6

En conjunto se puede decir que en un motor serie

$$n \cdot T = \text{constante}$$

Y recordando que la potencia de un motor serie  $P$  es constante o sea, que un motor serie es autorregulador de potencia.

### 2.d.3) MOTOR COMPOUND O DE EXCITACION COMPUESTA

Evidentemente, como un motor de excitación compuesta lleva un arrollamiento derivación y otro serie, sus características de velocidad, de par motor y mecánica, serán intermedias entre la de un motor SHUNT y las de un motor SERIE.

Así en la figura 2.7, se muestran las curvas características de un motor de excitación compuesta adicional cuyo flujo de excitación serie predomina sobre el flujo de excitación derivación (1) y por lo tanto su característica de velocidad estará cercana a la de un motor serie, y la de un motor de excitación compuesta adicional cuyo flujo de excitación derivación predomina sobre el flujo de excitación serie (2) y por lo tanto su característica de velocidad estará cercana a la de un motor derivación.

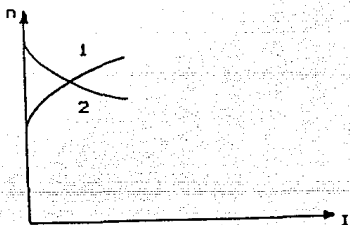


FIGURA 2.7

En lo que se refiere a las características de funcionamiento de un motor excitación compuesta diferencial, sucede (2 de Fig. 2.8) que al oponerse el flujo inductor serie al flujo inductor derivación puede mantenerse una velocidad constante si aumenta la carga, si se aumenta adecuadamente el valor del flujo inductor serie.

Pero este tipo de motor presenta los siguientes inconvenientes

- a) Inestabilidad y peligro de aceleración, si al aumentar la carga, aumenta también la velocidad.
- b) En caso de sobrecarga, predomina el flujo de excitación serie y hay peligro de inversión de polaridad con fuerte sacudida mecánica por inversión brusca del sentido del giro.

Por estas razones, en la práctica se utiliza casi exclusivamente el motor de excitación compuesta adicional.

Para finalizar diremos que la curva (1 de Fig. 2.8) es la correspondiente a un motor de excitación compuesta adicional.

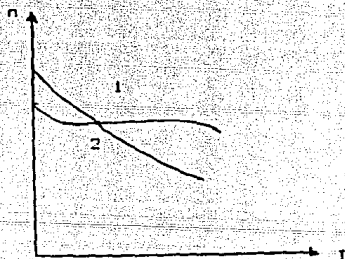


FIGURA 2.8

## CAPITULO III

### MODULO DE POTENCIA

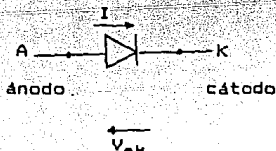
#### 3.a) NOCIONES SOBRE EL DIODO Y EL TIRISTOR

**El diodo.**- Un diodo es un elemento semiconductor que no deja pasar la corriente más que en un sólo sentido, del ánodo hacia el cátodo.

La caída de tensión interna es débil y en general despreciable, un diodo se comporta prácticamente:

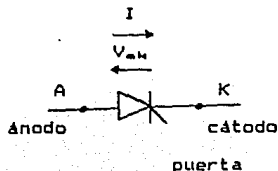
-Como un cortocircuito cuando la tensión ánodo-cátodo es superior a la tensión de cátodo ( $V_{AK} > 0$ ).

-Como un circuito abierto en el caso contrario.



**El tiristor.**- Es un elemento semiconductor complejo, que como el diodo, no deja pasar la corriente más que en un sentido.

La diferencia con el diodo, es que mientras el diodo se convierte automáticamente en conductor para una tensión  $V_{AK}$  positiva, el tiristor no se convierte en conductor hasta que se desbloquea por una débil corriente aplicada en la puerta (gate), estando la tensión ánodo-cátodo positiva.



Se puede elegir el instante de disparo (conducción de un tiristor) haciendo pasar por el circuito puerta-cátodo una corriente débil, llamada "corriente de control".

Después de que un tiristor ha entrado en conducción queda en este estado hasta que la tensión ánodo-cátodo sea negativa, aunque la corriente de control haya desaparecido. Este es el motivo porque la corriente de control generalmente tiene forma de una impulsión de corta duración.

Funcionamiento de un diodo y un tiristor en corriente monofásica:

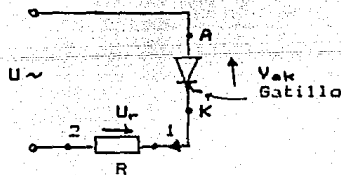
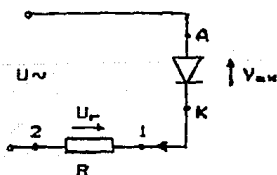
**Diodo.**— Cuando la tensión ánodo es superior a la del cátodo, el diodo conduce. En caso contrario se bloquea.

Para un instante  $t_1$ , el diodo se bloquea, ya que la tensión en sus bornes cambia de sentido. Será suficiente que la tensión  $V_{ak}$  regrese a ser positiva para que el diodo conduzca de nuevo.

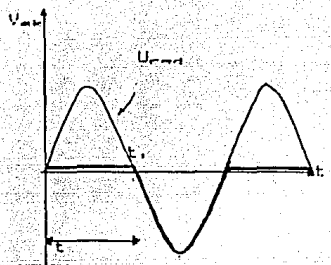
**Tiristor.**— Aunque la tensión ánodo-cátodo es superior a la del cátodo el tiristor queda bloqueado. Es necesario inyectarle una corriente de control en la puerta, para que pase al estado de conducción.

En el instante  $t_1$ , el tiristor se bloquea, ya que la tensión en sus bornes cambia de sentido. Será necesario que la tensión  $V_{ak}$  regrese a ser positiva y que un nuevo impulso sea aplicado en la puerta para que el tiristor conduzca de nuevo.

Durante la conducción, la caída de tensión en el diodo o en el tiristor es muy pequeña, prácticamente despreciable, por lo que se simplifica tomando durante la conducción  $V_{ak} = 0$ . O sea que toda la tensión de la red está aplicada sobre la carga. Cuando está bloqueado, la corriente es nula y la tensión en bornes de la carga es cero.

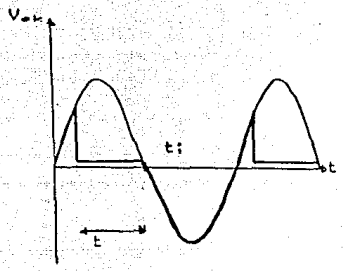


DIODO

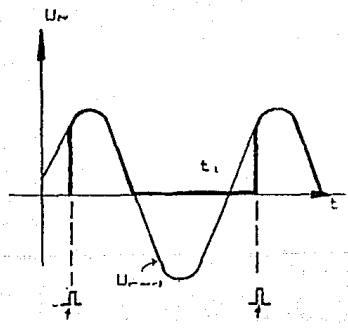
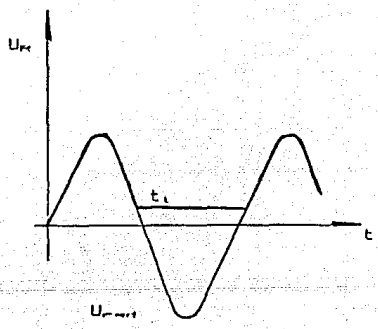


tiempo de conducción

TIRISTOR



tiempo de conducción



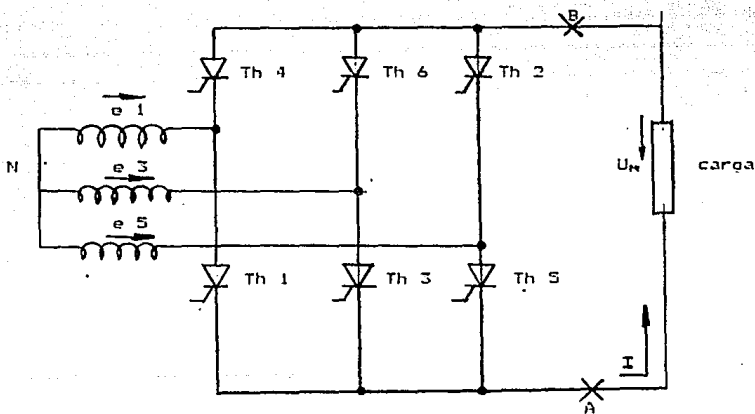
Impulso de control

### 3.b) EL PUENTE DE GRAETZ

Los montajes con rectificadores son utilizados para transformar la tensión de la red alterna industrial en tensión continua. El montaje en puente de Graetz, permite la rectificación de las dos alternancias de una tensión alterna. Podemos dividirlo en los siguientes montajes típicos:

- Puente de diodos.- Únicamente con diodos
- Puente de tiristores.- Únicamente con tiristores
- Puente mixto.- Con diodos y tiristores simultáneamente.

El esquema de principio de un puente trifásico de tiristores, muestra que tres de los tiristores tienen sus cátodos comunes y los otros tres tienen sus ánodos comunes. Los tiristores se numeran generalmente en el orden que van entrando en conducción. Siempre hay dos tiristores conduciendo simultáneamente, uno del lado par y otro del lado impar.

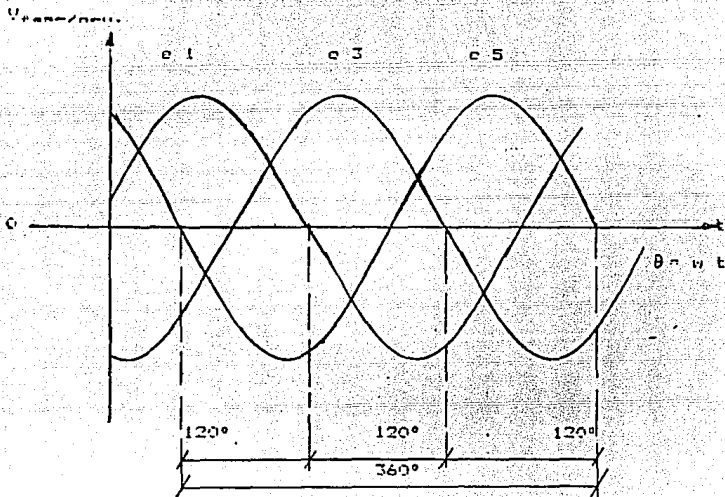




### 3.c) EL PUENTE DE GRAETZ CON DIODOS

Recordemos que una red trifásica equilibrada es un sistema de tres tensiones sinusoidales de la misma frecuencia, misma amplitud y defasadas unas respecto a las otras de un ángulo eléctrico de  $120^\circ$ .

Las tensiones  $e_1$ ,  $e_3$ ,  $e_5$ , de cada fase respecto al neutro, en función del tiempo pueden ser representadas por curvas:



Cuando un puente está alimentado por una tensión trifásica, la tensión en bornes de la carga es:  $U_n = V_u - V_n$ , de donde  $V_u$  es, si se desprecia la caída de tensión en los diodos, el potencial de la fase correspondiente al diodo conductor del lado cátodo común.  $V_n$  es, en las mismas condiciones, el potencial de la fase del diodo conductor del lado ánodo común.

Con la ayuda de las curvas anteriores, se pueden trazar las curvas representando a las tensiones  $V_a$  y  $V_b$  con respecto al neutro, en función del tiempo tomando en cuenta que:

- Para los diodos 1, 3, 5, con el cátodo común, es el diodo que tiene el ánodo más positivo el que conduce, mientras los otros dos tienen tensión ánodo-cátodo negativa y se mantienen bloqueados.

- Para los diodos 2, 4, 6, con el ánodo común, es el que tiene el cátodo más negativo, el que conduce.

Para trazar la curva de la tensión  $U_c$  en los bornes de la carga, en función del tiempo, es suficiente trazar la diferencia entre las curvas  $V_a f(t)$  y  $V_b f(t)$ . Igualmente se puede trazar la curva de tensión  $V_{ak}$  del diodo 1 (por ejem.), conociendo que:

- es cero cuando el diodo conduce
- es igual  $V_a$  cuando el diodo está bloqueado.

Se puede destacar de las curvas trazadas que:

- Para cada diodo, el tiempo de conducción corresponde a un ángulo eléctrico de  $120^\circ$ .

- Que se produce una conmutación cada  $60^\circ$ , en el orden de numeración de los diodos.

### 3.d) EL PUENTE DE GRAETZ CON TIRISTORES

El funcionamiento del puente de Graetz con tiristores, es idéntico al descrito de diodos. Es necesario inyectar una corriente de control sobre cada una de las puertas de los tiristores para efectuar los disparos, pudiendo escoger el instante de conducción, lo que permite obtener tensiones rectificadas de formas muy distintas.

## DEFINICIONES:

1) Se le llama momento de conducción natural, para cada tiristor, el instante en que si se tratara de un diodo comenzaria a conducir.

2) Se le llama ángulo de retardo de la conducción, al ángulo eléctrico correspondiente al retardo con el cual se produce el impulso que dispara el tiristor, teniendo en cuenta que el origen es el punto de conducción natural. Este ángulo de retardo se llama generalmente  $\Delta t_a$ .

Es el mismo para todos los tiristores conduciendo, va en un régimen estable.

## 3.d.1) IMPULSIONES GENERADAS POR EL CIRCUITO DE DISPARO.

Supongamos que la corriente de control sea inyectada en el instante de la conducción natural. Los tiristores se comportan como diodos. El tiristor impar que tenga el ánodo con el potencial más positivo conducirá con el tiristor par cuyo cátodo tenga su potencial más negativo. Vemos que el funcionamiento es idéntico que un puente de diodos.

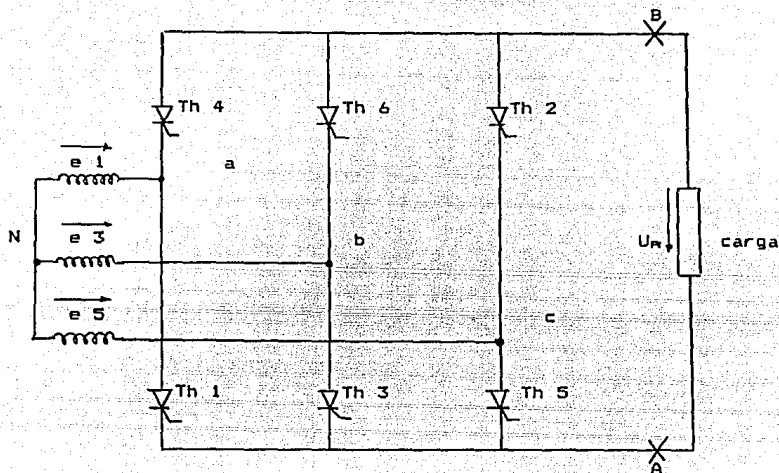
Así, en el instante  $t_a = 0$ , el ánodo más positivo es de Th-5 y el cátodo más negativo es el de Th-6, así pues Th-5 y Th-6 conducen conjuntamente.

En el instante  $t_1$  ( $\theta = 30^\circ$ ) el potencial viene a ser superior al del cátodo, Th-1 conduce, Th-5 bloquea, Th-6 continúa conduciendo el potencial de b, siendo siempre el más negativo.

En el instante  $t_2$  ( $\theta = 90^\circ$ ), el punto c está más negativo que b: Th-2 se inicia a conducción, Th-6 se bloquea y Th-1 continúa conduciendo.

En el instante  $t_3$  ( $\theta = 150^\circ$ ), hay conmutación entre Th-1 y Th-3 etc.

Cada tiristor conduce durante  $120^\circ$  y hay una conmutación cada  $60^\circ$ .



Es necesario que el dispositivo que elabora las impulsiones para las puertas, efectúe un impulso para cada tiristor cada  $360^\circ$ , estos impulsos están defasados  $60^\circ$  en el orden de numeración de los tiristores.

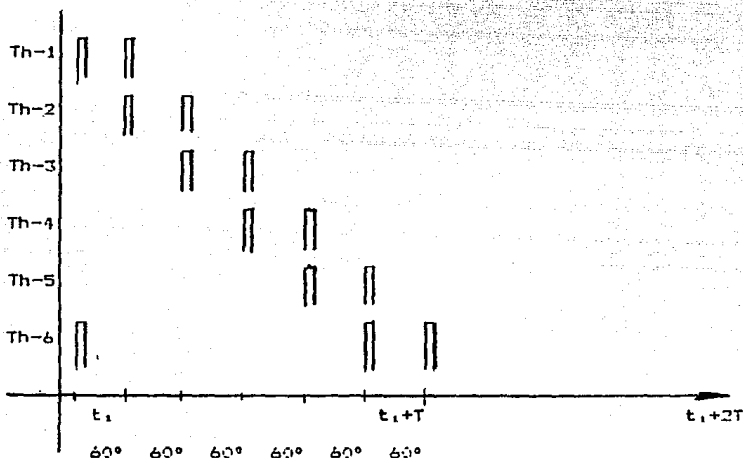
En el inicio del funcionamiento del puente, los tiristores deben dispararse simultáneamente. Por ejemplo, para iniciar la conducción el puente en el instante  $t_1$ , que corresponda al punto de conducción natural de Th-1, es necesario generar una impulsión para el Th-1 y otra sobre el Th-6, cuando el funcionamiento se inicia, Th-6 conduce en el instante  $t_1 - t_d$  ( $T$  es el periodo), o sea con un avance correspondiente a  $60^\circ$  respecto a  $T_1$ .

