



7
624.381528
R 666



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA



06/03/03
mauna

" APLICACION DE TIRISTORES PARA CONTROL DE TORQUE Y FRENADO DE UN MOTOR TRIFASICO DE INDUCCION DE ANILLOS DESLIZANTES "

TESIS DE GRADO
Previa a la obtención del Título de:
INGENIERO EN ELECTRICIDAD

ESPECIALIZACION: ELECTRONICA

Presentada por:

SEGUNDO E. ROBLES C. *aster*

Guayaquil - Ecuador

1.987



BIBLIOTECA



AGRADECIMIENTO

Al Ing. CARLOS VILLAFUERTE,
Director de Tesis, por la
ayuda y colaboración para la
realización de la misma.

Y a todos aquellos que
hicieron posible mi formación:

a mis profesores.

a mi familia.

a mis amigos.

DEDICATORIA

A MIS PADRES

A MIS HERMANOS

A MI ENAMORADA

DECLARACION EXPRESA

La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuesto en esta tesis, me corresponden exclusivamente; y, el patrimonio intelectual de la misma a la " ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

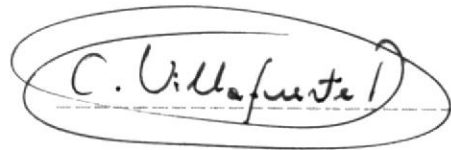
(Reglamento de Exámenes y Títulos profesionales de la ESPOL).

.....

.....
SEGUNDO E. ROBLES C.



Ing. Hernán Gutiérrez
Presidente del Tribunal



Ing. Carlos Villafuerte
Director de Tesis



Ing. Alberto Larco
Miembro del Tribunal



Ing. Norman Chootong
Miembro del Tribunal

RESUMEN

El objetivo primordial del presente trabajo es el de analizar el control de torque y control de frenado de un motor trifásico de inducción de anillos deslizantes en condición de estado estable y en el momento de parada. Este trabajo se ha realizado dado que en la mayoría de las aplicaciones, las maquinas de inducción se usán generalmente como motor.

Para realizar estas dos clases de control se empleán tiristores en el rotor del motor que permiten variar la resistencia efectiva del rotor y actuar directamente sobre el torque desarrollado. La tesis comprende 5 capítulos que se resumen a continuación.

En el primer capítulo se realiza el desarrollo teórico de la máquina de inducción cuando actúa como motor trifásico de anillos deslizantes. Contiene el proceso de formulación para determinar el torque desarrollado y define las ventajas y desventajas del frenado dinámico C.D. para este tipo de maquinas.

En el segundo capítulo se detalla la clase de controlador a utilizarse con las respectivas precauciones que deben de considerarse en las líneas de fuerza del rotor, tanto para el control de torque como para el control de frenado.

En el tercer capítulo se define el circuito de disparo a utilizarse, realizando una explicación detallada de cada uno de los bloques que lo componen.

En el capítulo Cuarto se realiza el diseño de control de torque y control de frenado con sus respectivas especificaciones.

El quinto capítulo contiene el ensamble, las pruebas y los resultados del control del frenado C.D. con tiristores inverso - paralelo en dos fases del rotor.

Finalmente, se señalan las conclusiones y recomendaciones.



BIBLIOTECA

INDICE GENERAL

	pag
RESUMEN.....	v
INDICE GENERAL.....	vii
INDICE DE ABREVIATURAS.....	x
INDICE DE TABLAS.....	xii
INDICE DE FIGURAS.....	xiii
INTRODUCCION.....	16
CAPITULO I	
MOTOR TRIFASICO DE INDUCCION DE ANILLOS DESLIZANTES.	
1.1 Variables que intervienen en el torque.....	18
1.2 Relacion entre corriente del rotor y torque de salida.....	22
1.3 Frenado.....	23
1.4 Relacion entre velocidad y corriente del rotor ..	26
1.5 Circuito equivalente.....	27
CAPITULO II	
LINEAS DE FUERZA EN EL ROTOR.	
2.1 Controlador trifasico de onda completa con SCR conectado en antiparalelo.....	29
2.2 Retardo en la conmutacion.....	30
2.3 Consideraciones a tomarse en el circuito de control de torque.....	35

2.4 Consideraciones a tomarse en el circuito de control de frenado.....	41
2.5 Formas de onda a la salida del controlador.....	44
2.6 Disparo de los tiristores del controlador.....	45
2.7 Selección y protección de los tiristores.....	47

CAPITULO III

CIRCUITO DE DISPARO DE LOS TIRISTORES

3.1 Funcionamiento del circuito.....	52
3.2 Diferentes señales obtenidas en el circuito.....	55
3.3 Generador de onda cuadrada.....	56
3.4 Generador de ramba.....	59
3.5 Comparador para la señal de retroalimentación.....	62
3.6 Modulación de los pulsos.....	63
3.7 Características del amplificador de pulsos.....	64

CAPITULO IV

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL DE TORQUE Y FRENADO PARA UN MOTOR TRIFASICO DE INDUCCION DE ANILLOS DESLIZANTES

4.1 Diseño del circuito de control de torque.....	68
4.1.1 Metodo de control de torque.....	68
4.1.2 Lazo de control de torque.....	69
4.1.2.1 Características del lazo.....	69
4.1.2.2 Transductor de torque.....	70
4.1.2.3 Acción del controlador.....	70
4.2 Analisis del diagrama de bloques del sistema con	

realimentación de torque.....	72
4.3 Diseño del circuito de control de frenado.....	75
4.3.1 Método de control de frenado.....	75
4.3.2 Lazo de control de frenado.....	76
4.3.2.1 Características del lazo.....	76
4.3.3 Transductor de velocidad.....	77
4.3.3.1 Características del transductor.....	77
4.3.4 Acción del controlador.....	79
4.3.4.1 Controlador proporcional - integral..	79

CAPITULO V

ENSAMBLAJE, PRUEBAS Y RESULTADOS DEL CONTROL DE FRENADO

5.1 Emsamblaje de los diferentes bloques.....	81
5.2 Pruebas experimentales.....	82
5.3 Resultados prácticos.....	85
CONCLUSIONES Y RELOMENDACIONES.....	87
APENDICE A: Especificaciones técnicas de los elementos usados en el diseño.....	89