Esta situación conduce a generar dos impulsiones para cada tiristor.

Así pues el circuito generador de impulsiones generará dos impulsiones cada  $60^\circ$ , y cada tiristor recibe una impulsión  $60^\circ$  eléctricos más tarde.

En el dibujo adjunto se reagrupan los diferentes impulsos generados por el circuito de las puertas en función del tiempo (ángulo eléctrico).

El origen de los tiempos se toma en el instante  $t_1$  de conducción natural Th-1.



### 3.d.2) CURVAS DE LA TENSION RECTIFICADA EN FUNCION DEL ANGULO DE RETRASO.

Se pueden trazar las curvas de las tensiones  $V_a$  y  $V_n$  y de la diferencia de tensión rectificadas  $U_r$  en los bornes de la carga para los diferentes valores del ángulo de retraso a la conducción, siguiendo las siguientes hipótesis:

-El circuito de carga es de tal forma, que no se efectúen interrupciones de corriente, cualquiera que sea el ángulo de retraso.

-Las caídas internas y los efectos secundarios de la conmutación se consideran despreciables.

Estas son las curvas teóricas en vacío del puente o de cada tiristor, que quedará conduciendo hasta que la conducción del tiristor siguiente de su mismo lado provoque su bloqueo.

Más adelante veremos que estas curvas teóricas, son deformadas por la carga y pueden variar considerablemente dependiendo de la naturaleza de la misma.

Las figuras siguientes representan la tensión teórica en vacío  $U_r$ , en bornes del puente en función del tiempo para los distintos ángulos de retraso comprendidos entre  $0^\circ$  y  $180^\circ$ , variando de  $30^\circ$  en  $30^\circ$ , debemos destacar:

- La tensión rectificadora es hexafásica (pueden apreciarse 6 periodos durante los  $360^\circ$ ).

- Para  $\delta = 0^\circ$ , la tensión rectificadora es máxima, positiva, e igual a aquella que entregaría un puente de diodos. En este momento se puede llamar que el puente está como "rectificador puro".

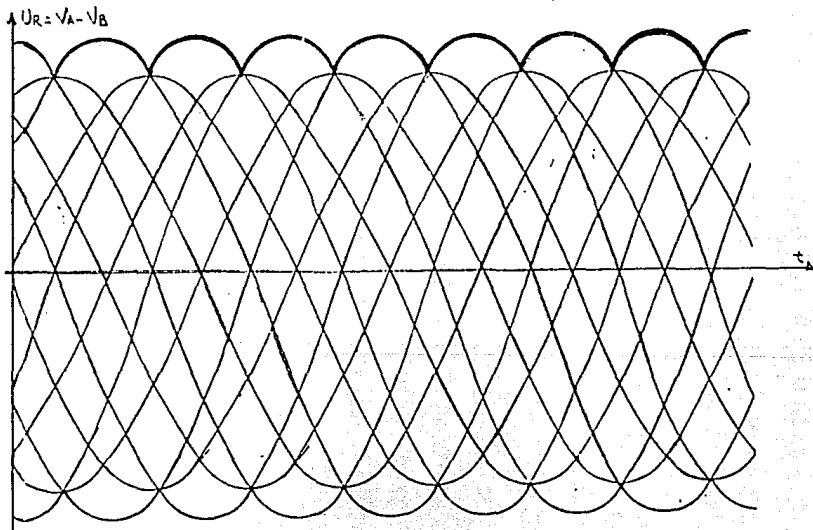
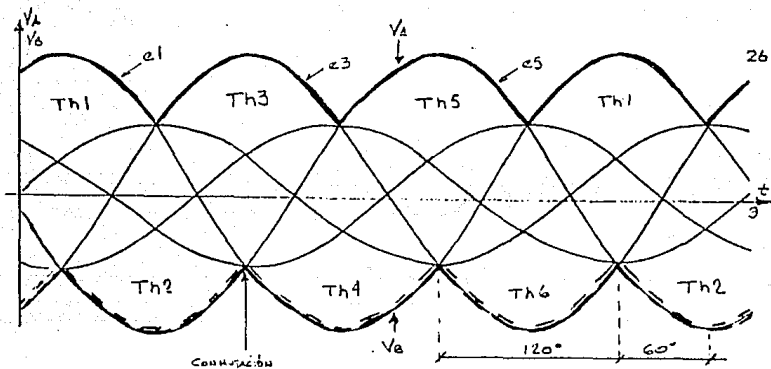
- Para  $0^\circ < \delta < 90^\circ$ , la parte positiva de la tensión rectificadora es mayor que la parte negativa. Se dice que el puente está "rectificando".

- Para  $\delta = 90^\circ$ , hay una igualdad con respecto al 0. La tensión media rectificadora es nula.

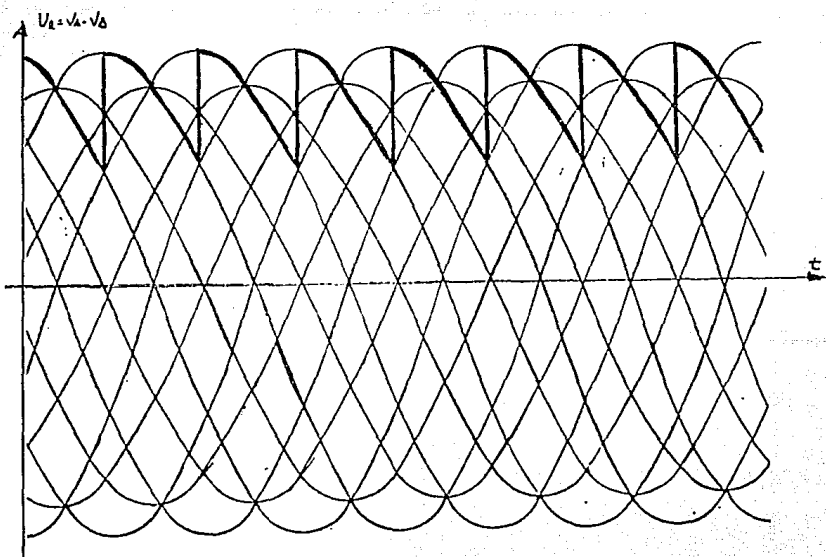
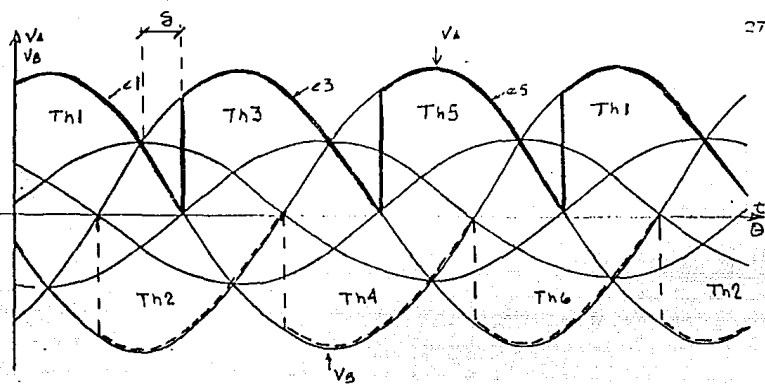
- Para  $90^\circ < \delta < 180^\circ$ , la parte negativa es mayor. La tensión media rectificadora es negativa. Se dice que en esta posición el puente está "ondulando".

- Para  $\delta = 180^\circ$ , la tensión rectificadora llega a su valor máximo igual en valor absoluto al que tenía para  $\delta = 0^\circ$ , pero de signo opuesto. Se dice que el puente está como "ondulador puro".

Así pues, para un puente de Graetz vemos que es capaz de dar una tensión, que en función del ángulo, puede variar desde  $+U_{max}$  a  $-U_{max}$ . Por contra, si la tensión puede invertirse, la corriente no puede va que el sentido está impuesto por la unidireccionalidad de los tiristores.

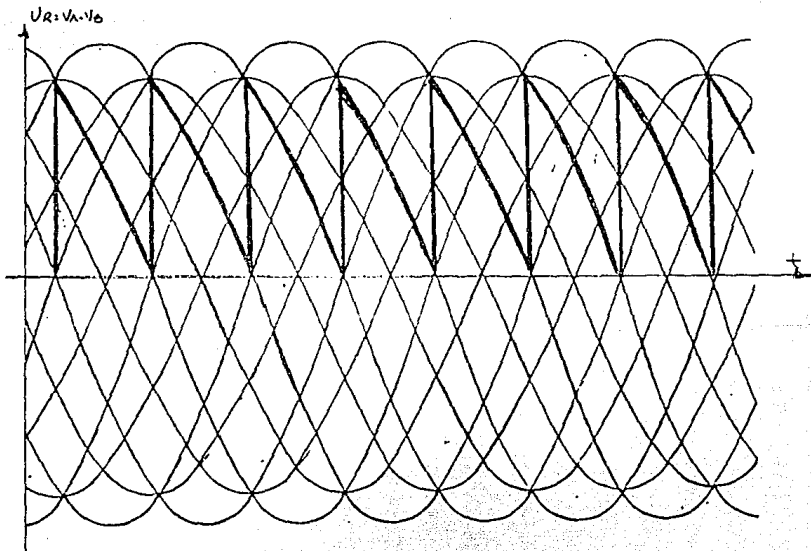
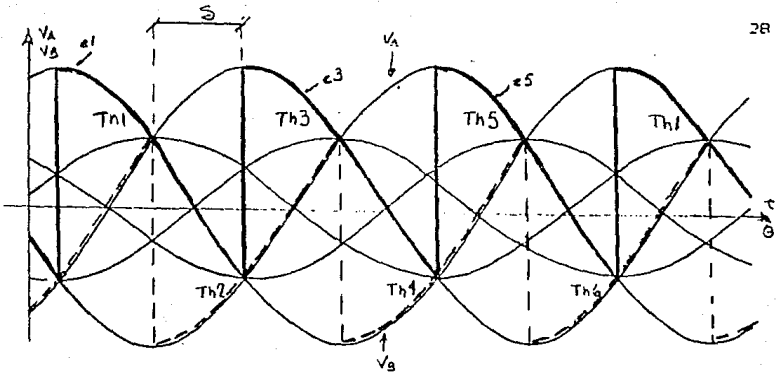


$$\alpha = 0^\circ$$

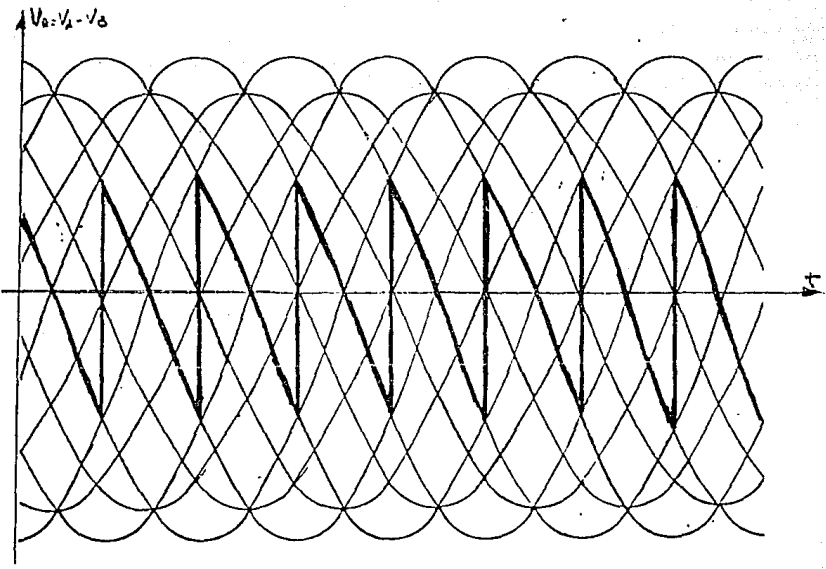
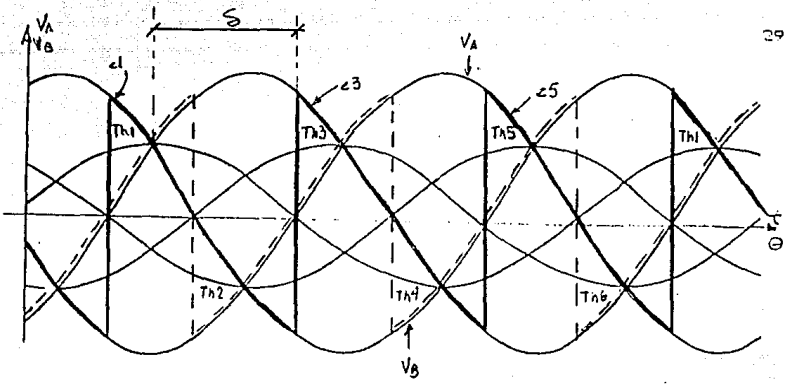


$S = 30^\circ$

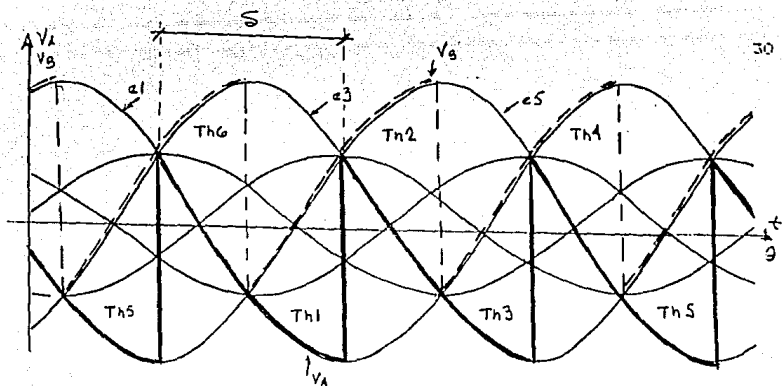




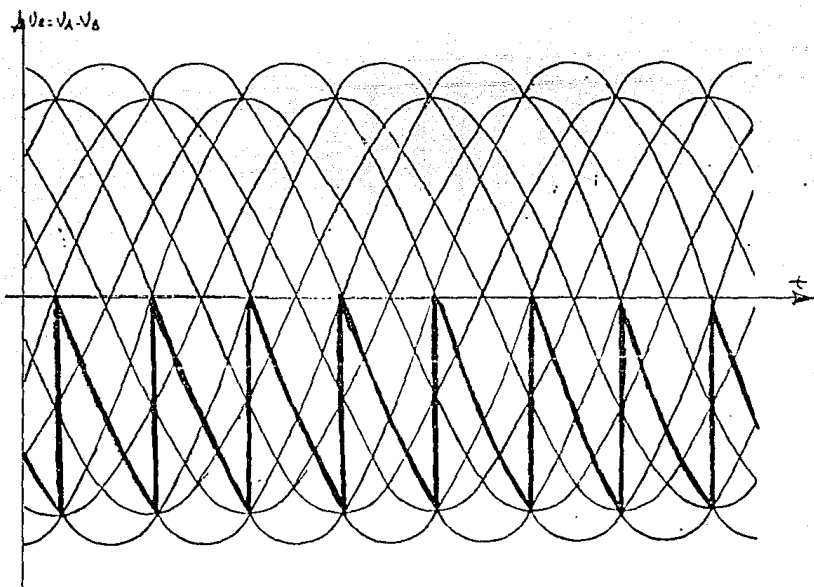
$$\Delta = 60^\circ$$



$S = 90^\circ$

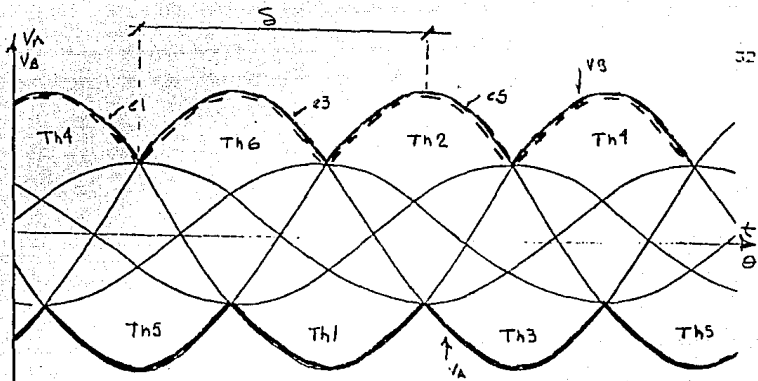


30

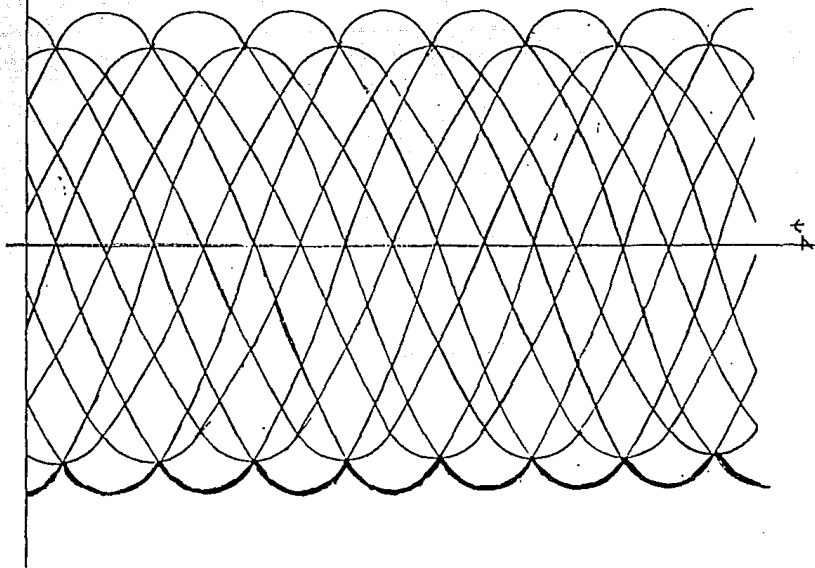


$S = 120^\circ$





$$A V_C = V_A - V_B$$



$$S = 180^\circ$$

### 3.e) EXPRESION DE LA TENSION MEDIA RECTIFICADA EN VACIO

El cálculo teórico completo muestra, que la tensión media rectificada en vacío  $U_{mrv}$ , varía según el coseno del ángulo de retraso.  $U_{mrv}$  (en volts), es según la fórmula:

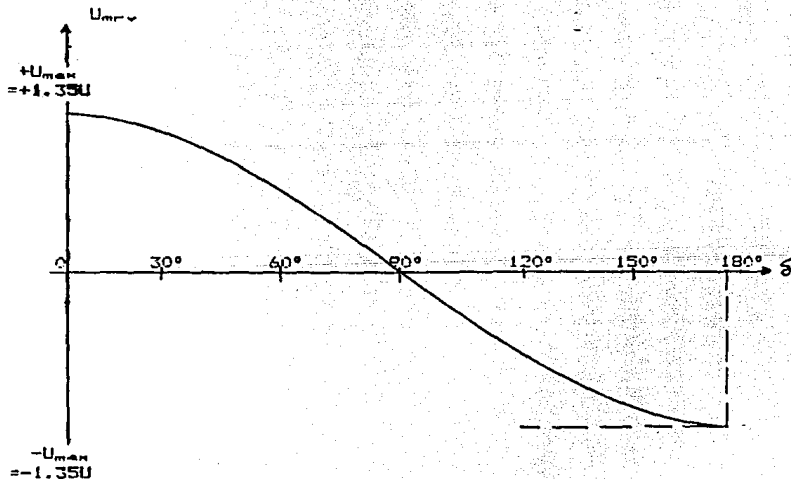
$$U_{mrv} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \cos \delta = 1.35 U \cos \delta$$

π

$\delta$  = ángulo de retraso

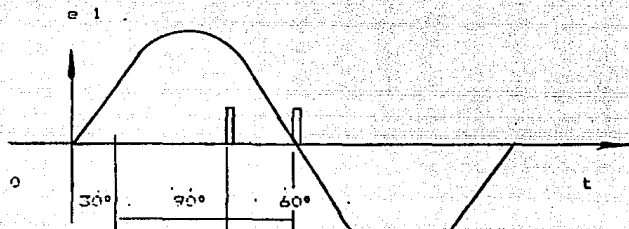
$U$  = tensión eficaz compuesta entre fases

Por lo tanto la curva dando el valor medio de la tensión rectificada en vacío en función del ángulo de retraso es:



Defase de las impulsiones para una tensión media rectificada en vacío = 0

Los impulsos deben ser defasados de tal forma que la tensión media rectificada en vacío sea nula, cuando la tensión de control  $U_c$ , proveniente de la regulación sea 0. Esto implica un ángulo de retraso de  $90^\circ$ .



La segunda impulsión entregada al tiristor 1, debe ser aplicada en el instante en que la tensión entre la fase 1 y el neutro se anulan pasando del valor positivo al valor negativo.

### 3. f) FUNCIONAMIENTO DE UN PUEBTE DE GRAETZ DE TIRISTORES EN CARGA

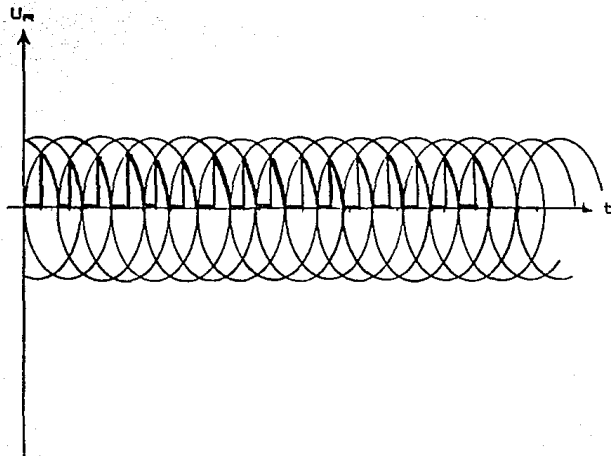
#### 3. f. 1) SOBRE UNA CARGA RESISTIVA PURA

Sobre una resistencia pura, la corriente en la carga tiene la misma forma que la tensión rectificada  $U_r$  en bornes del puente, y su valor instantáneo es  $i = U_r / R$

Para un ángulo de retraso  $\delta > 60^\circ$ , la tensión rectificada pasa por cero, y después va hacia el negativo.

Como los tiristores son unidireccionales, la corriente en la carga se anula al mismo tiempo que la tensión entregada por el puente. El ángulo de conducción de cada tiristor es inferior a  $120^\circ$ . Se dice que está trabajando en régimen "intermitente".

Se puede trazar la curva  $U_r = f(t)$  para  $\delta = 90^\circ$ , se aprecia que la tensión rectificada presenta picos de tensión positiva y que el valor medio no es cero. Será 0 cuando los picos de tensión hayan desaparecido, o sea para  $\delta = 120^\circ$ .



### 3.f.2) SOBRE UNA INDUCTANCIA PURA

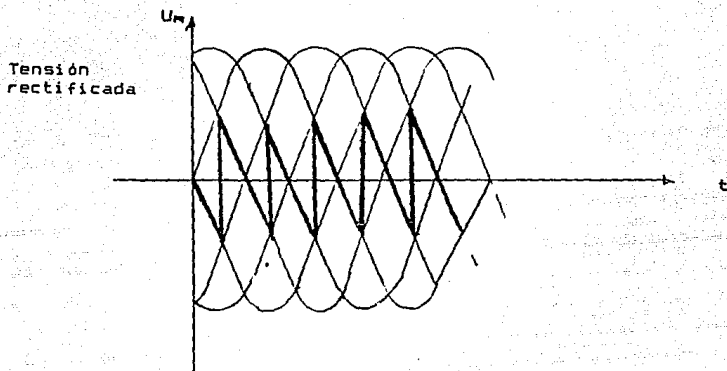
Tomemos como ejemplo el caso de un puente trabajando sobre una inductancia pura, con un ángulo de retraso  $\xi$  de  $90^\circ$ .

En el instante  $t_1$  se le aplica repentinamente a la inductancia una tensión positiva, la corriente crece progresivamente y la inductancia acumula la energía reactiva.

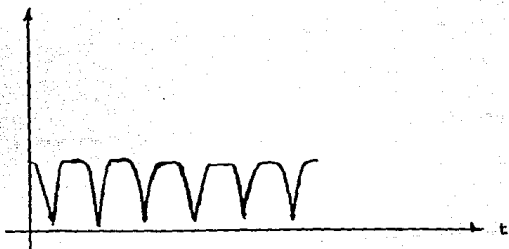
En el instante  $t_2$ , la corriente no se anula. La tensión entregada por el puente se anula, ya que se convierte en negativa, pero la inductancia tiende a oponerse a la anulación de la corriente, restituyendo la energía reactiva acumulada en los instantes  $t_1$  y  $t_2$ .

La corriente por lo tanto se mantiene y los tiristores continúan conduciendo hasta que toda la energía reactiva sea anulada en  $t_3$ .





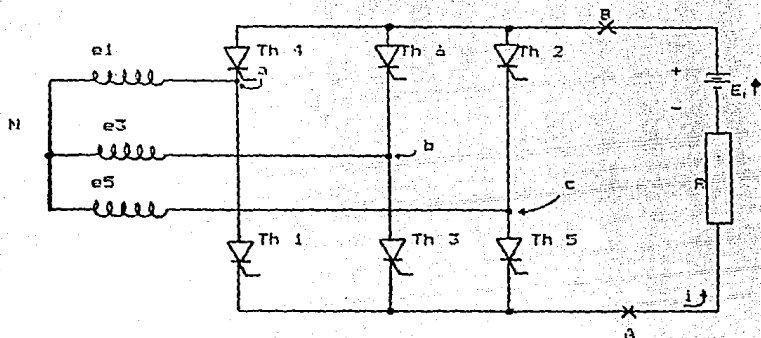
$i$  en carga



Esto permite ver entre los instantes  $t_1$  y  $t_2$ , en el puente de Graetz se comporta como rectificador (entregando corriente a la carga), mientras que en los instantes  $t_2$  y  $t_3$ , el puente se convierte en ondulator (recuperando la energía acumulada en la inductancia).

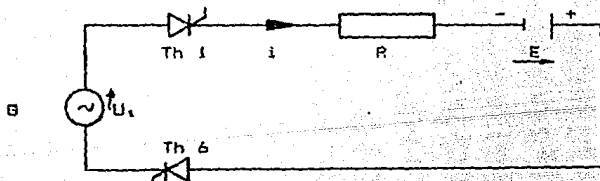
### 3.f.3) SOBRE UNA FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ

Consideremos el puente de Graetz trabajando sobre un circuito compuesto de una resistencia y de una fuerza contraelectromotriz  $E$  y supongamos que Th-1 y Th-6 están conduciendo



Sobre el esquema equivalente del circuito, donde el generador  $G$  tiene una f.e.m. igual a la tensión entre fases del transformador,  $U_1 = e_1 - e_4$ , la corriente instantánea  $i$  es:

$$U_1 + E = R_i \quad \text{siendo:} \quad U_m \sin(\omega t + \pi/6) + E = R_i$$



mientras  $U_m \sin(\omega t + \pi/6) + E > 0$

o que:  $U_m \sin(\omega t - \pi/6) > -E$

$i$  no se anulará, es decir que los tiristores Th 1 y Th 6 continuarán conduciendo para valores negativos de  $U_1$ .

- El puente funciona en régimen rectificador para  $\delta < 90^\circ$ , la red entrega energía a la carga.
- El valor medio de la tensión rectificada es cero para  $\delta = 90^\circ$ .
- Para  $\delta > 90^\circ$ , el valor medio de la tensión rectificada es negativo y la corriente mantiene el mismo sentido. Hay una inversión de la energía. La red absorbe la energía entregada por la f.e.m. Se dice que el puente está trabajando en ondulator.

### 3.f.4) FENOMENOS DE LA CONMUTACION

El transformador de alimentación del puente no está libre de fugas, y debemos considerar que cada fase tiene una impedancia de salida compuesta de una resistencia y de una inductancia, que corresponde a la inductancia de fuga correspondiente al secundario del transformador.

La autoinducción es un elemento que tiende a oponerse a las variaciones de corriente, así pues la conmutación entre dos tiristores no puede efectuarse instantáneamente.

Cuando por ejemplo el Th-1 va a conmutar con el Th-3, la corriente en la fase 3, va a retardarse un cierto tiempo en crecer.

Esto significa que durante el intervalo de tiempo llamado de conmutación, que tiene un ángulo eléctrico, comúnmente llamado  $\alpha$ , las dos fases trabajan simultáneamente.

Es decir, las dos fases están en cortocircuito y el potencial del punto A del circuito es el potencial medio de las dos fases, o sea:

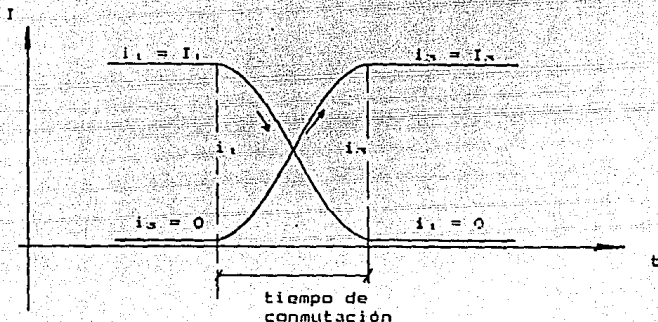
$$U_A = U_a = U_b = (e_1 + e_2)/2$$

Esto explica la forma de la curva  $U_r = f(t)$  con ángulo  $\delta = 30^\circ$ .

Se puede destacar que:

- El tiempo de conmutación es proporcional a la corriente a conmutar y a la inductancia de fuga del transformador, o inductancia de desacoplo.

- Si éstas son constantes, depende del ángulo de retraso  $\delta$ , hace falta más tiempo para conmutar alrededor de los  $0^\circ$  a los  $180^\circ$ , que alrededor de los  $90^\circ$ .
- El fenómeno de la conmutación lleva consigo una disminución de la tensión media rectificada.



### 3.f.5) CAIDAS DE TENSION EN LA CARGA

Se puede distinguir tres formas de caída de tensión en la carga:

- Caídas de tensión inductivas creadas por el fenómeno de la conmutación. Varían proporcionalmente a la corriente entregada por el puente.
- Las caídas de tensión óhmicas debidas a la resistencia por fase del secundario del transformador. Son proporcionales a la corriente entregada por el puente.
- Las caídas de tensión en los tiristores dependen de la construcción interna de los mismos y del reparto de corriente de los tiristores.

La ecuación que reflejaría el funcionamiento en carga de un puente de Graetz, puede escribirse:

$$U_{mfc} = U_{max} \cos \delta - 2 n \Delta U_T - \Delta U_L - \Delta U_R$$

$U_{med}$  : Valor medio de la tensión rectificadora en carga

$U_{max}$  : Valor máximo de la tensión rectificadora = 1.35 U

$\delta$  : Ángulo de retraso a la conducción

$\Delta U_c$  : Caída de tensión en un tiristor

$\Delta U_L$  : Caída de tensión inductiva

$\Delta U$  : Caída de tensión resistiva

$n$  : Números de tiristores en serie por brazo

### 3.f.6) ANGULO DE PROTECCION EN ONDULADOR

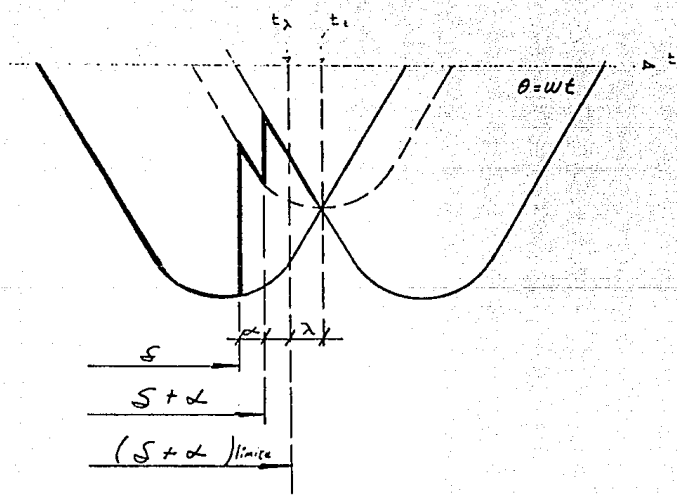
Cuando está funcionando un puente en ondulator, es necesario no sobrepasar un cierto ángulo de retraso.

Es necesario que la conmutación ya haya terminado en el instante  $t_1$  en que las tensiones de fase se cruzan, sin que el tiristor que va a dejar de conducir tenga una tensión ánodo-cátodo positiva, puesto que es conductor gracias a la corriente de conmutación, después de aquél que va a pasar a conducir. Con su tensión ánodo-cátodo negativa. Es pues el tiristor que tiene la carga, el que provoca una inversión de tensión en los bornes de la carga y una suma de las f.e.m. presentes, por lo que se presenta una corriente muy importante.

Es necesario recordar que un tiristor que acaba de conducir no recupera sus propiedades de bloqueo de las tensiones inversas, hasta después de un cierto tiempo, llamado tiempo de recubrimiento, al que le corresponde un cierto ángulo eléctrico.

El tiristor debe pues haber terminado su conmutación antes del instante  $t_1$ . En todos los casos se debe cumplir:

$$\delta + \alpha \leq \pi - \lambda$$



### **3.g) DISPOSITIVOS DE PROTECCION PARA UN PUENTE GRAETZ DE TIRISTORES**

Los dispositivos de protección están destinados a evitar la destrucción de los tiristores en caso de defecto posterior al puente o de las variaciones de las características de la red a la que se conecta el puente.

#### **3.g.1) PROTECCION CONTRA LAS VARIACIONES DE LA TENSION DE LA RED**

Se protege contra las sobretensiones de la red, escogiendo los tiristores con una característica para soportar las tensiones inversas suficientemente grande, o conectando varios tiristores en serie.

#### **3.g.2) PROTECCION CONTRA LAS SOBRECARGAS DE CORRIENTE**

Cada modelo de tiristor se caracteriza por una corriente máxima admisible en el sentido directo, sobrepasando ésta, el tiristor se destruye por efecto Joule (calentamiento excesivo).

Se evita la destrucción colocando fusibles en cada brazo del puente.

#### **3.g.3) PROTECCION CONTRA VARIACIONES BRUSCAS DE INTENSIDAD (di/dt)**

En el momento de establecerse la conducción en un tiristor, la unión no conduce instantáneamente sobre toda la superficie, solamente lo hace en puntos muy localizados que se expanden muy rápidamente hasta que toda la superficie de la unión pasa a ser conductora.