BIBLIOGRAFIA

INDICE DE ABREVIATURAS

I_r	... Corriente en el rotor
T_d	... Torque desarrollado por el motor
s	... Deslizamiento
S_s	.. Velocidad sincrónica del motor de inducción
S_r	.. Velocidad de rotación del rotor
R_r	.. Resistencia efectiva del rotor
f_r	.. Frecuencia de voltaje inducido en el rotor
f_s	.. Frecuencia del voltaje aplicado
P_r	.. Pérdida en el rotor
V_p	.. Voltaje de fase de alimentación al estator
PER	.. Potencia entregada al rotor
V_G	.. Voltaje de puerta (G)
I_A	.. Corriente de ánodo
V_{AK}	.. Voltaje ánodo - cátodo
PAK	.. Pérdidas de encendido
V_{Th}	.. Fuente de Thévenin
T_m	.. Torque máximo
s_{mt}	.. deslizamiento para máximo Torque
R_{next}	.. Resistencia externa en el rotor
T_{ref}	.. Torque referencial
T_{sen}	.. Torque de retroalimentación
VC.D.	.. Voltaje directo aplicado al estator en el frenado

IC.D. .. Corriente directa en el estator en el frenado

R .. Resistencia en serie con la fuente C.D.

Vref .. Voltaje referencial del control de frenado

VT .. Voltaje de salida del transductor de velocidad

TH .. tiristor

TR1 .. Transformador de aislamiento para el circuito de disparo a la salida

TRi .. Transformador de aislamiento para el circuito de disparo a la entrada

INDICE DE TABLAS

- Tabla # 1 : Establece una relación entre el tiempo de retardo α_r por unidad de velocidad del rotor S_v .
- Tabla # 2 : Resultados experimentales del Frenado Dinámico C.D.

INDICE DE FIGURAS

- Fig. 1-1. Características torque - deslizamiento para diferentes modos de operación
- Fig. 1-2. Esquema de un motor de inducción de anillos deslizantes
- Fig. 2-1. Controlador trifásico de onda completa con SCR conectado en antiparalelo
- Fig. 2-2. Formas de onda durante el encendido del SCR
- Fig. 2-3. Formas de onda durante el apagado del SCR
- Fig. 2-4. Circuito del rotor en thévenin
- Fig. 2-5. Curvas torque vs deslizamiento para diferentes valores de R_r .
- Fig. 2-6. Líneas de fuerza en el rotor para control de torque
- Fig. 2-7. Circuito equivalente del motor de inducción de anillos deslizantes incluyendo α , bajo acción del frenado dinámico C.D. con resistencia del rotor variable
- Fig. 2-8. Variación de α_r con respecto a la velocidad p.u. s .
- Fig. 2-9. Forma de onda para valores de $\alpha = 0, 30$ y 60 grados
- Fig. 2-10. Forma de onda para valores de $\alpha = 90, 120$ y 150 grados

Fig. 2-11. Forma de onda del circuito de disparo de la fig. 2-1. con $\alpha = \frac{\pi}{2}$.

Fig. 2-12. Circuito equivalente del motor de inducción de anillos deslizantes con sus respectivas protecciones

Fig. 3-1. Diagrama de bloques del circuito de disparo

Fig. 3-2. Diagrama de tiempo del circuito de disparo para una fase (semiciclo positivo)

Fig. 3-3. Circuito generador de onda cuadrada

Fig. 3-4. Diagrama de tiempo para el circuito generador de onda cuadrada

Fig. 3-5. Circuito generador de rampa

Fig. 3-6. Diagrama de tiempo del generador de rampa

Fig. 3-7. Circuito electrónico del comparador

Fig. 3-8. Diagrama de tiempo del comparador

Fig. 3-9. Circuito multivibrador astable

Fig. 3-10. Amplificador de pulsos

Fig. 4-1. Diagrama de bloques de control de torque

Fig. 4-2. a) Circuito electrónico del control proporcional integral b) Diagrama de bloques del control proporcional integral

Fig. 4-3. Diagrama de bloques con realimentación de torque y

con sus respectivas especificaciones para un motor trifásico de inducción de anillos deslizantes.

Fig. 4-4. Diagrama de bloques del control de frenado dinámico C.D. de un motor de inducción de anillos deslizantes - aplicando tiristores

Fig. 4-5. Circuito divisor de tensión y filtro RC a la salida del tacómetro

Fig. 4-6 Circuito de control proporcional - integral

Fig. 4-7 Diagrama de bloques del control proporcional - integral

Fig. 5-1. Circuito de fuerza para el frenado dinámico C.D. de un motor trifásico de inducción de anillos deslizantes con tiristores antiparalelos en dos fases del rotor.

Fig. 5-2. Circuito de disparo.

Fig. 5-3. Circuito del estator en el frenado dinámico C.D. con una resistencia en serie con la fuente C.D.

INTRODUCCION

Este trabajo corresponde al control de torque y frenado de un motor trifásico de inducción de anillos deslizantes. Esto es deseable porque hay un gran número de este tipo de motores en la industria. Su popularidad es debido a su simplicidad de construcción y su costo comparativamente bajo.

El motor de inducción de anillos deslizantes se prefiere en aplicaciones que requieren la aceleración de cargas de alta inercia tales como montacargas y ascensores.

Una forma de control de torque es por alteración de la resistencia del rotor, el objetivo de este trabajo es el de obtener un método viable de alteración de la resistencia efectiva del rotor usando un controlador trifásico de onda completa, con tiristores conectados en antiparalelo. El rotor de un motor de inducción induce un voltaje variable (frecuencia variable), el mismo que es proporcional al deslizamiento que depende de la resistencia efectiva del rotor.

Para frenar un motor trifásico de inducción de anillos deslizantes, utilizaremos el frenado dinámico C.D., conjuntamente con un control de tiristores, que resulta ventajoso debido a que se puede controlar ajustando el voltaje C.D. aplicado al

estator.

La mayoría de los circuitos usados son diseñados de tal manera, que sean lo mas comprensibles para las personas que deseen informarse, y los elementos usados son dispositivos bastante comunes y de facil adquisición en nuestro mercado.

CAPITULO I

MOTOR TRIFASICO DE INDUCCION DE ANILLOS DESLIZANTES

1.1 Variables que intervienen en el torque.

Con el desarrollo de la tecnología moderna las áreas de aplicación de las máquinas de inducción han sido extendidas. Su uso es generalmente como motor, por lo que nos referimos a la máquina de inducción cuando trabaja como tal.

La máquina de inducción consiste esencialmente de un estator y de un rotor; el estator recibe energía del circuito de alimentación y en el rotor se induce corriente de trabajo.

Cuando el devanado del estator de la máquina de inducción es excitado por corriente alterna, ésta inducirá voltajes en el devanado del rotor de forma similar al efecto de inducción que ocurre en un transformador.

Debido a que el devanado del rotor es un circuito cerrado, se producirán corrientes a causa de un voltaje inducido, y éstas corrientes interactuarán con el flujo magnético en el entrehierro, produciendo un par que oca-

siona el giro del rotor.

Para inducir voltaje debe existir movimiento relativo entre el flujo del estator y el rotor. Si el rotor gira a la velocidad del flujo del estator no se induce voltaje, no se crea flujo en el rotor y no se desarrolla torque. Sin embargo, a cualquier velocidad del rotor inferior a la del flujo se inducen voltajes, circulan corrientes, se crea un flujo en el rotor y se produce torque. Así, el motor libre acelera hasta una velocidad a la cual el torque electromagnético resultante se halle balanceado por los contratorques que actúan sobre el motor y continuará girando a esta velocidad siempre y cuando no se efectúen cambios adicionales en el sistema.

Esto es un motor de inducción, un motor en el cual se introduce potencia al rotor, no por conducción sino por inducción, lo cual por muchos aspectos es comparable, con la transformación de potencia desde el primario hacia el secundario de un transformador.

La velocidad sincrónica de un motor de inducción S_s , es la velocidad del flujo giratorio ϕ_s ($120f/p$), en donde f es la frecuencia del voltaje aplicado. La velocidad del rotor S_r , es típicamente del orden de 0.95 S_s a plena

carga.

La frecuencia de voltaje inducido en el rotor está determinada no por S_s o por S_r , sino por $S_s - S_r$, ya que ésta es la velocidad del flujo con respecto a los devanados del rotor, por tanto la frecuencia del rotor (f_r), es $p(S_s - S_r)/120$.

Tenemos:

$$S_s = \frac{120 f}{p} \quad \text{y} \quad (1-1)$$

$$S_s - S_r = \frac{120 f_r}{p} \quad (1-2)$$

Al dividir miembro a miembro (1-2) para (1-1) tenemos:

$$\frac{S_s - S_r}{S_s} = \frac{f_r}{f} = s \quad (1-3)$$

$S_s - S_r$ es denominado velocidad de deslizamiento, y s es el deslizamiento. El motor podrá ser analizado en base a la velocidad de deslizamiento, pero es más conveniente trabajar con el deslizamiento. Así para cualquier velocidad.

$$f_r = sf. \quad (1-4)$$

De la ecuación 1-3 despejamos S_r .

$$\frac{S_s - S_r}{S_s} = s$$

$$S_r = S_s(1 - s) \quad (1-5)$$



BIBLIOTECA

Cuando se bloquea el rotor, $S_r = 0$, $s = 1$ y $f_r = f$. el voltaje desarrollado en el rotor en un instante dado es función del deslizamiento y es :

$$V_r = s V_{ro} \quad (1-6)$$

donde V_{ro} es el voltaje de rotor reflejado cuando el rotor está bloqueado. El torque desarrollado en cualquier motor es :

$$T_d = 7.04 \frac{P_d}{S_r} \quad (1-7)$$

en el motor de inducción.

$$P_d = (1 - s) \text{PER} \quad (1-8)$$

donde
$$\text{PER} = \frac{3 I_r^2 R_r}{s} \quad (1-9)$$

Entonces :
$$T_d = \frac{7.04(1 - s) \text{PER}}{S_r} \quad (1-10)$$

Si reemplazo la ecuación 1-9 y S_r en la ecuación 1-10 obtengo :

$$T_d = \frac{7.04 (1 - s) 3 I_r^2 R_r}{(1 - s) S_s s} = \frac{21.12 I_r^2 R_r}{s S_s}$$

$$T_d = \frac{21.12 I_r R_r}{s S_s} \quad (1-11)$$

En las variables que intervienen en el torque tenemos la (Ir) corriente del rotor (sin resistencia) y el deslizamiento.

1.2 Relación entre corriente del rotor y torque de salida

Cuando se conoce la corriente del rotor tenemos que definir la pérdida en el rotor como Pr :

$$Pr = 3I_r R_r \quad y \quad (1-12)$$

La potencia desarrollada Pd :

$$Pd = \frac{(1-s)}{s} 3I_r R_r.$$

Por lo tanto la potencia entregada al rotor, PER es :

$$PER = Pr + Pd = 3I_r R_r + \left(\frac{1-s}{s} \right) 3I_r R_r$$

entonces :

$$PER = \frac{3 I_r R_r}{s} \quad (1-13)$$

de esta relación :

$$Pr = s PER \quad (1-14)$$

$$Pd = (1-s) PER \quad y \quad (1-15)$$

$$T_d = 21.12 \frac{R_r I_r^2}{s S_s} \quad (1-16)$$

Con lo cual, el torque desarrollado es directamente proporcional al cuadrado de la corriente del rotor.

1.3 Frenado.

Si un motor se para mediante simple desconexión, debido a la inercia del rotor éste continúa girando durante un intervalo de tiempo hasta detenerse, condición que puede resultar inaceptable en una situación particular.

A continuación tenemos un gráfico que nos da la característica torque - deslizamiento para diferentes modos de operación de un motor de inducción de anillos deslizantes ver fig. 1-1.