Si la corriente aumenta muy rápidamente al inicio de la conducción toda la corriente pasará a través de puntos de paso muy localizados y la densidad de corriente en estos puntos será muy importante, ello lleva consigo un calentamiento localizado muy importante y provocará la destrucción parcial de la célula.

Se evitan las variaciones bruscas de corriente equipando cada brazo del puente de una inductancia que limita la velocidad de crecimiento de la corriente.

### 3.g.4) PROTECCION CONTRA LAS VARIACIONES BRUSCAS DE TENSION (dv/dt)

La unión de un tiristor presenta una capacidad parásita que disminuye cuando la tensión en bornes aumenta. Esta tensión positiva en bornes del tiristor está únicamente soportada por esta unión.

Durante el ascenso de la tensión, se incrementa además la corriente correspondiente a la fuga estática debidas a esta capacidad parásita.

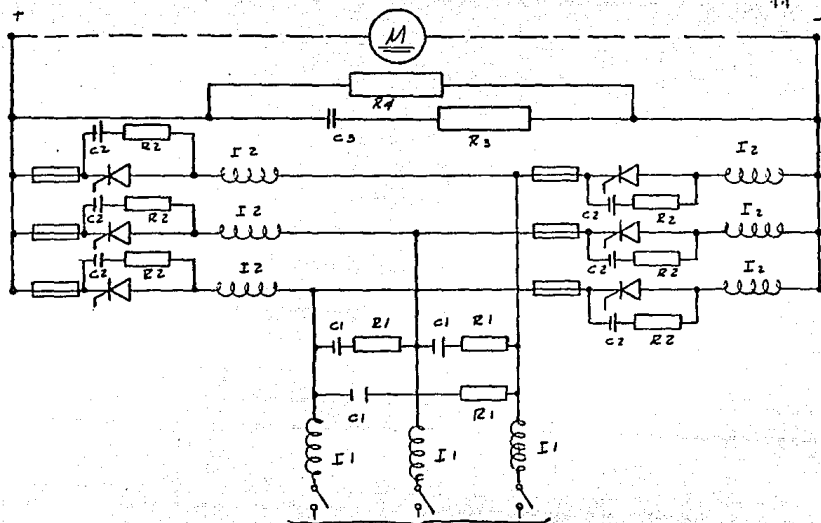
$$i_g = C \, dv/dt$$

Para un valor importante de  $dv/dt$ , se puede esperar un valor suficiente para disparar al tiristor, aunque la tensión en bornes es inferior a la tensión máxima continua de la red.

Para evitar las conductiones intempestivas, se limitan las variaciones bruscas de tensión colocando un circuito R-C, en paralelo de cada tiristor.

La figura siguiente representa un puente Graetz con todas sus protecciones.





**RED DE ALIMENTACION.**

- C-1. R-1 Red R-C filtro de red
- C-2. R-2 Red R-C para cada tiristor ( $dv/dt$ )
- I-1 Inductancias entrada red
- I-2 Inductancias para cada tiristor ( $di/dt$ )
- C-3. R-3 Red R-C filtro para la salida
- R-4 Resistencia de carga (corriente de mantenimiento)

## CAPITULO IV

## MODULO ELECTRONICO DE CONTROL

## 4.A) ETAPA DE DISPARO

## 4.a.1) SINCRONIZACION DE DISPARO

Como hemos visto en el capítulo III, la conducción de cada tiristor en su funcionamiento en puente Graetz tiene un defase de  $50^\circ$ , este sincronismo lo lograremos a partir de la red trifásica con un arrollado de un transformador trifásico cuyo primario tendrá una disposición Delta, y los secundarios tendrán un tap central, los cuales estarán unidos entre sí (Fig. 1.1)

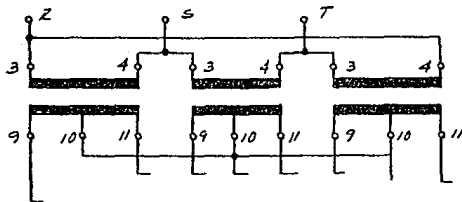


FIGURA 1.1

a cero volts; Para ejemplificar este sincronismo tomemos un devanado (1.2)

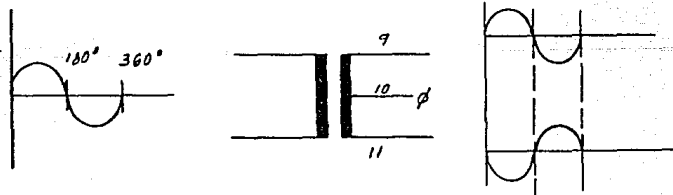


FIGURA 1.2

Como podemos observar las señales en los bornes 9 y 10 tendrán un defase de  $180^\circ$  con respecto a cero volts, ahora bien como es sabido, el defase entre fases es de  $120^\circ$ . De tal manera que con respecto a cero volts, nosotros lograremos 6 canales que tendrán el mencionado defase de  $60^\circ$  (4.3)

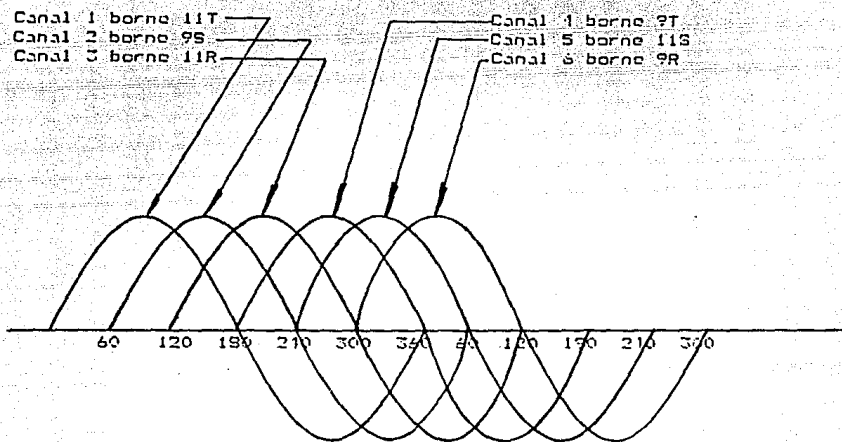


FIGURA 4.3

Por otra parte es importante tomar una tensión de sincronismo un tanto elevada, ya que se obtiene una mayor precisión en el ángulo de disparo.

Hemos pues logrado el sincronismo para cada tiristor, ahora proseguiremos a la elaboración de pulsos.

#### 4.a.2) GENERACION DE DIENTE DE SIERRA

La intención de generar la señal de diente de sierra, es debida a controlar los  $180^\circ$  linealmente, para poder efectuar el disparo de cada tiristor, ya que si nosotros quisiéramos controlar el disparo de estos con una señal senoidal, no podríamos tener un control mayor a  $90^\circ$ . Es decir que un voltaje dado de referencia corresponderá a un ángulo de disparo de los tiristores es decir, (4.4)

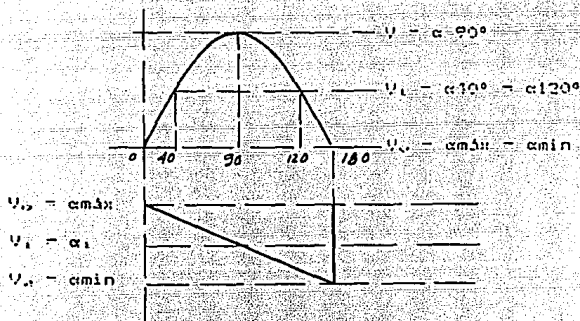


FIGURA 4.4

(La polarización de el diente de sierra esta dada por los circuitos que a continuación veremos, en los cuáles estaremos invirtiendo la señal para lograr la polarización correcta del disparo en el circuito final)

El circuito elegido a desarrollar el diente de sierra es el siguiente (1.5)

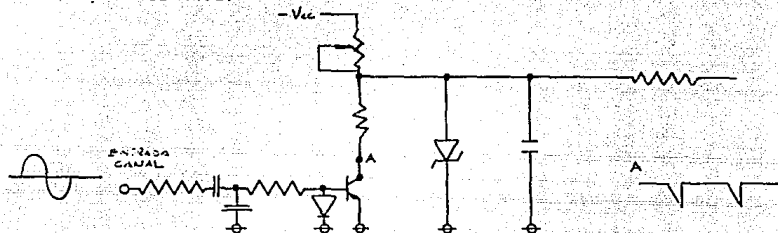


FIGURA 1.5

La razón de usar un potenciómetro es con el fin de lograr una conducción similar en cada uno de los canales, disminuyendo así las diferencias que existirían por tolerancia de componentes. Hasta ahora se ha logrado tener una señal lineal, en sincronía, la cual para determinado  $\omega$  por unidad de tiempo correspondería a un ángulo  $\alpha$  de disparo del tiristor, toca ahora comparar esta señal con un nivel de referencia (o regulación) prefijado para elaborar el punto de conducción de nuestro puente de tiristores.

#### 4. a. 3) ELABORACION DE PULSOS

El punto de disparo, será determinado por la comparación de la señal de referencia con el diente de sierra, através de un amplificador operacional dispuesto como comparador (1.6)

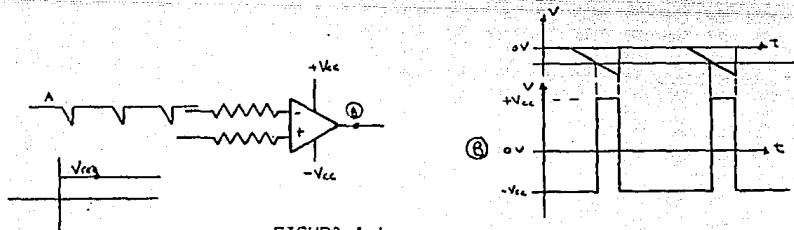


FIGURA 1.6

El circuito mostrado, trabajará de saturación positiva a saturación negativa siendo el momento de saturación positiva el punto del umbral de disparo, una vez logrado, el punto de disparo debemos proceder a la conformación adecuada de éste, tomando el flanco de subida de la señal obtenida hasta ahora dándole una duración adecuada para asegurar la conducción del tiristor; Este pulso se desplazará a lo largo de  $180^\circ$  correspondiendo al nivel de referencia dado.

Con el fin de no sobrecargar los gatillos de los tiristores, se dará un tiempo máximo de duración del pulso de aproximadamente  $140 \mu\text{seg.}$  Es decir que analizando el oscilograma pretendido (Fig 1.7)

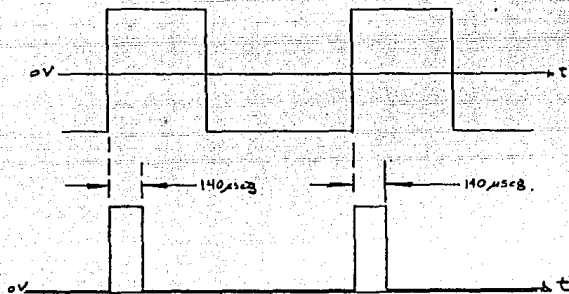


FIGURA 1.7

veremos la necesidad de un circuito monoestable, por otra parte recordemos la necesidad de un pulso de recuerdo defasado  $60^\circ$  (Fig 1.8)

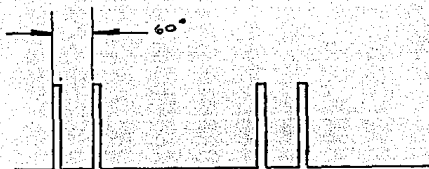


FIGURA 1.8

Ahora bien es posible intercalar aún una etapa lógica que imponga las condiciones de paso o inhibición de disparo, si por ejemplo, no se ha realizado la secuencia de marcha, falla de una fase, o se ha producido una punta de corriente, etc., etc.

El circuito monoestable más conveniente a usar, tomando en consideración los circuitos posteriores, es el siguiente (Fig. 1.9)

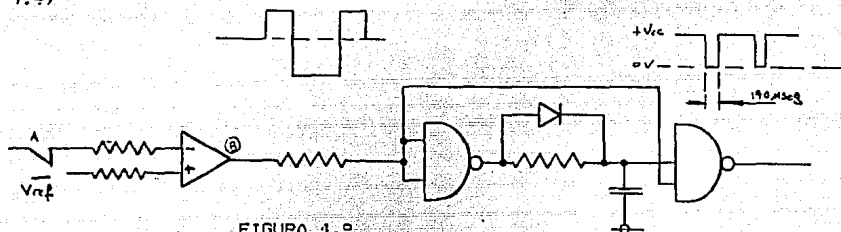


FIGURA 4.9

La constante de tiempo estará dada por el RC, tomando en consideración que nuestra señal era alternante positiva y negativamente, nuestros circuitos lógicos, tomarán las partes negativas como nivel lógico cero.

Para aprovechamiento del circuito de compuertas, recordando la necesidad de duplicación de pulso defasado  $60^\circ$  eléctricos, y tomando en cuenta que el circuito explicado se deberá repetir tantas veces como tiristores vayamos a controlar (6).

Así pues para cada canal corresponderá tener su propio pulso así como el del siguiente canal (Fig. 4.10)

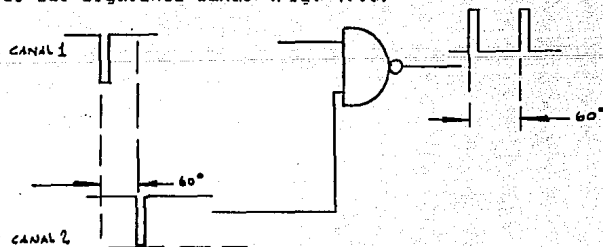


FIGURA 4.10

Ahora es conveniente tener una señal inhibidora de pulsos la cual dará o no autorización a la conducción del puente, (Fig. 1.11)

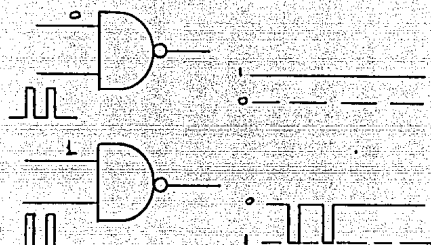


FIGURA 1.11

Y finalmente deberemos amplificar esta señal

#### 1.3.4) CIRCUITO DE AMPLIFICACION Y DISPARO

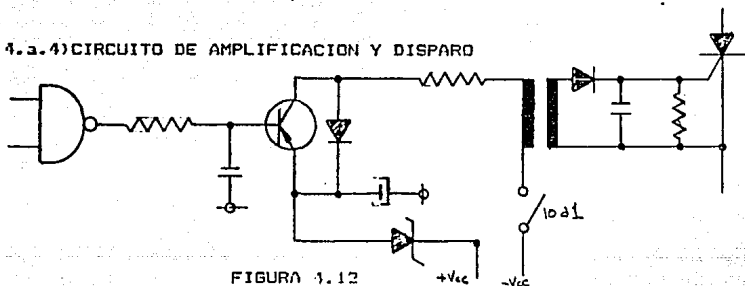


FIGURA 1.12

Por medio de un transistor darlington PNP alimentado entre  $+V_{cc}$  y  $-V_{cc}$  con inhibición de la tensión negativa por un contacto del relevador de marcha y un transformador de pulsos (Generalmente construido en ferrita, (relación 1 a 1) para el aislamiento galvánico del circuito electrónico de control con el circuito de potencia lograremos el disparo de los SCR's (Fig. 1.12)

Es conveniente utilizar para este circuito cables apantallados para evitar, ruidos parásitos que por tensiones inducidas provoquen el disparo intempestivo de los SCR's.



## 4.b) ETAPA DE REGULACION

### 4.b.1) RAMPA DE ACELERACION

Primera etapa: Esta constituida por un amplificador operacional montado como integrador que se encargará de generar una rampa o pendiente, ante un escalón de tensión de referencia (Fig. 4.13)

Dicha etapa se hace indispensable puesto que el operador pudiera dar toda la referencia a partir del motor parado y consiguientemente se produciría un gran aumento de la corriente que, aunque se ha controlado por la limitación de la misma puede provocar un desgaste innecesario de las piezas de la máquina.

Existen también motivos que condicionan el tiempo de cero a máximas revoluciones, a las propiedades físicas del material que se trate en la máquina para que éste no reciba un estirado que afecte las peculiaridades de la fabricación.

Así pues, si la alimentación del potenciómetro de referencia es de 12 volts, proporcionando el motor 1200 rpm's para la tensión nominal de inducido y es necesario un tiempo de 30 segundos para pasar de cero revoluciones a las nominales, para obtener una velocidad de 300 rpm's a partir de motor parado, provocaremos un escalón de 5 volts en el potenciómetro de referencia obteniéndolos a la salida del amplificador CO1 al cabo de un tiempo igual a 15 segundos

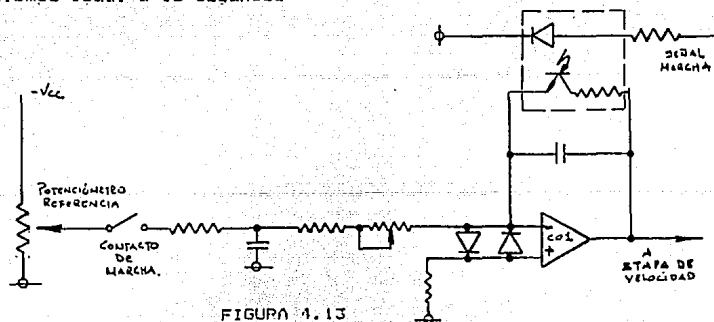


FIGURA 4.13

En la figura 4.14 se representa el escalón provocado por el operador y la respuesta de la rampa.