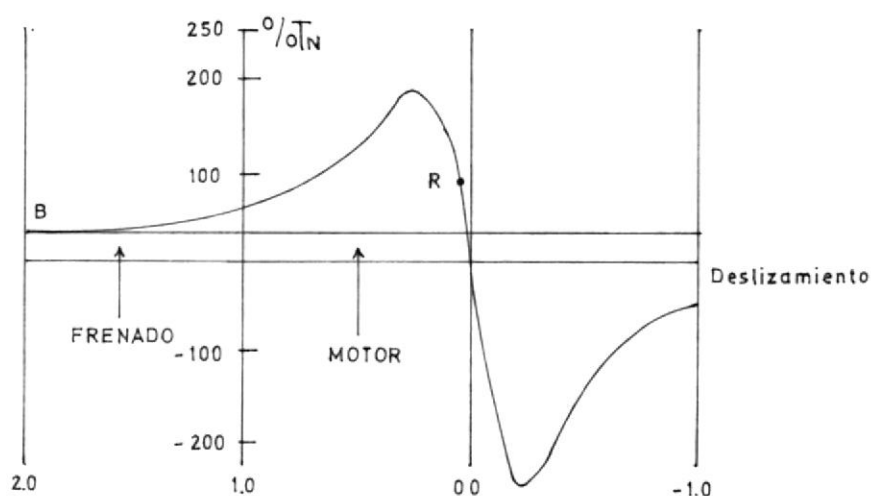


Fig. 1-1. Características torque - deslizamiento para diferentes modos de operación.

En la región $1 < s < 2.0$; el torque es positivo, pero la velocidad del rotor es negativa puesto que esta girando en una dirección opuesta a la del flujo; en consecuencia existe un torque de frenado, taponamiento es el término utilizado para denominar la parada del motor por medio de la inversión de dos líneas. Y debe de ponerse un medio de desconexión de la línea cuando el motor llega al reposo, con el fin de evitar subsiguiente aceleración en la

dirección contraria.

Aunque el taponamiento es un método común de frenado, tiene algunas desventajas las corrientes del rotor son grandes - algo mayores que las corrientes de arranque del rotor. Segundo, si el motor está funcionando a carga nominal lo que corresponde al punto R en la curva, inmediatamente después del taponamiento, el punto de funcionamiento se encuentra en B; el torque de frenado no es considerable, aunque aumenta a medida que el motor disminuye la velocidad y el periodo de desaceleración para cargas de alta inercia es prolongado.

Si un segundo motor o una carga de tipo sobreacelerativa, mueve el motor en la dirección de, pero a una velocidad mayor que S_s , el deslizamiento se hace negativo; el frenado de la carga de tipo sobreacelerativa es del tipo regenerativo. Pero la acción del frenado no es controlada, el frenado continúa hasta la velocidad requerida por los torques en el eje para rotación continua.

Además del frenado por taponamiento y regenerativo, es posible aplicar un frenado dinámico; se retirarán las líneas de C.A. y se aplica C.D. a los devanados del estator. El flujo del estator ya no será rotatorio sino

estático; las relaciones flujo - voltaje en el rotor son similares a los de una máquina de C.D. en la cual la circulación de corriente en los devanados del rotor origina un flujo de rotor de cuadratura el cual reacciona con el flujo del estator y desacelera el rotor. Comparado con taponamiento, el frenado dinámico es ventajoso debido a que se puede controlar ajustando el voltaje de C.D. aplicado, además ocasiona corrientes de rotor pequeñas, menos calentamiento y no puede causar inversión de marcha en el motor; sin embargo, requiere de una fuente de C.D..

1.4 Relación entre velocidad y corriente del rotor.

En nuestro análisis la relación K : número de vueltas en el rotor por fase para número de vueltas en el estator por fase es tomada como la unidad.

$$K = \frac{N_r}{N_s} \quad (1-17)$$

La corriente en el rotor viene definida por :

$$I_r = \frac{k^2 V_r}{K^2 (R_r/s) + iK^2 X_r} = \frac{V_r}{R_r/s + i X_r} \quad (1-18)$$

en magnitud :

$$I_r = \frac{V_r}{(R_r / s + X_r^2)^{1/2}} \quad (1-19)$$

como

$$s = \frac{S_s - S_r}{S_s} \quad \text{y} \quad S_s = \frac{120 f}{p} \text{ es}$$

fijo, si la velocidad del rotor aumenta, el deslizamiento disminuye, la corriente del rotor disminuye y viceversa.

1.5 Circuito equivalente.

El motor de inducción es similar en construcción a un transformador y el circuito equivalente también lo es. En la fig. 1-2. se muestra el circuito equivalente de un motor de inducción.

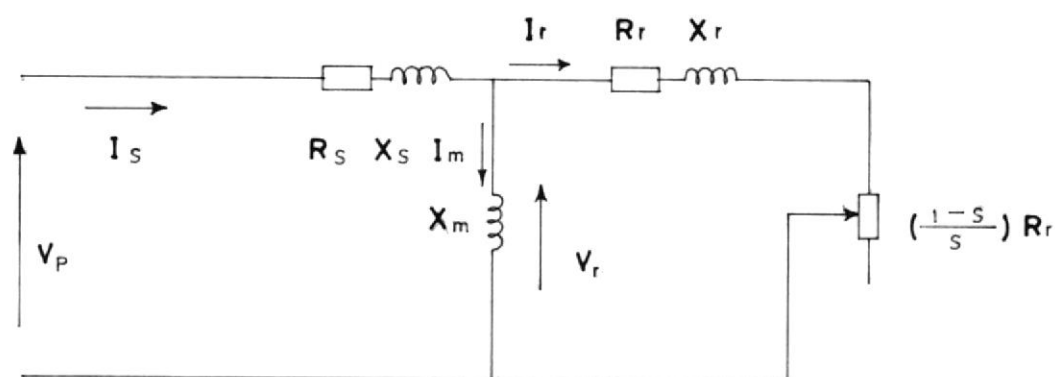


Fig.1-2. Esquema de un motor de inducción anillos deslizantes.

donde :

V_p : es el voltaje de fase de alimentación al estator.