Se ha provocado una demanda de 500 rpm's desde motor parado y más tarde se obliga a disminuir a 400 rpm's, y por último se lleva a máxima velocidad.

En el montaje mostrado (Fig. 4.13), la tensión de referencia sería de signo negativo; por lo que se obtendría una señal positiva ya que el amplificador invertiría la polaridad.

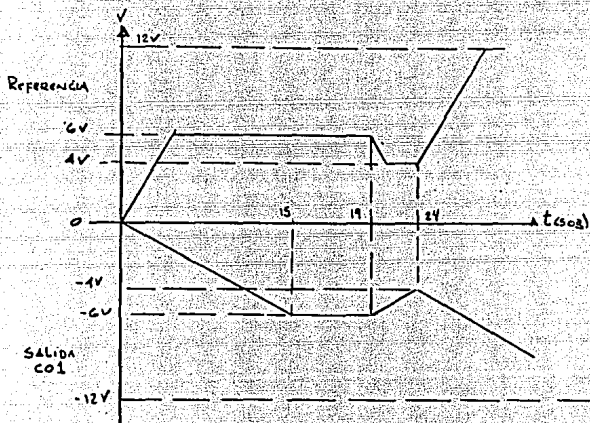


FIGURA 4.11

Como podemos ver en la figura 4.13 se ha dispuesto un optotransistor que al recibir una señal de paro provocará la conducción del transistor el cual a través de la resistencia en serie a él "cortocircuitará" la ganancia del operacional, provocando su bloqueo inmediato.

#### 4.b.2) COMPENSACION W

Una vez elaborada la referencia con la rampa, se pasa a la etapa amplificadora de velocidad CO2.

El montaje es del tipo comparador inversor, proporcional integral (Fig. 4.15) al igual que el que será usado en la etapa siguiente de corriente.

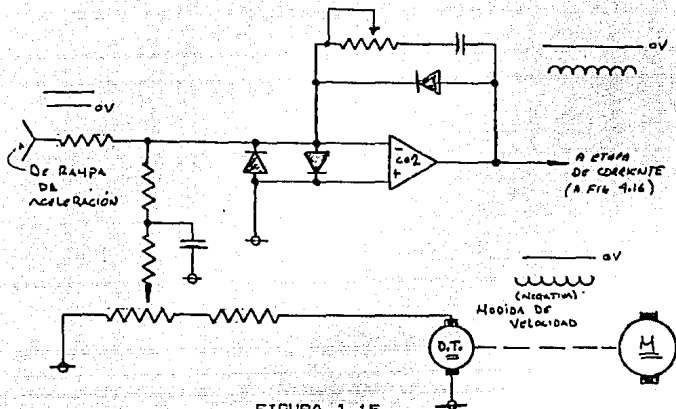


FIGURA 1.15

En el amplificador CO2 se compara la medida de velocidad con la referencia de la misma.

Para ello la señal de la dinamo es conformada por una puesta a escala por medio de un divisor de tensión ajustable por potenciómetro a fin de obtener aproximadamente 12 volts de referencia de dinamo para las revoluciones nominales. Al igual que la tensión de referencia, ésta proporcionará 12 volts correspondientes a la tensión máxima de potenciómetro.

De esta forma para el ejemplo propuesto se obtendrá salida cero de CO2 para una salida de rampa de 12 volts y una señal de medida de velocidad de 12 volts, lo que implicaría una tensión nula de referencia de disparo.

Desde luego esta condición no se mantiene cuando el sistema tenga que vencer un par resistente, puesto que la medida de velocidad se encontrará a un nivel inferior a la referencia en algunos milivolts, provocando una amplificación de CO2.

#### 4.b.3) COMPENSACION I, LIMITE I

La señal amplificada por la etapa de velocidad es llevada al amplificador de intensidad CO3 donde se realiza, la comparación con la corriente circulante por el inducido del motor (Fig. 4.16)

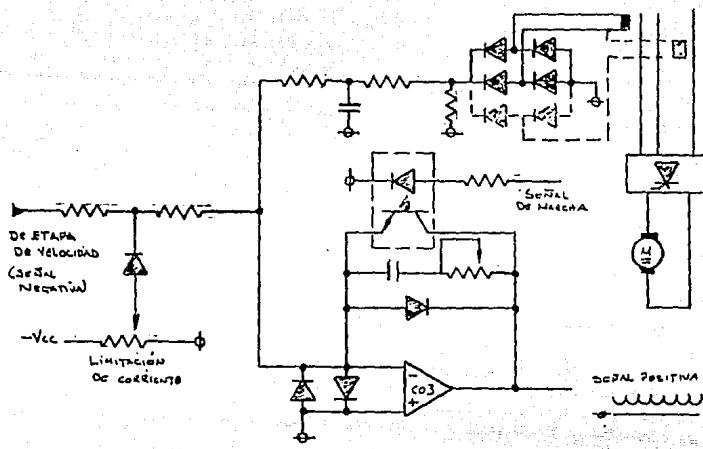


FIGURA 4.16

Se tomará una medida de corriente que provoque una tensión proporcional a ella de forma que con valores nominales de corriente se obtenga una salida cero de CO3.

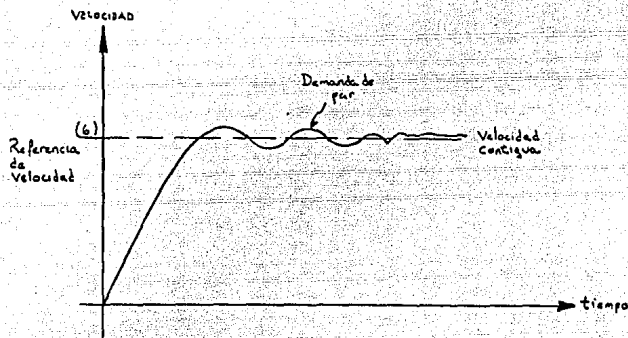
En definitiva, dicha etapa limitará el aumento de la corriente dentro del tiempo permisible en el sistema.

Para una tensión máxima de salida de CO2 o referencia de corriente, si se obtiene una medida igual de corriente se bloquea CO3, el montaje proporcional-integral condiciona las reacciones de la regulación a un tiempo, de tal manera que no se produce un escalonado sino que adapta las correcciones a la constante de tiempo de reacción del sistema alcanzable con los potenciómetros y elección correcta del condensador, los cuáles proveen retroalimentación proporcional-integral. La figura 4.17 representa la respuesta de regulación explicada.

Se supone que, al igual que antes se desea conseguir, una velocidad de 600 rpm's a partir de cero. La rampa crecerá hasta 6 volts en el tiempo propuesto en el anterior ejemplo y la velocidad se conseguirá teóricamente siguiendo la pendiente de rampa. Prácticamente esto no se cumplirá en esta regulación, existiendo un tiempo de retraso de pendiente del par resistente y del tiempo de reacción de la regulación.

Otro inconveniente que aparece en el gráfico, es que se sobrepasa la velocidad consigna debido a la saturación de la cadena amplificadora y posteriormente disminuye con la reacción de la medida de velocidad, consiguiéndose la estabilización del sistema siguiendo una ley de amortiguación.

El mismo problema se origina ante una demanda importante de par que provoca una disminución de revoluciones, reaccionando el sistema hasta conseguir la estabilización.



COMPORTAMIENTO DE UNA REGULACION

FIGURA 4.17

Desde luego, con un buen ajuste y elección de las constantes de tiempo idóneas se minimiza este problema, lo que en muchos casos hace que dicha regulación sea apropiada o suficiente.

En la figura 4.16 entre las etapas de velocidad y de corriente se encuentra un potenciómetro de limitación de intensidad, se intuye que el valor de salida de CO2 no será aplicado a la entrada CO3 si éste supera el valor prefijado por el potenciómetro de límite. Por ello la corriente máxima alcanzable será la que corresponde en la comparación al valor máximo prefijado.

La distribución de potenciales para un determinado punto de trabajo será la siguiente: valor de referencia negativo, salida de rampa valor positivo, que comparado con la tensión negativa de

la dinamotacómetrica dará salida negativa de CO2, que comparado con la medida de corriente en valor positivo obtendremos la polaridad positiva en la referencia de disparo.

En el caso de una deceleración brusca podemos suponer que la medida de velocidad sobrepasa a la referencia, y, por lo tanto los potenciales a lo largo de la cadena son invertidos de signo obteniendo una salida de CO3 tendiente a negativa lo que representa la anulación del disparo de los SCR's, debe procederse que no se produzca tal estado ya que la máquina queda cometida a su inercia y, por lo tanto, existe un descontrol que provocará una reacción brusca cuando llegue a su nuevo punto de consigna.

Se ajustará a la rampa de aceleración para que exista siempre un control sobre la carga, o sea, una corriente mínima de mantenimiento, debido a que el convertidor del que hablamos no posee frenado regenerativo.

#### 4.b.4) CIRCUITO ACOPLADOR

En este diseño, la tensión de regulación que aplicaremos a la etapa de disparo corresponderá a  $+12\text{ V}$  al máximo ángulo de conducción para la máxima corriente permisible. Por otra parte recordando el circuito de disparo hemos diseñado un diente de sierra, el cuál conservadoramente hablando podría tener un valor máximo de  $-7\text{ V}$  (Fig. 4.18)

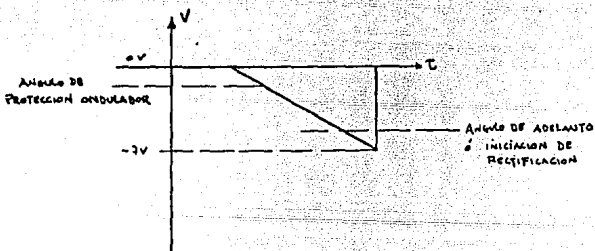
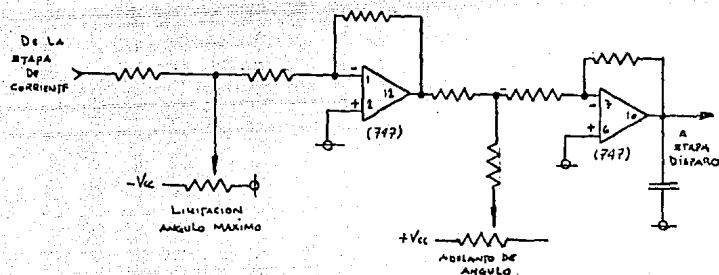


FIGURA 4.18

Es obvio que para trabajar en toda la gama de ángulos de trabajo del puente debemos adaptar nuestra señal de regulación en estos parámetros. Ahora bien si recordamos el inciso 3f5 del capítulo anterior debemos tener posibilidad de acortar aún más estos

parámetros, hacia la señal máxima de conducción, y si consideramos que a partir de que el potenciómetro de referencia nos de una señal suficiente para la iniciación de rectificación del puente Graetz será necesario contar con un ajuste fino para este fin.

Por lo tanto el circuito propuesto para estos dos requerimientos es el siguiente (Fig. 1.19)



#### ADAPTACION A DISPARO

FIGURA 1.19

Estos ajustes será conveniente hacerlos con una corriente muy pequeña en el puente además con una carga resistiva, ya que se corre el peligro de hacer ondular a los tiristores. Su respuesta se podrá ver fácilmente con un osciloscopio.

### 4.C) CIRCUITOS AUXILIARES

#### 4.c.1) CIRCUITO DE PROTECCION ELECTRONICA (CPE)

Como es sabido ningún circuito electrónico es infalible, y en nuestro caso una avería en el circuito electrónico provocará el descontrol del puente de tiristores provocando tal vez la fusión

de fusibles ultrarrápidos o incluso daño en los mismos, aún suponiendo la infalibilidad del circuito electrónico, la sobrecarga de corriente en el motor, provocada por un sinúmero de razones, daría la fusión de fusibles sino se contará con un circuito superior en velocidad de respuesta a ellos. Por lo cual hasta cierto punto se debe hablar de un circuito electrónico previsto para ello.

Aprovechando la med. I que es necesaria para nuestro bucle de regulación, le daremos uso de protección con el siguiente circuito (Fig. 4.20)

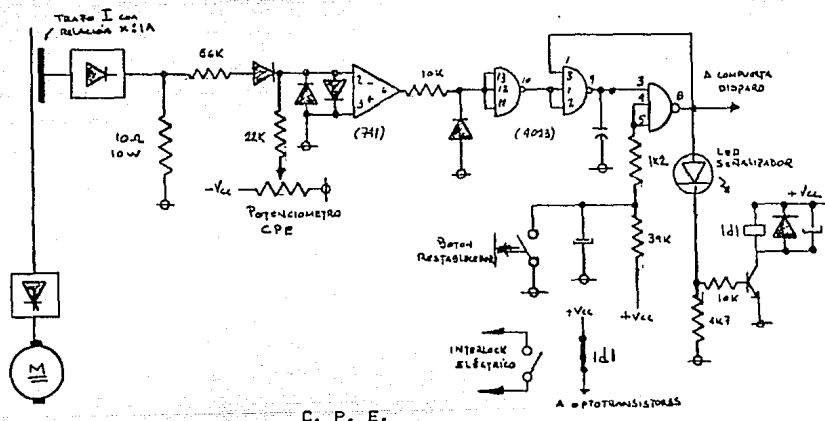


FIGURA 4.20

Este circuito consta de un amplificador comparador, a ganancia muy grande, que bascula cuando la tensión proveniente de la medida de corriente, supera a la prefijada en el potenciómetro, con la relación de 22/56, por los valores de las resistencias mencionadas, el amplificador está montado como no inversor, por lo que a la salida del mismo, tendremos una tensión negativa, que para las compuertas NAND, es un cero, a la salida de las tres compuertas (pin 11), tenemos un uno (+12 V), lo que hace conducir



el led que indica circuito normal y conduce así mismo el transistor para conectar al relevador Idi. Cuando se produce una sobrecorriente, el operacional bascula generando a su salida una tensión positiva, la cuál efectúa el cambio en las compuertas NAND, llegando a un cero en pin 11, lo que hace bloquear al transistor y caer el relevador Idi.

En el momento de desaparecer la sobrecorriente el operacional regresa a su estado de reposo, pero las compuertas NAND, memorizan el cambio por medio de su circuito de retroceso (pin 10) y quedan en este estado hasta que se restablece por medio de la aplicación de un cero en los pines 13 y 14 por medio del botón restablecedor CPE, en este momento queda en circuito preparado para una nueva puesta en marcha. Adicionalmente se toma una salida de la lógica para la inhibición a la etapa de disparo (Fig. 4.11), a fin de que se bloqueen instantáneamente los pulsos de los tiristores, no esperando el disparo por sistemas electromecánicos (contactor).

#### 4.c.2) RELEVADORES DE MARCHA

Es conveniente reportar ciertas secuencias de paro y marcha en el equipo, ya que se puede correr el riesgo de ocasionar daños en los tiristores por producirse pulsos fuera de sincronismo, dichas secuencias serán las siguientes:

##### -Secuencia de Marcha

- a) CPE dispuesto a marcha
- b) Entrada de contactor de potencia
- c) Alimentación transistores de amplificación de pulsos en la etapa de disparo (Fig. 4.12), llamaremos a este relevador 10d1
- d) Liberación de las ganancias de los amplificadores de rampa y PI de corriente, así como entrada de referencia de velocidad a rampa, llamaremos a este relevador 10d2

##### -Secuencia de Paro

- a) Bloqueo de amplificadores en etapa de regulación (10d2)
- b) Corte de tensión en transistores de amplificación (10d1)
- c) Salida de contactor de potencia.

El siguiente circuito cumple con las condiciones expresadas anteriormente:

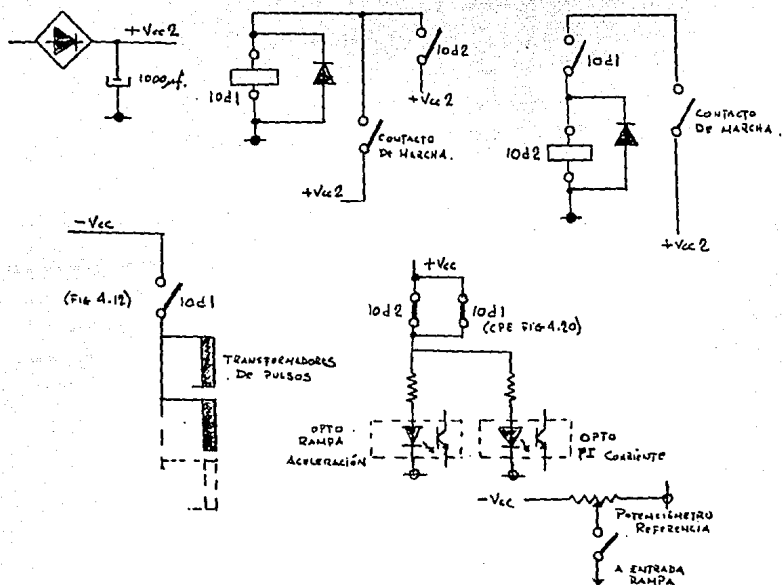


FIGURA 4.21

La alimentación de estos relevadores es conveniente hacerla independiente totalmente de la alimentación de circuitos electrónicos para evitar parásitos en la misma, provocados por la entrada y salida de dichos relevadores.