R_s y X_s representan la resistencia y reactancia del estator respectivamente. La impedancia del circuito magnético (núcleo) del motor es representado por X_m , su resistencia de pérdida R_0 no se representa en el circuito; más aún las pérdidas de fricción, aerodinámicas y de carga aislada no se identifican separadamente, sino que forman parte de la potencia desarrollada.

El rotor real se ha reemplazado por un rotor equivalente para lo cual la relación de vueltas es la unidad. V_r, R_r, X_r son las variables del rotor asumidas.

R_r es la componente resistiva en la cual ocurren las pérdidas $I_r^2 R$ y $(1 - s/s)R_r$ es el equivalente resistivo de la potencia desarrollada.

CAPITULO II

LINEAS DE FUERZA EN EL ROTOR

2.1 Controlador trifásico de onda completa con SCR conectado en antiparalelo.

Los voltajes que se inducen en el rotor V_r son trifásicos balanceados de la forma:

$$V_R = V_m / \sqrt{3} \text{ sen } (Wrt - \frac{\pi}{6})$$

$$V_S = V_m / \sqrt{3} \text{ sen } (Wrt - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6})$$

$$V_T = V_m / \sqrt{3} \text{ sen } (Wrt + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \quad \text{donde } V_m = \sqrt{2} V_{eff}.$$

que corresponden a los de fase, y los siguientes a los de línea.

$$V_{RS} = V_m \text{ sen } (Wrt)$$

$$V_{ST} = V_m \text{ sen } (Wrt - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_{TR} = V_m \text{ sen } (Wrt + \frac{2\pi}{3}).$$

Una configuración muy común de los tiristores es la mostrada en la fig. 2-1., en este circuito se realiza un control bidireccional de onda completa sin tener acceso al neutro del sistema. Como en el rotor de un motor de inducción de anillos deslizantes solo se tiene acceso a tres líneas, para solucionar este problema se ha creado

un centro de estrella ficticio.

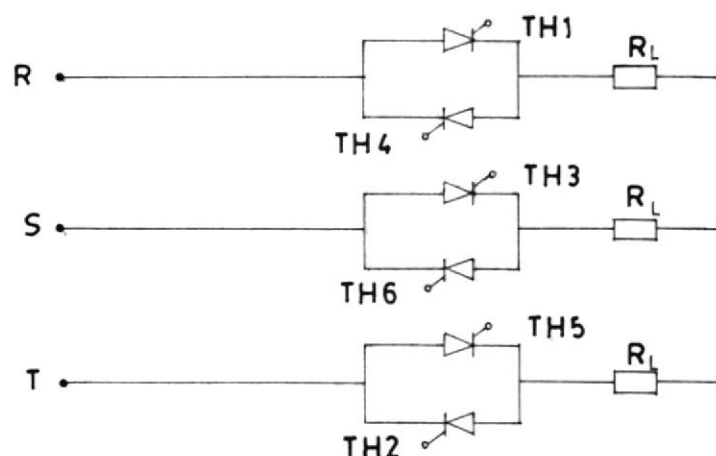


Fig. 2-1. Controlador trifásico de onda completa con SCR conectado en antiparalelo.

2.2 Retardo en la conmutacion.

Los tiristores son encendidos cuando son disparados por un pulso en la puerta cuando se encuentran con polarización directa ($V_{AK} > 0$). Sin embargo la transición desde apagado hasta el final del encendido con voltaje directo no es instantáneo. Esto es ilustrado en la fig. 2-2.

El tiempo de encendido T_{on} , es el tiempo que pasa desde el inicio del disparo (50 % del valor de V_G) hasta que la intensidad de ánodo ha alcanzado el 90% del valor final y puede ser dividido dentro de dos períodos: tiempo de subida T_r y tiempo de retardo T_d ; estos son definidos

en la fig 2-2. en términos del voltaje y corriente de ánodo.

Tiempo de retardo.— Es el tiempo que pasa desde el inicio del disparo hasta que la corriente del ánodo alcanza el 10 % del valor final, como se muestra en la fig. 2-2.

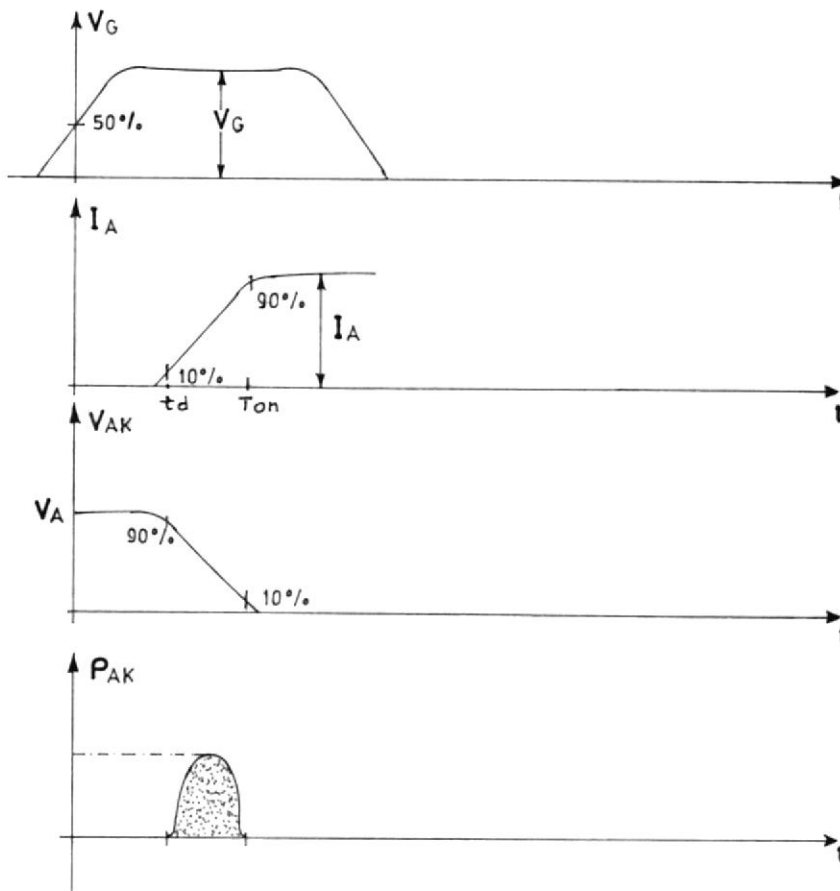


Fig. 2-2. Formas de onda durante el encendido del SCR.

Tiempo de subida.— Es el tiempo requerido para que la

corriente de ánodo suba del 10% al 90% de su valor final. El tiempo de encendido $T_{on} = T_r + T_d$, este puede estar entre 1 a 4 useg.; de aquí que la duración del pulso de disparo deberá estar entre 20 y 100 useg.

La amplitud del pulso de disparo para este tipo de tiristores es de 2.0 voltios y una corriente de 40 mamps., se puede observar en la fig 2-2. que durante el tiempo de subida el SCR lleva una alta corriente directa y soporta un apreciable voltage directo; esto puede causar una gran disipación de potencia instantánea, creando internamente en el dispositivo lo que se denomina "punto caliente" lo cual podría destruir al dispositivo. Para eliminar este problema es necesario limitar la rapidez de subida de la corriente.

El área rayada bajo la curva representa las pérdidas de encendido, estas pérdidas pueden ser significativas en aplicaciones de alta frecuencia.

Una vez que el tiristor entra en conducción existe una apreciable corriente directa entre ánodo y cátodo, la puerta no tiene control de esta corriente. El SCR se apagará cuando la corriente de ánodo llegue a cero, este fenómeno es llamado "CONMUTACION NATURAL" y cuando ésta

es forzada a ser cero se la denomina "CONMUTACION FORZADA".

El tiempo de apagado del tiristor es definido como el intervalo de tiempo mínimo entre el instante en que la corriente de ánodo llega a ser cero y el instante en que el dispositivo es capaz de bloquear el voltaje directo.

El tiempo de apagado T_{off} es ilustrado en la fig. 2-3. T_{off} es dividido dentro de dos intervalos de tiempo: de restablecimiento inverso T_{rr} y el tiempo de restablecimiento de puerta T_{rg} ; de acuerdo al gráfico en el instante T_1 la corriente directa de ánodo llega a cero.

Durante el tiempo de restablecimiento inverso, T_1 a T_3 , la corriente de ánodo fluye en dirección inversa, en el instante T_2 es desarrollado un voltaje inverso en el ánodo, y la corriente continua de restablecimiento inverso es decrementada. En el instante T_3 las uniones J_1 y J_3 son habilitadas para bloquear el voltaje inverso, sin embargo el tiristor no está todavía habilitado para bloquear el voltaje directo porque aún están presentes portadores de carga en la unión J_2 . Durante el intervalo T_3 A T_4 estos portadores se combinan, en el instante T_4 la combinación es completa, y por lo tanto un voltaje direc-

to puede ser reaplicado en este instante. El tiempo de apagado del SCR es el intervalo entre T_4 y T_1 el mismo que varia desde 10 a 100 useg.

En aplicaciones prácticas, el tiempo de apagado provisto para el SCR por el circuito, llamado "tiempo de apagado del circuito T_q " debe ser mayor que el tiempo de apagado del dispositivo T_{off} , para un margen de seguridad aceptable. Los tiristores que tienen un tiempo de apagado entre 50 a 100 useg. se llaman de "conmutación lenta" o tiristores de control de fase y los que tienen un bajo tiempo de apagado (entre 10 a 50 useg.), son llamados de "conmutación rápida o tiristores tipo inversor".

Las curvas características con los respectivos intervalos de tiempo son ilustrados en la fig. 2-3.

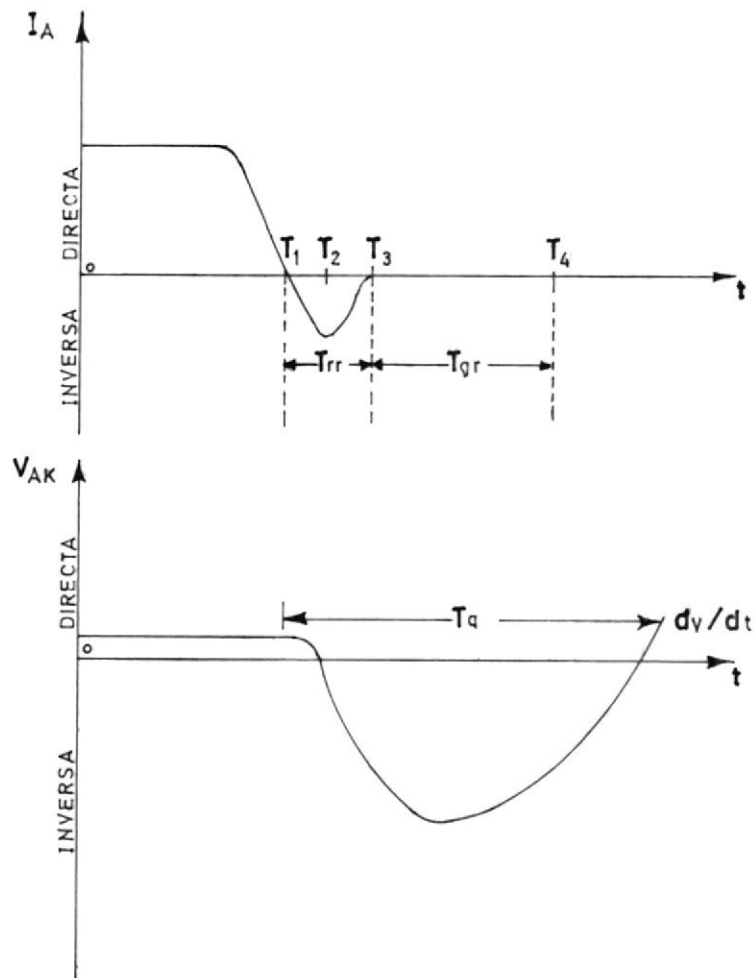


Fig. 2-3. Formas de onda durante el apagado del SCR.