#### 4.d) FUENTE DE ALIMENTACION

La fuente de alimentación mientras mejor regulación tenga será un alisiente definitivo para que nuestro equipo tenga a su vez una regulación buena, así mismo deberá tener un rizo pequeño; por lo

cual se recomienda la utilizaci3n de circuitos operacionales para la regulaci3n de la misma.

El circuito usado es el siguiente:

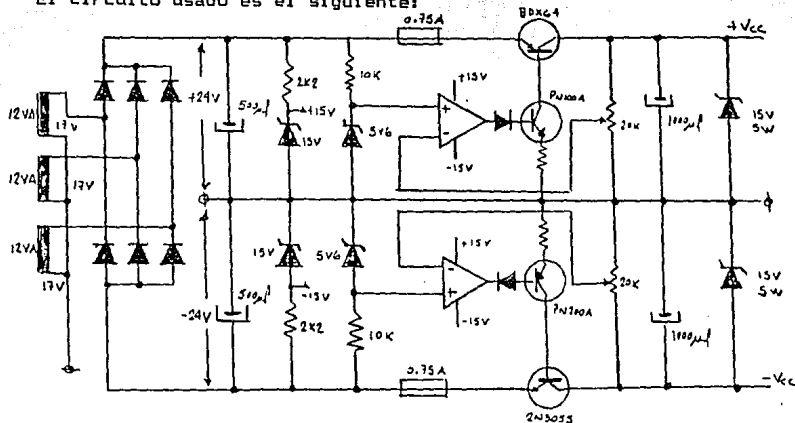


FIGURA 4.22

Como podemos ver el circuito consta de una rectificaci3n trif3sica en puente Graetz con punto cero central del transformador, filtro en positivo y negativo. Circuito de referencia por diodo zener de 5.6 Volts, circuito comparador por medio de amplificador operacional y amplificador de potencia para la salida de corriente m3xima de 0.6 A. Realmente los transistores de potencia se han usado sobrados, para evitar calentamiento en los mismos, evitando as3 inestabilidad de la fuente.

Los potenci3metros, sirven para el ajuste de la tensi3n de salida a +/- 12 3 12.5 Volts.

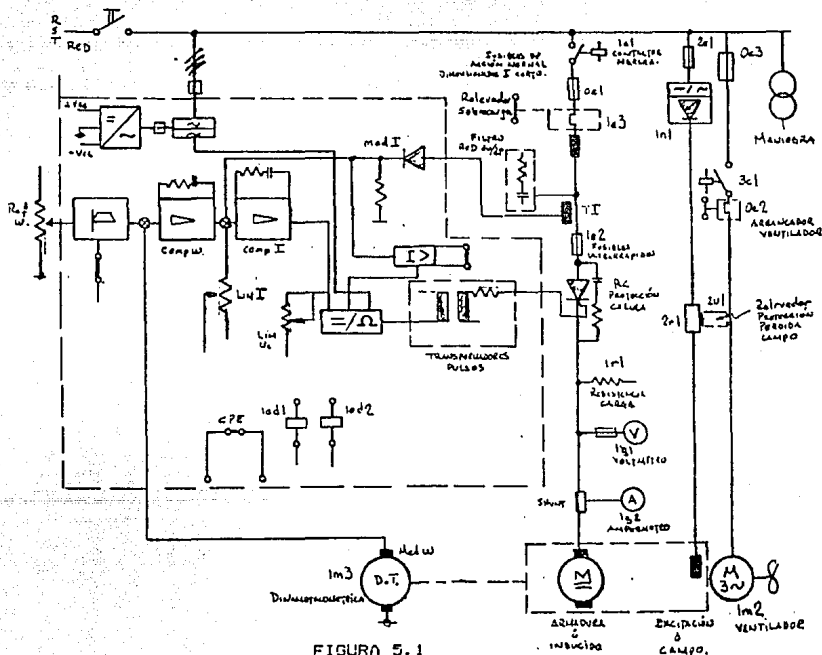
Existe as3 mismo un circuito de protecci3n contra sobretensi3n de salida por medio de un diodo zener de 15 Volts, que llegando a esta tensi3n, cortocircuitar3 la fuente, ocasionando la fusi3n del fusible protector. Es conveniente colocar fusibles de m3ximo 0.75A para que no se dañen los diodos zener por exceso de corriente.

## CAPITULO V

## PUESTA EN SERVICIO

## 5.3) MONTAJE ELECTRICICO

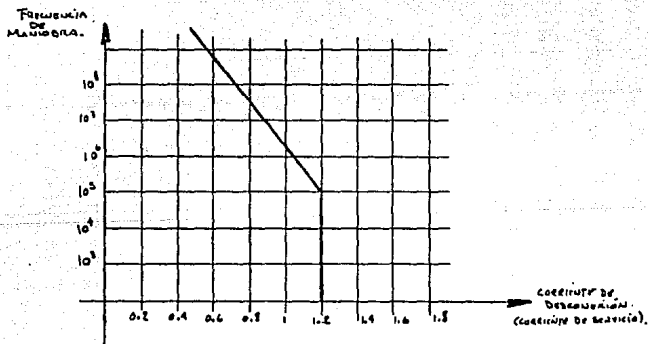
El montaje o aparrallaje eléctrico de nuestro convertidor de potencia no consta solamente de nuestro módulo electrónico de control y del puente Graetz a tiristores, sino que va acompañado de elementos de maniobra y protección. La forma usada más clásica, es la representada en el siguiente unifilar (Fig. 5.1).



Hemos visto en capítulos anteriores la necesidad y/o funcionamiento del puente Graetz, inductancias de choque, filtros RC, y módulo electrónico por lo cual nos enfocaremos a los dispositivos y elementos antes no mencionados.

5.a.1) INTERRUPTOR TERMOMAGNETICO, este interruptor es calculado según el voltaje de operación y corriente de operación, tomando en cuenta no sólo la corriente de consumo del inducido del motor, sino considerando el consumo en excitación, mando y señalización. Su función de protección es lenta comparada a los fusibles, sin embargo su uso no es solo de conexión y desconexión del equipo, sino que no está por demás proteger a la red trifásica de la totalidad del montaje eléctrico.

5.a.2) CONTACTOR DE POTENCIA (1c1), Su elección estará dada por la corriente del inducido del motor, realmente su posición sería más adecuada en corriente directa, para evitar que la f.c.e.m. del motor no dañe a los tiristores al momento de desconexión, sin embargo en el mercado nacional es difícil encontrarlos, con las características adecuadas (soplado magnético). Según veremos en el apartado de maniobra, el contactor es conveniente abrirlo cuando no exista corriente circulante en él, para dar más vida a sus contactos, esto se explica fácilmente con la curva descrita en la figura 5.2



VIDA UTIL DE LOS CONTACTOS DE UN CONTACTOR

FIGURA 5.2

**5.3.3) FUSIBLES DE PROTECCION** para caso de cortocircuito (0a1), estos fusibles son adecuados para proteger cables, filtros y aparatos de maniobra contra sobrecorriente y corrientes de corto circuito.

Las elevadas corriente de cortocircuito son limitadas eficazmente en su valor cresta por tiempos de fusión muy cortos (menos de 5 msegundos) con esto se evitan los perjuicios causados por el cortocircuito.

La curva clásica de fusión de fusibles esta expresada en la figura 5.3

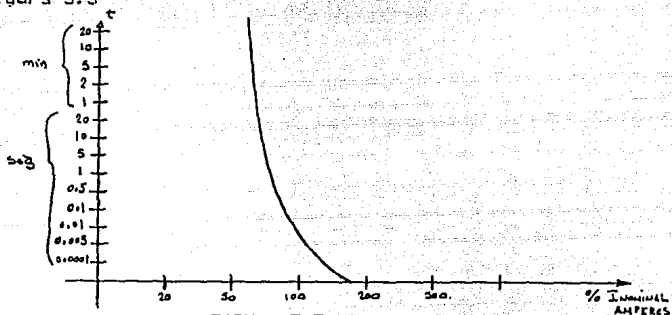


FIGURA 5.3

**5.3.4) RELEVADOR BIMETALICO** (1e3) con elementos térmicos de retardo sirven para la protección del motor contra sobrecarga de motores, las fases del relevador bimetalico se encuentran en el circuito principal, el contacto auxiliar opera en el circuito de la bobina del contactor.

Este relevador, es necesario que contenga el ajuste de la corriente nominal de servicio, sin que los límites de él coincidan con el necesario al ajuste, normalmente el ajuste es de 1.2 veces la corriente nominal.

**5.3.5) FUSIBLES ULTRARRAPIDOS** (1e2) estos fusibles son especiales para la protección de semiconductores, ya que su fusión se provoca más rápido que en el caso de fusibles normales (aproximadamente  $10^{-3}$  seg. en  $I_{nom}$ ), su dimensionado es de acuerdo a los tiristores usados.

Existen algunos modelos con percutor, y en este caso es conveniente intercalar en la maniobra de contactor su contacto de microswitch.

**5.a.6) RESISTENCIA DE CARGA**, esta resistencia sirve para dar la corriente mínima de mantenimiento a los tiristores, su valor es considerablemente alto, aproximadamente 1 kilohm, conviene sobredimensionar su potencia para evitar calentamiento innecesario en el gabinete del convertidor.

**5.a.7) TRANSFORMADORES DE CORRIENTE**, (If1) su dimensionado en el primario del mismo es conveniente hacerlo de 1.5 a 2 veces el valor de la corriente nominal, para evitar trabajar en las regiones de saturación del mismo.

El secundario es recomendable utilizarlo en 1 ampere, para que la potencia de la resistencia de medida de corriente no sea exagerada; La construcción del mismo debe ser lo más lineal posible para obtener una medida de corriente confiable.

No es conveniente exceder demasiado el dimensionado del mismo, ya que entonces la medida de corriente sería muy pequeña, y la posibilidad de ajuste de compensación de corriente sería difícil.

**5.a.8) DINAMOTACOMETRICA (Im3)** Existen modelos en C.D. y C.A. generalmente las más usadas son de C.D. sin embargo si se utilizan modelos de C.A. es conveniente usarlas trifásicas o incluso hexafásicas para evitar rizos grandes.

Es recomendable usar dinamotacométricas con constantes de  $V/rpm$  linealmente confiables, aunque su uso no es indispensable ya que podemos retroalimentar con voltaje de armadura, su señal es más confiable, y por otra parte nos ayuda a aislar totalmente nuestro módulo de control electrónico de nuestro circuito de potencia. Generalmente se utilizan coples flexibles para evitar esfuerzos de torsión en la misma.

**5.a.9) TABLAS DE PARAMETROS MAS IMPORTANTES DE LOS TIRISTORES**  
( Tablas anexas al final del capítulo )

### 5.6) ALIMENTACION DE EXCITACION DEL MOTOR; RELEVADOR DE DETECCION DE EXCITACION.

El voltaje de excitación de los motores, es muy variado según las características del mismo, y del fabricante.

Estos voltajes van del orden de 90 volts a 300 volts, por lo que se ha dispuesto un transformador con devanados secundarios independientes con el fin de sumar y restar aritméticamente estos para el ajuste adecuado. El dimensionado de potencia del transformador, fusibles y puente de diodos, será de acuerdo a la  $I_{exc}$  del motor.

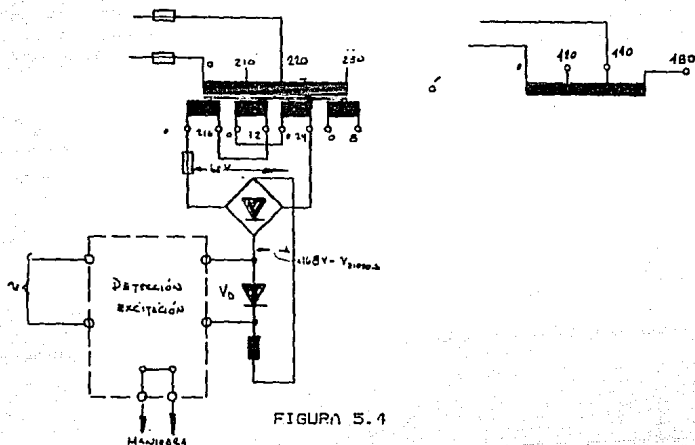


FIGURA 5.4

Como hemos visto en el capítulo de motores, la presencia de voltaje de campo o excitación del motor es indispensable, ya que de no contar con ella, o bien bloquearemos el rotor, o bien corremos el riesgo de embalar al motor.

La manera más recomendable de hacer esta protección, es detectar corriente de excitación ya que aunque existiese presencia de voltaje, o bien nuestras líneas pudiesen estar abiertas, o bien nuestra excitación pudiese presentarse abierta en el devanado propio.



Para el sensado de corriente de excitación es suficiente la caída de tensión producida por un diodo, no obstante se puede pensar en una resistencia pequeña de 7 ohms con anillos deslizables. Para adecuar el voltaje de campo según el motor, no debe omitirse la caída de tensión en los elementos antes descritos. El circuito del relevador de detección de excitación, será el descrito en la figura 5.5

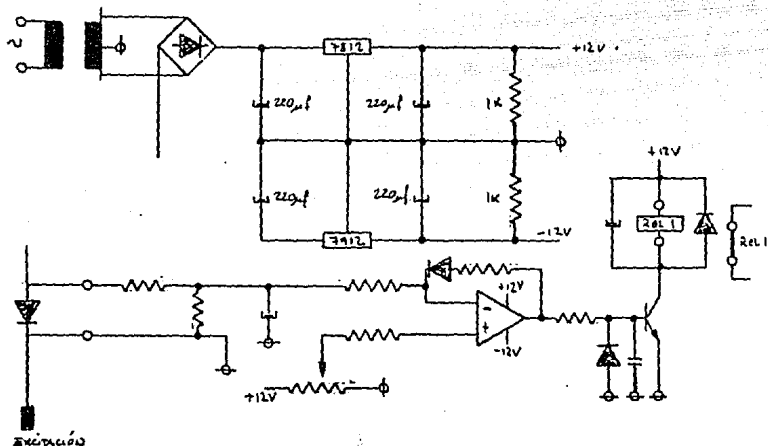


FIGURA 5.5

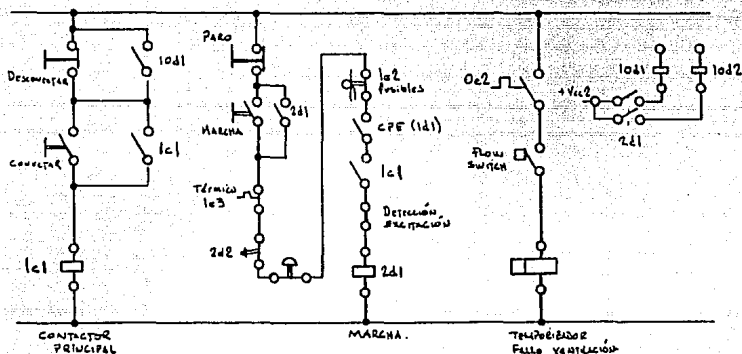
### 5.0) MANIOBRA

Al conectar el equipo variador de velocidad deberá alimentarse la excitación del motor y su ventilación así como la circuitería electrónica. En el caso de que el motor sea autoventilado la excitación no debe quedar conectada permanentemente cuando el motor no gire, lo cual se consigue por medio de un temporizador que desconecte el contactor de alimentación de la excitación cuando han transcurrido 15 minutos desde que se ha parado el motor. Ahora bien si el motor cuenta con ventilador externo, el contacto del bimetalico del arrancador del mismo es conveniente intercalarlo con un temporizado que desconecte al contactor principal, así como un microswitch de papalote (flow switch).

Es bueno dotar al circuito de excitación, de un relé detector de presencia de la misma para evitar la conexión de la potencia si no circula corriente en las bobinas inductoras.

Una vez garantizadas las condiciones de excitación, es posible conectar el contactor principal de potencia del puente rectificador. Y en consecuencia tener autorizada la conexión del relé de marcha que dará paso a la señal de referencia y al convertidor, autorizando a su vez la entrada de regulación y el disparo de los SCR's que forman el puente.

El circuito de maniobra descrito sería el mostrado en la figura 5.5



MANIOBRA  
FIGURA 5.5

## 5.d) PRUEBAS SIN MOTOR

### 5.d.1) ALIMENTACION

Las comprobaciones a efectuar son:

Todos los fusibles deberán estar desconectados, se verificará el funcionamiento de control de maniobra del equipo, se alimenta el módulo electrónico, cerrando los fusibles de protección.

Se procede a realizar el ajuste de la fuente de alimentación electrónica, mediante su potenciómetro individual de canal, una

vez obtenido el valor de  $\pm 12$  ó  $\pm 12.5$ , se verificará la fuente de alimentación de relevadores (10d1 y 10d2), ya que esta segunda fuente no posee regulación su valor puede variar entre 12 y 16 volts.

De esta forma el módulo queda alimentado, poniéndose instantáneamente en servicio el CPE y que como elemento de señalización cuenta con un Led que deberá estar permanentemente encendido, en condiciones normales.