2.3 Consideraciones a tomarse en el circuito de control de torque.

Una técnica analítica que permite la evaluación del circuito de fase del motor consiste en convertirlo a un

equivalente de Thévenin con R_r/s como una resistencia de carga variable para enfatizar el rotor y en particular relacionar el deslizamiento con el funcionamiento del motor, lo cual permite la determinación de la potencia de salida, el torque y el deslizamiento (Ver fig. 2-4.).

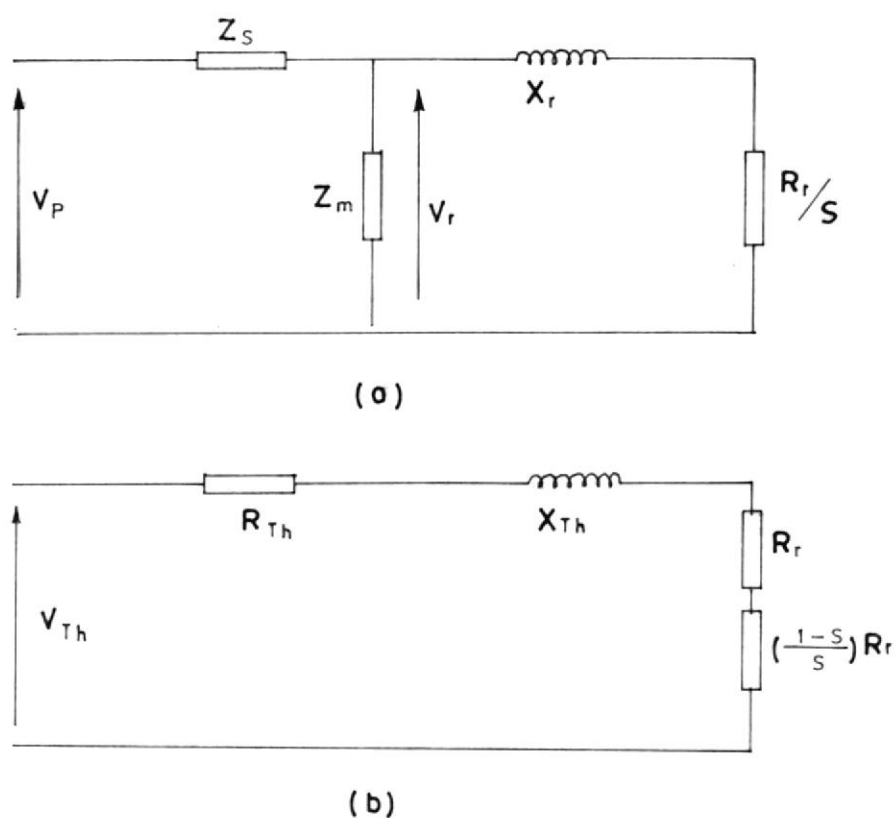


Fig. 2-4. Circuito del rotor en Thévenin.

En la fig. 2-4.(a), el circuito se representa con Z_s reemplazado por $R_s + iX_s$ y con Z_m en vez de X_m . Esta porción del circuito debe de convertirse a una fuente de

Thévenin. Un voltaje Thévenin es el voltaje en terminales con R_r/s fuera del circuito y la impedancia de Thévenin es X_r , en serie con la combinación en paralelo de Z_s y Z_m :

$$V_{Th} = \frac{V_p Z_m}{Z_s + Z_m}$$

$$\frac{Z_s Z_m}{Z_s + Z_m} = Z_{pa} = R_{pa} + jX_{pa} \text{ (combinación en paralelo: } pa)$$

$$Z_{Th} = Z_{pa} + jX_r = R_{pa} + j(X_{pa} + X_r) = R_{Th} + jX_{Th}$$

En la fig. 2-4. (b) tenemos el circuito de Thévenin. De este circuito, la corriente del rotor es:

$$I_r = \frac{V_{Th}}{(R_{Th} + R_r/s) + jX_{Th}}$$

Y la potencia de entrada al rotor es :

$$PER = \frac{3 I_r^2 R_r}{s} = \frac{3 V_{Th}^2 R_r/s}{(R_{Th} + R_r/s)^2 + X_{Th}^2}$$

El torque obtiene su máximo valor T_m , cuando la PER es máxima. del teorema de máxima transferencia de potencia.

la potencia en una carga de resistencia variable es máxima cuando la resistencia es igual al valor absoluto de la impedancia de la fuente para esto se requiere que.

$$\frac{R_r}{smt} = \sqrt{R_{Th}^2 + X_{Th}^2} \quad \text{en donde } smt \text{ es el deslizamiento para máximo torque.}$$

$$smt = \frac{R_r}{\sqrt{R_{Th}^2 + X_{Th}^2}}$$

Una forma de lograr mantener el torque constante es variando la resistencia efectiva del rotor y la velocidad será el punto donde la curva T vs s cruza el torque deseado (ver fig. 2-5.).