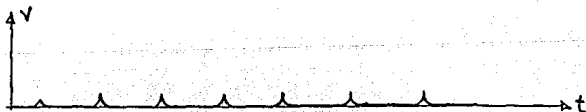
#### 5.d.2) COMPROBACION DE SINCRONISMO

Como hemos visto en capítulos anteriores el sincronismo de fases es esencial para el funcionamiento del equipo. Existen dos pasos para comprobarlo que son los siguientes:

-Utilizando el osciloscopio poniendo la sonda en la fase R y la tierra en la fase S; la sonda en fase S y tierra en la fase T, la sonda en la fase T y tierra en la fase R; cada lectura deberá tener un desfase de  $120^\circ$ . Posteriormente se alimenta el equipo y actuando a la entrada de la etapa de acoplamiento disparo, con una señal de 0 a +12 volts se va chequeando la presencia de pulsos en los gatillo-cátodo de cada tiristor de acuerdo a la figura 2 del apartado 3.d.1

#### 5.d.3) AJUSTE DE ANGULO MAXIMO Y MINIMO DE TRABAJO

Dando marcha al equipo, conectando potencia sin conectar el inducido, solo sobre la resistencia de carga, se da referencia en el punto antes mencionado. Para referencia 0.5 ó la que se escoja para inicio de rectificación, por medio del potenciómetro de adelanto de ángulo (Fig. 4.19) se debe de obtener una respuesta en I<sub>r1</sub> según la figura 5.7a



a) Inicio de  
rectificación

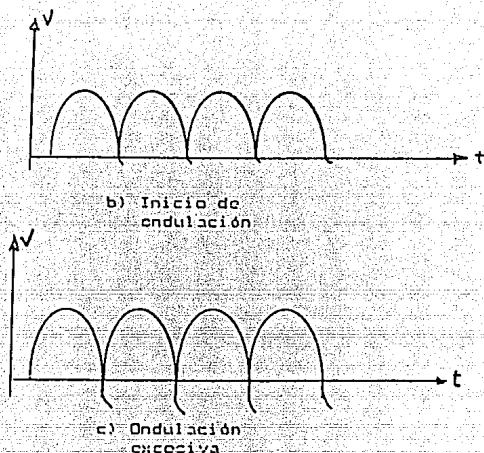


FIGURA 5.7

Posteriormente a máxima referencia, mediante el ajuste del potenciómetro de ángulo máximo (Fig. 4.19) se debe de lograr la señal 5.7b sobre la resistencia de carga  $R_L$

#### 5.d.4) CONFORMACION DE DIENTES DE SIERRA

Utilizando el osciloscopio en los colectores de los transistores del circuito (Fig. 4.5) mediante los potenciómetros individuales de cada canal se debe asegurar la misma amplitud para todos (Fig. 4.4). Posteriormente se verifica una vez más el ajuste de ángulos máximo y mínimo, retocándolos ligeramente.

#### 5.d.5) AJUSTE RAMPA DE ACELERACION

Este ajuste se basa en el valor del potenciómetro y capacitor del circuito (Fig. 4.13), su ajuste fino se logra cronometrando la salida con respecto a los escalones positivos y negativos que dan

a su entrada. Al dar paro al equipo se debe verificar que la tensión a la salida del amplificador pase instantáneamente a cero, debido a la acción del optotransistor.

### 5.e) PRUEBAS CON MOTOR EN VACIO Y SIN REGULACION

En este paso se debe verificar el aislamiento del inducido y excitación y entre ambos y a tierra, verificar y ajustar el voltaje de excitación.

Dar marcha al equipo y verificar el sentido correcto de giro del motor, de no serlo cambiar la polaridad del mismo.

Comprobación de polaridad de la dinamotacométrica, observar el rizado de ésta que generalmente no debe exceder de 0.5%.

### 5.f) PRUEBAS DE CARGA CON MOTOR BLOQUEADO Y SIN EXCITACION

#### 5.f.1) AJUSTE DE CPE

Para este ajuste se debe desconectar la excitación del motor y hacer un puente en el contacto del relevador detección de excitación, se debe bloquear el motor mecánicamente.

Se debe ajustar en el potenciómetro de ajuste CPE (Fig.4.20) el voltaje adecuado según el siguiente cálculo:

Suponiendo una corriente deseada de ajuste 100 Amp.c.d., la corriente de cada fase será de 82 Amp, y como nuestra medida de corriente está tomada en alterna nuestra corriente de ajuste deberá ser 82 Amperes. Ahora bien si nuestros transformadores de corriente son relación 150/1 A, quiere decir que para 82 A. de primario tendremos 0.54 A. en secundario por lo cual si nuestra resistencia de medida es de 10 ohms, nuestro voltaje en ella será 5.4 volts, pero deberá ser multiplicado por el factor 22/54 que es la relación de entrada en el amplificador (Fig.4.20). Este valor será 2.2 volts.

El siguiente paso, será verificar que al dar marcha al equipo y dar referencia en la etapa adaptadora gradualmente nuestra corriente se incrementara poco a poco hasta que el circuito CPE bascule en la corriente deseada  $I_{CPE}$  accionando y parando automáticamente el equipo.

Si el punto de disparo no coincide con la  $I_{CPE}$ , se debe reajustar el valor y repetir la operación hasta conseguirlo.

Hay que resaltar la gran importancia de realizar correctamente este ajuste, ya que con ello aseguraremos una protección muy eficaz y casi definitiva, para evitar la fusión de fusibles, y lo que es más importante, asegurar la protección de los tiristores.

#### 5.f.2) AJUSTE LIMITE DE INTENSIDAD

Con un voltmetro digital se puede hacer la medición de voltaje en la medida de corriente, para la corriente límite deseada, posteriormente se ajustará el cursor del potenciómetro Lim I (Fig. 4.16) a este valor medido  $-0.5$  volts (caída en el diodo).

Una vez hecho este ajuste se dará marcha al equipo y referencia a rampa, puede ocurrir que bascule el CPE si no está bien ajustada la etapa de intensidad, si ello ocurre se baja el lim I y se vuelve a probar hasta conseguir no bascule el CPE.

Hecho esto la medida de corriente vista con osciloscopio debe ser lo más cercana a la mostrada en la figura 5.8

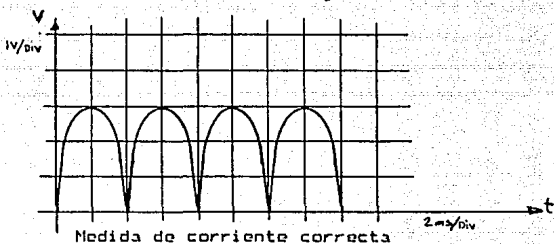


FIGURA 5.8

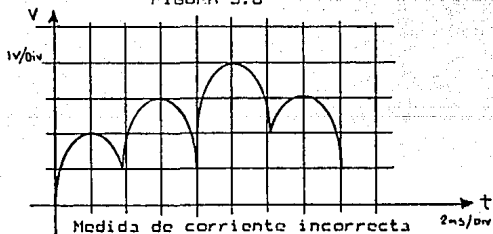
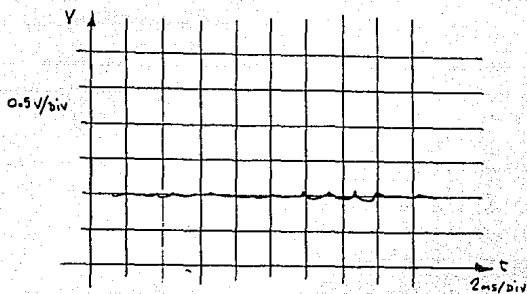
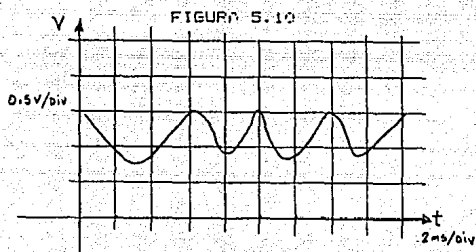


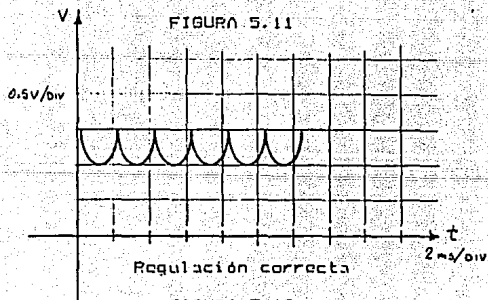
FIGURA 5.9



Regulación incorrecta. Poca ganancia



Regulación incorrecta. Ganancia excesiva



Regulación correcta

FIGURA 5.12

### 5.f.3) AJUSTE ETAPA PI CORRIENTE

Para conseguir el desequilibrio que puede ser como el de la figura 5.9, (visto en med. I) se debe hacer el ajuste con el potenciómetro de ganancia del PI corriente (Fig. 4.15); Después se debe reajustar el límite de corriente. Una vez conseguido el ajuste deseado de límite I, se procede a reajustar la ganancia del PI para conseguir a su salida una forma de onda mostrada como la figura 5.12.

Después se para y conecta el accionamiento varias veces, observando que la corriente del inducido aumente sin brusquedades ni oscilaciones y no provoque el disparo del CPE.

### 5.g) PRUEBAS MOTOR EN VACIO Y CON REGULACION

Se deberá de alimentar la excitación del motor y desbloquearlo mecánicamente.

#### 5.g.1) AJUSTE DE ETAPA PI VELOCIDAD (Fig. 4.15)

Se dará marcha al equipo y referencia aproximada al 50%, se debe observar la oscilación de la D.T. con voltmetro digital debiendo ser lo más pequeña posible, este ajuste se realiza mediante el potenciómetro del PI velocidad. La estabilidad debe ser del orden de décimas de volts.

#### 5.g.2) AJUSTE D.T.

Cuando se obtiene una buena estabilidad, se debe aumentar la referencia de velocidad al máximo, teniendo la precaución de no sobrepasar las revoluciones nominales del motor, que corresponderán a una determinada tensión de armadura.

Para conseguir el valor máximo deseado, se actúa sobre el potenciómetro D.T.

### 5.h) PUESTA EN MARCHA DEFINITIVA

Resta solo acoplar el motor a la máquina, y probar el conjunto, en las cuáles se prestara especial atención a la estabilidad de la máquina y a su consumo. Si este es inferior al nominal y se producen oscilaciones de velocidad, se retocará nuevamente la etapa de PI velocidad.



**Dados para cálculo de circuitos retificadores 1)**
**Datos para cálculo de circuitos rectificadores 1)**
**Table for calculating rectifier circuits 1)**

Símbolo de conexão Símbolo de la conexión Linear symbol of the connection	E	M	B	S	DB	DS	DSS
Circuito Circuitos Circuit							
Nome da conexão	Meia onda	Tomada central	Monofásica onda completa	Meia onda trifásica série 3 puídos	Ponte Trifásica onda completa 6 puídos	Dois diodos 6 puídos	Dois diodos 3 puídos com corrente
Nombre de la conexión	Meia onda	Tomada central	Monofásica onda completa	Meia onda trifásica série 3 puídos	Ponte Trifásica onda completa 6 puídos	Dois diodos 6 puídos	Dois diodos 3 puídos com corrente
Name of the connection	Single arm connection	Center-tap connection	Two-pulse bridge connection	Three-pulse star connection	Six-pulse bridge connection	Six-pulse star connection	Double three-pulse star connection
Numero de braços Número de brazos Number of the arms	1	2	4	3	6	6	6
Frequência de primeira harmónica Frecuencia de la primera harmónica Frequency of the first harmonic	50	100	100	150	300	300	300
Tensão corrente em vazio Tensión corriente en vacío No-load direct voltage	$\frac{V_a}{\sqrt{2}}$	0,45	0,45	0,90	0,87	1,35	0,87
Fator de forma Factor de forma Form factor	$1 - \frac{V_{rms}}{V_a}$	1,57	1,11	1,11	1,017	1,001	1,001
Fator de "ripple" Factor de "ripple" Ripple constant	$\sqrt{2}-1$	1,21	48	48	18,3	4,2	4,2
Corrente média por braço Corrente media por brazo Average current per arm	$\frac{I_{rms}}{2}$	1	0,5	0,5	0,33	0,33	0,1666
Corrente R.m.s. por braço Corrente R.m.s. por brazo R.m.s. current per arm	$\frac{I_{rms}}{2}$	1,57	0,79	0,79	0,59	0,59	0,29
Corrente R.m.s. por fase do transformador Corrente R.m.s. por fase del transformador R.m.s. current in the secondary windings of the transformer	$\frac{I_{rms}}{2}$	1,57	0,79	1,11	0,59	0,82	0,41
Potência do secundário do transformador Potencia del secundario del transformador Secondary power of the transformer	$\frac{P_s}{V_{a,rms}}$	3,50	1,75	1,23	1,48	1,05	1,81
Potência do primário do transformador Potencia del primario del transformador Primary power of the transformer	$\frac{P_s}{V_{a,rms}}$	2,68	1,23	1,23	1,22	1,05	1,29
Potência média do transformador Potencia media del transformador Power rating of the transformer	$\frac{P_s}{V_{a,rms}}$	3,09	1,49	1,23	1,35	1,05	1,26

1) Valores para carga resistiva. Perdas nos retificadores e transformadores não consideradas.

1) Valores para carga resistiva. Perdas en los rectificadores e transformadores no consideradas.

1) All values applied to resistive load. Losses in the rectifier assembly

2) Sob carga a tensão D.C. ca para 0,87 x 0,87 V<sub>a</sub>, devido à queda na bobina de corrente.

2) Sob carga a tensão D.C. cae para 0,87 x 0,87 V<sub>a</sub>, debido a la caída en la bobina de corriente.


2) With current load the D.C. voltage is only 0,87 x 0,87 V<sub>a</sub> due

## SIMBOLOGIA

## SÍMBOLOS

## SYMBOLS

$V_{RM}$	Máx. tensão reversa de pico repetitiva.	Máx. tensión reversa repetitiva permisible.	Repetitive peak reverse voltage.
$V_{OM}$	Máx. tensão direta repetitiva de pico.	Máx. tensión directa repetitiva permisible.	Repetitive peak off-state voltage.
$I_{TAV}$	Corrente média máxima direta (Tiristores).	Corrente media máxima directa (Tiristores).	Mean on-state current (Thyristors).
$I_{DAV}$	Corrente média máxima direta (Diodos).	Corrente media máxima directa (Diodos).	Mean on-state current (Diodes).
$I_{TMS}$	Valor eficaz da corrente (Tiristores).	Valor max. eficaz da corrente (Tiristores).	RMS on-state current (Thyristors).
$I_{DMS}$	Valor eficaz da corrente (Diodos).	Valor max. eficaz da corrente (Diodos).	RMS on-state current (Diodes).
$I_{TSM}$	Corrente de surto máxima não repetitiva para 10ms (Tiristores).	Valor de cresta max. da corrente não repetitiva para 10ms (Tiristores).	No repetitive surge on-state current for 10ms (Thyristors).
$I_{DSM}$	Corrente de surto máxima não repetitiva para 10ms (Diodos).	Valor de cresta max. da corrente não repetitiva para 10ms (Diodos).	No repetitive surge on-state current for 10ms (Diodes).
$R_i$	Capacidade máxima de corrente não repetitiva no sentido direto para 10ms.	Capacidad max. de la corriente no repetitiva en el sentido directo para 10ms.	R <sub>i</sub> value for 10ms.
$dv/dt$	Taxa de subida máxima da tensão com o tempo.	Gradiente crítico de la tensión.	Rate of rise of off-state voltage.
$V_T$	Queda de tensão no sentido direto (Tiristores).	Caída de la tensión en el sentido directo (Tiristores).	On-state voltage (Thyristors).
$V_D$	Queda de tensão no sentido direto (Diodos).	Caída de la tensión en el sentido directo (Diodos).	On-state voltage (Diodes).
$I_T$	Corrente direta (Tiristores).	Corriente directa (Tiristores).	On-state current (Thyristors).
$I_D$	Corrente direta (Diodos).	Corriente directa (Diodos).	On-state current (Diodes).
$R_T$	Resistência aparente no sentido direto (Tiristores).	Resistencia aparente en el sentido directo (Tiristores).	On-state slope resistance (Thyristors).
$R_D$	Resistência aparente no sentido direto (Diodos).	Resistencia aparente en el sentido directo (Diodos).	On-state slope resistance (Diodes).
$I_H$	Corrente de manutenção.	Corriente de enganche.	Holding current.
$I_L$	Corrente de fixação.	Corriente de fijación.	Latching current.
$V_G$	Tensão de disparo.	Tensión del gatillo.	Gate trigger voltage.
$I_G$	Corrente de disparo.	Corriente del gatillo.	Gate trigger current.
$T_Q$	Tempo de desligamento na comutação.	Tempo del apagado en la conmutación.	Circuit commutated turn-off time.
$T_{rr}$	Tempo de recuperação reversa.	Tempo de recuperación reversa.	Reverse recovery time.
$T_{amb}$	Temperatura ambiente.	Temperatura ambiente.	Ambient temperature.
$T_{vj}$	Temperatura máx. de junção.	Temperatura max. de la juntura.	Virtual junction temperature.
$T_{jra}$	Resistência térmica existente entre junção e o meio ambiente.	Resistencia térmica existente entre la juntura y el medio ambiente.	Thermal resistance junction to ambient air.
$R_{jrc}$	Resistência térmica existente entre a junção e o invólucro.	Resistencia térmica juntura-carcaza.	Thermal resistance junction to case.
$R_{jcn}$	Resistência térmica de contato existente entre invólucro e o dissipador.	Resistencia térmica carcasa-dissipador.	Contact thermal resistance case to heatsink.

	$V_{DRM} - V_{RRM}$ min... máx.	$I_{T(RMS)}$	$I_{TAV} - T_{CASE}$		$I_{TSM}$	$P_T$	$dv/dt$	$V_{GT}$ min.	$I_{GT}$ min.	Torque	$P_{T(180^\circ \text{ or})}$
V		A	A	°C	A	A <sup>2</sup> s	V/µs	V	mA	N.m.	°CW

## TIRISTORES TIPO ROSCA

## TIRISTORES TIPO ROSCA

## STUD MOUNT THYRISTORS

Modelo	$V_{DRM} - V_{RRM}$	$I_{T(RMS)}$	$I_{TAV}$	$T_{CASE}$	$I_{TSM}$	$P_T$	$dv/dt$	$V_{GT}$	$I_{GT}$	Torque	$P_{T(180^\circ \text{ or})}$
SKT 12	200...1600	30	12	103	250	310	C,D,E	3	100	2,5	1,2/0,5
SKT 16	200...1600	40	16	103	370	680	C,D,E	3	100	2,5	0,9/0,5
SKT 24	200...1600	50	24	94	450	1.000	C,D,E	3	100	2,5	0,90
SKT 40	200...1600	63	40	80	700	2.500	C,D,E	3	150	4	0,66/0,2
SKT 55	200...1600	110	55	92	1.300	8.500	C,D,E	3	150	10	0,47/0,08
SKT 100	200...1600	175	100	85	2.000	20.000	C,D,E	3	150	10	0,28/0,08
SKT 130	200...1600	220	130	85	3.500	61.000	C,D,E	3	200	30	0,18/0,03
SKT 160	200...1600	280	160	85	4.300	92.500	C,D,E	3	200	30	0,18/0,03
SKT 215	200...1600	375	215	85	6.000	180.000	C,D,E	3	200	60	0,123/0,015
SKT 250	200...1600	450	250	85	7.000	245.000	C,D,E	3	200	60	0,123/0,015
SKT 300	200...1600	550	300	93	11.000	600.000	C,D,E	3	200	60	0,096/0,015

SCR-Thyristors

T <sub>a</sub> °C	Dissipador	I <sub>com</sub> (com. = 0.8 I <sub>ST</sub> )			Observações	Observaciones	Observations
		I <sub>CT</sub> max.	I <sub>CT</sub> max.	I <sub>CT</sub> max.			
130	KP 3/60 KP 2/80	17 A 20 A	24 A 27 A	18.5 A 22 A			
130	KP 3/60 KP 2/80 KP0.8/100	18 A 24 A 35 A	24 A 33 A 48 A	20 A 28 A 39 A			<p>C ≥ 200V/μs D ≥ 500V/μs E ≥ 1000V/μs</p> <p>dy/dt:</p>
130	KP3/60 KP2/80 KP0.8/100	22 A 28 A 44 A	30 A 40 A 60 A	24 A 31 A 49 A			<p>Para conjuntos e montagens em geral considera-se:</p> <p>1) Em ventilação natural: Tamb 45°C 2) Em ventilação forçada (F): Tamb 35°C e vazão linear de ar 6 m/s 3) K5 = KP3/60, K3 = KP2/80</p>
130	KP3/60 KP2/80 KP0.8/100 KP0.8/100F	24 A 36 A 54 A 80 A	33 A 48 A 75 A 108 A	26 A 40 A 60 A 90 A			<p>Para conjuntos y montajes debemos considerar:</p> <p>1) En ventilación natural: Tamb 45°C 2) En ventilación forzada (F): Tamb 35°C e flujo lineal de aire 6m/s 3) K5 = KP3/60, K3 = KP2/80</p>
130	KP 2/80 KP0.8/100 KP0.8/120 KP0.8/100F	42 A 76 A 104 A 135 A	60 A 110 A 150 A 185 A	46 A 84 A 115 A 150 A			<p>For stacks and assemblies keep in mind:</p> <p>1) Natural cooling Tamb 45°C 2) Forced cooling (F): Tamb 35°C and linear air flow 6m/s 3) K5 = KP3/60, K3 = KP2/80</p>
100	KP0.8/100 KP0.8/120 KP0.8/100F KP0.8/120F	90 A 130 A 180 A 220 A	125 A 180 A 245 A 285 A	100 A 145 A 200 A 245 A			
100	KP0.8/100 KP0.8/120 KP0.8/100F KP0.8/120F	90 A 140 A 200 A 270 A	125 A 200 A 255 A 360 A	100 A 155 A 220 A 300 A			
130	KP0.8/100 KP0.8/120 KP0.8/100F KP0.8/120F KP0.4/100	110 A 170 A 240 A 340 A 215 A	150 A 240 A 330 A 450 A 280 A	120 A 190 A 270 A 380 A 240 A			
130	KP0.8/120 KP0.8/120F KP0.4/100	190 A 400 A 250 A	270 A 540 A 330 A	210 A 445 A 260 A			
130	KP0.8/120 KP0.8/120F KP0.4/100	240 A 490 A 295 A	330 A 875 A 400 A	265 A 545 A 320 A			
130	KP0.8/120 KP0.8/120F KP0.4/100	250 A 570 A 305 A	380 A 800 A 415 A	280 A 630 A 335 A			

## CAPITULO VI

### OTRAS APLICACIONES

#### 6.a) ACCIONAMIENTOS MULTIMOTOR

Hasta ahora hemos visto el control de un accionamiento singular, sin embargo existen máquinas que por su construcción necesitan de varios motores para moverla en su totalidad, y en donde el material producido debe ser transportado por todas sus secciones a la misma velocidad, tal es el caso de una máquina de papel; existen también máquinas en las cuáles el material va siendo estirado y por ende en las diversas etapas de la máquina, se va requiriendo de menor velocidad por sección de la misma, tal es el caso de un tren de trabajo de la loseta vinílica.

Sin embargo en ambos casos se requiere de una sincronización de velocidad y aceleramiento de todos los motores.

Esto se puede lograr mediante un arreglo a todos los equipos en los cuáles la referencia a de ser general (Fig. 6.1).

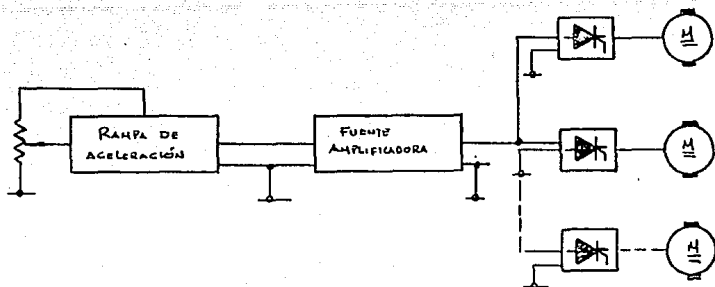


FIGURA 6.1

#### 6.b) ACCIONAMIENTO A PAR

Existen también accionamientos a motores helpers, los cuáles como su nombre lo indica ayudan a un motor principal a mover la carga, en ellos se debe actuar haciendo saturar la etapa de regulación de velocidad, y trabajando sobre el límite de corriente propio

del equipo, según el operador desee el reparto de carga de los motores.

Por otra parte en equipos bobinadores, la aplicación de hacer trabajar a par el motor en cuestión, es conveniente si se desea que la tensión de apriete de la bobina mantenga la misma tensión en todos sus puntos.

#### 6.c) SOBRE RESISTENCIAS CALEFACTORAS

Como hemos visto nuestro equipo es un control de voltaje visto eléctricamente, y por lo tanto puede ser aplicado en cargas resistivas, en las cuáles nos interese variar su tensión con una regulación confiable.

#### 6.d) SOBRE CARGAS INDUCTIVAS

La aplicación del equipo a inductancias puras como en el caso de los electroimanes, también puede ser aplicada sin olvidar que en estos casos lo que interesa controlar es la corriente, por lo cuál se deben hacer ciertas modificaciones a la etapa de regulación.

#### 6.e) SOBRE CARGAS CAPACITIVAS

Esta aplicación puede verse clara, si queremos utilizar el equipo en cargadores de baterías, donde retroalimentando por "armadura" y disponiendo de un circuito que haga automáticamente el cambio de voltaje de igualación - flotación podemos obtener resultados totalmente satisfactorios.

#### 6.f) SOBRE MOTORES C.A.

En motores de C.A. donde nos interesa tener arranques a tensión reducida, no importando la variación de par del motor, podemos utilizar nuestro equipo transformando el puente Graetz a un arreglo de tiristores en antiparalelo (triacs) sin olvidar que los canales de sincronismo serán adaptados a las necesidades.

#### 6.g) CONTROLES REGENERATIVOS

Esta aplicación se puede lograr con dos puentes en antiparalelo con funcionamiento alternado con pausa en la inversión (Fig.6.2).

Se controla uno de los dos puentes para el giro en un sentido pudiendo actuar en recuperación a la conexión del puente contrario siempre atendiendo a la espera mínima de 3 mseg, tiempo de seguridad para que los tiristores que conducían se hayan bloqueado después de impedir el disparo.

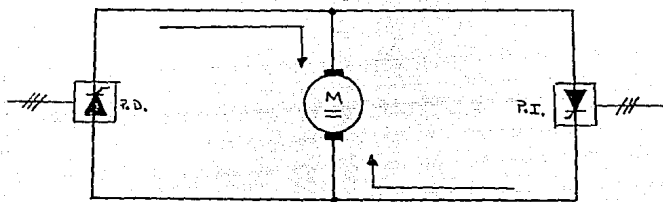


FIGURA 6.2 Control de cuatro cuadrantes

Este equipo llevará una parte lógica que efectuará la inversión no sin antes detectar las correctas condiciones de corriente y tiempo que permiten efectuar el cambio.

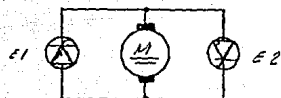
El funcionamiento en los cuatro cuadrantes se representa en la figura 6.3.

En el primer cuadrante, el puente 1 actúa sobre el motor, si queremos frenar e invertir el sentido de giro, será preciso pasar al segundo cuadrante en el que funciona el puente 2 trabajando en recuperación.

Cuando se extinga la corriente, el motor estará frenando y podemos proceder a efectuar el giro contrario con el mismo puente 2 haciendo que actúe el generador.

Para el frenado en este mismo sentido pasaremos de nuevo al puente 1 actuando en recuperación.

Así se efectúa el ciclo completo en orden creciente de cuadrantes siendo imposible los saltos del cuadrante 1 a 3 sin pasar por el 2.



83

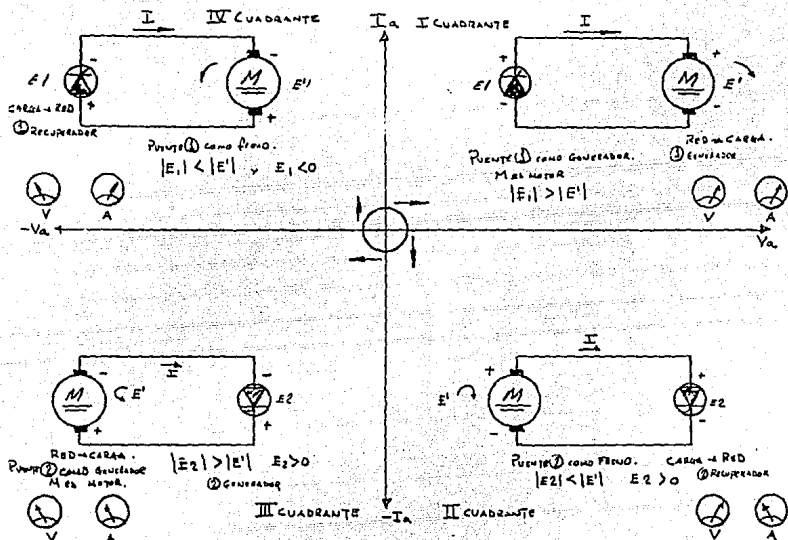


FIGURA 6.3

#### 6.h) CONTROL DE ALTERNADORES

Otra aplicación usada, es la del control de campo de alternadores de gran potencia (MVA's), y se puede lograr mediante la retroalimentación del voltaje generado por el mismo, actuando sobre su excitación.



## CAPITULO VII

### CONCLUSIONES

Tradicionalmente la mayor parte de los problemas de regulación de velocidad de máquinas eléctricas han sido resueltos mediante el motor c.c. que posee excelentes cualidades para ello.

Sin embargo, comparado con el motor de C.A. presenta las desventajas de mayor tamaño, precio y la complicación constructiva del colector, que a veces presenta serios problemas de explotación y mantenimiento.

No es de extrañar, por tanto, que desde el comienzo de la utilización de los motores eléctricos se haya intentado emplear el motor de C.A. más robusto y simple, especialmente el de jaula de ardilla, para efectuar regulación de velocidad.

Hasta la aparición del tiristor en el campo de la electrónica, el intento no había tenido más que un éxito precario, consiguiéndose la regulación de motores de inducción de rotor bobinado y anillos colectores mediante el control de la tensión de entrada al estator por reactancias saturables o autotransformador variable, así como, mediante el control de la corriente rotórica por inserción de resistencias.

Los motores de inducción con rotor bobinado y anillos rozantes no son tan simples y baratos como los de jaula, pero evidentemente el colector de anillos rozantes no presenta la complicación del colector de delgas de un motor de continua.

Con la aparición del tiristor se han mejorado en rendimiento y tamaño los equipos que funcionan por los procedimientos citados, y se ha posibilitado la regulación de cualquier motor C.A. mediante la alimentación con frecuencia y tensión variable.

Este método abre enormemente las posibilidades de regulación de velocidad de los motores de alterna, confiriéndoles un control de velocidad y de par, que no desmerece en cualidades del conseguido con los motores de C.C.

Aunque el motor de C.C. tiene mayor precio que el de C.A. el conjunto convertidor-motor es más caro en el caso de C.A.

La reducción del precio relativo de los semiconductores respecto al cobre electrolítico y la chapa magnética, así como la evolución de los circuitos convertidores hace que esta diferencia

de precio se vaya reduciendo paulatinamente.

Sin embargo, afrontando el retraso tecnológico de nuestro país, los convertidores de C.C. tienen la ventaja de ser más económicos ante los de alterna ya que estos en la actualidad son de manufactura totalmente extranjera, este mayor costo se acentúa cuando se manejan grandes potencias.

Para hacer dicha comparación debemos referirnos a equipos que suministren igualdad de características sobre la máquina a aplicar.

Si bien en grandes corporativos se utiliza la filosofía norteamericana ante equipos averiados de intercambiar módulos electrónicos y reemplazarlos por nuevos, en las medianas y pequeñas industrias esto no es costeable, por lo cual este factor es favorable a los convertidores C.C. ya que en México existen escuelas técnicas donde los planes de estudios, incluyen convertidores C.C. y si bien en el campo industrial existen infinidad de modelos y marcas, todos ellos trabajan con la misma filosofía.

No se intenta desmerecer unos u otros, sino resaltar que el equipo que satisface las exigencias de cada máquina es electrónico, no existiendo otro sistema que lo supere en prestaciones ya que con la electrónica podemos actuar fácilmente sobre variables de la máquina tales como diámetros, pares, presiones, velocidades, temperaturas y muchas otras para obtener la respuesta deseada del motor.

En definitiva todas esas variables determinarán la acción del motor en velocidad-tiempo o par, con precisiones incomparables a los sistemas anteriormente existentes de amplificadores magnéticos, decaladores, grupos rotativos, sistemas mecánicos o sistemas electromecánicos.

La precisión puede ser de 0.1% valor inalcanzable en dispositivos no electrónicos.

## BIBLIOGRAFIA

- SILICON CONTROLLED RECTIFIER; GENERAL ELECTRIC COMPANY 1967
- ELECTRONICA DE POTENCIA; G. SEGUIER- ED. G.G
- CIRCUITOS CON DIACS, TRIACS Y TIRISTORES; F.BERGOLD-ED. G.G.
- MANUAL DE FORMULAS TECNICAS; K.GIECK-REPRESENTACIONES Y SERVICIOS DE INGENIERIA
- ELECTROTECNIA GENERAL Y APLICADA; MOELLER & WERR - ED. LABOR
- EL TIRISTOR, APLICACIONES, CARACTERISTICAS Y FUNCIONAMIENTO; R. SWOBODA - ED. REDE
- CGEE ALSTHOM; EQUIPE ELECTRIC COMMANDE SECTIONALLE
- SEMİKRON; CATALOGO CONDENSADO 1980/81
- INDAR; MAQUINAS CORRIENTE CONTINUA
- INDAR; MOTORES CORRIENTE CONTINUA
- BONCOMPTE; NOTICIA DISMINUCION DEL COSTE ENERGETICO REPLANTANDO GRUPOS ROTATIVOS WARD-LEONARD
- TRATADO DE ELECTRICIDAD.CORRIENTE CONTINUA; DAVES - ED. G.G.
- PRUEBAS SOBRE MAQUINAS ELECTRICAS; F.TIBERIO - ED. VINCES-UNES
- MANUAL DE REGULACION DE VELOCIDADES MOTORES C.C. ; F.RUIZ VASALLO - CEAC

**-:- TESIS PROFESIONALES -:-**

**MECANOGRAFIA E IMPRESION**

**Campeche No. 156 , - - - - Col. Roma  
México, D. F. - - - - 06700**

**564-3954 ★ 584-8153**