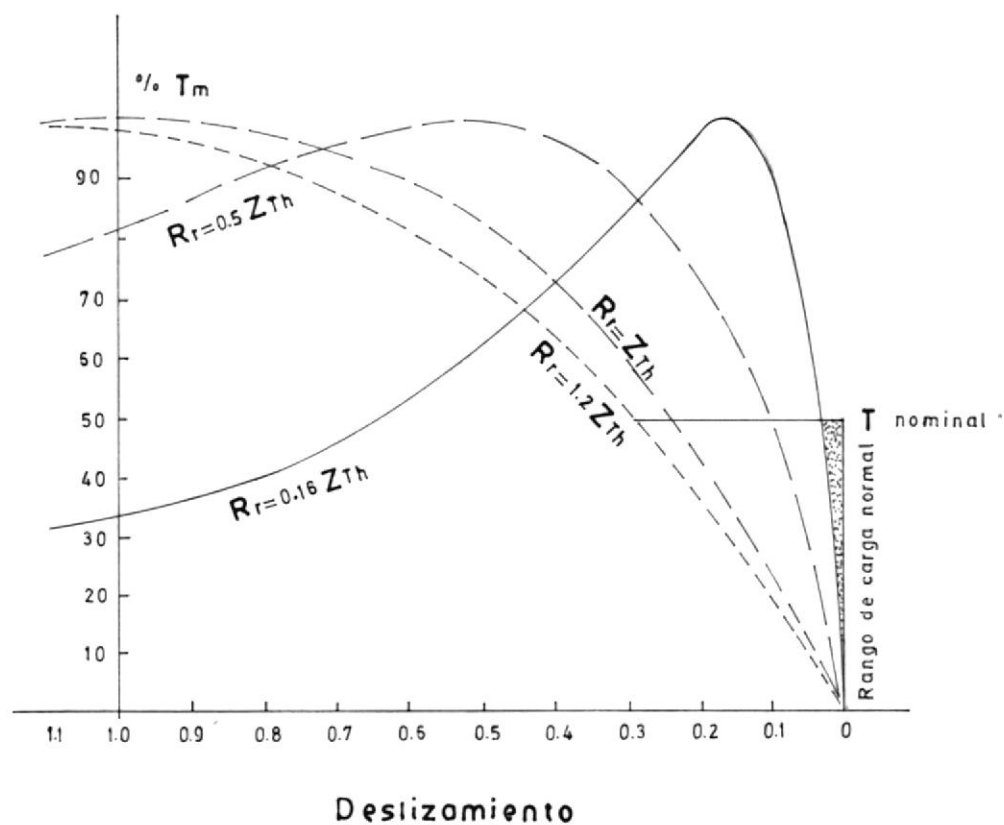


Fig. 2-5. Curvas torque vs deslizamiento para diferentes valores de R_r .

Para esto utilizamos un controlador trifásico de onda completa con tiristores conectados en antiparalelo con carga resistiva R_{r2} conjuntamente con un banco trifásico de resistencia R_{r1} (ver fig. 2-6.).

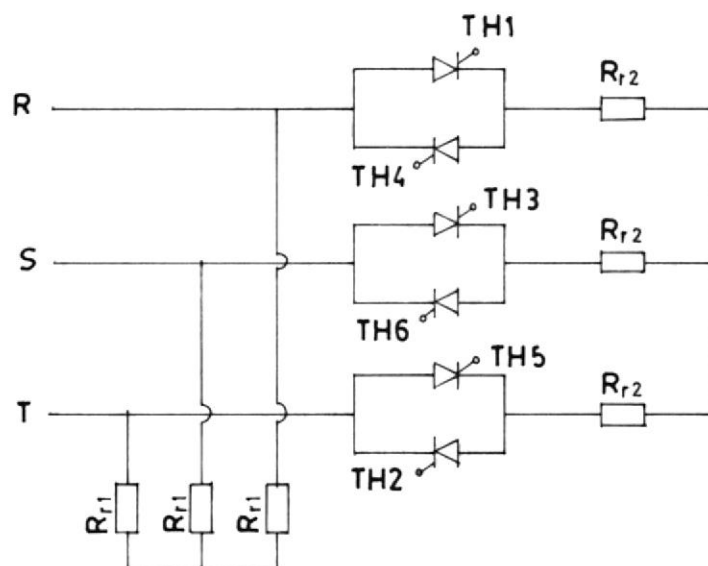


Fig. 2-6. Líneas de fuerza en el rotor para control de torque.

Para determinar R_{r1} es necesario saber el deslizamiento cuando ocurre el máximo torque en ese caso, $R_r = 2,688 \Omega + R_{r1}$ siendo $\alpha = 150$ grados, y para definir R_{r2} se condiciona el mínimo torque que desarrolla el motor. En este caso $R_r = 2,688 \Omega + R_{r1} \parallel R_{r2}$ siendo $\alpha = 0$ grados; como podemos observar para $\alpha = 0$ grados la resistencia efectiva del rotor es mínima, y para $\alpha = 150$ grados la resistencia efectiva del rotor es máxima.

2.4 Consideraciones a tomarse en el circuito de control de frenado.

Con el propósito de controlar la resistencia del rotor se incluye resistencias en serie R_{S1} , con tiristores antiparalelos conectados a un banco de resistencias R_p , como se muestra en la fig. 5-1. El circuito equivalente del motor de inducción incluyendo el ángulo de disparo es dibujado ver fig. 2-7.

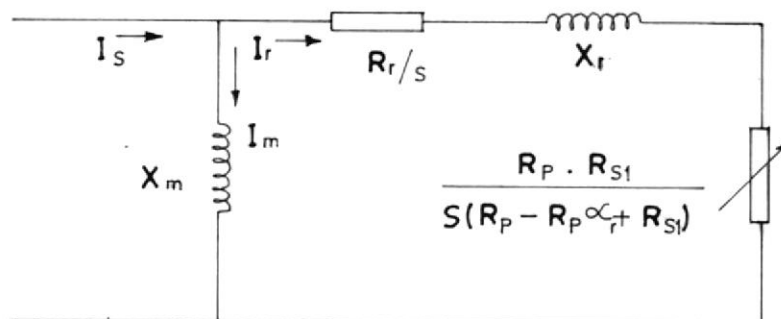


Fig. 2-7. Circuito equivalente del motor de inducción de anillos deslizantes incluyendo α_r , bajo acción del frenado dinámico C.D. con resistencia del rotor variable.

Debemos de considerar que R_p está definida por los parámetros del motor a utilizarse cuyos datos de placa son : 1,5 HP, 220 voltios, 60 HZ, 5,8 amps y 1.680 RPM. El valor de R_p corresponde al punto máximo de torque de

frenado por unidad de velocidad y esta dada por: $R_p = X_m + X_r - R_r$.

Realizando la prueba de vacío ideal y rotor bloqueado.

$$X_m = 31,087 \Omega \quad X_r = 2,175 \Omega \quad R_r = 2,688 \Omega$$

$$\text{De lo cual } R_p = 31,087 \Omega + 2,175 \Omega - 2,688 \Omega = 30,594 \Omega$$

El valor R_{s1} es tal que el punto máximo de torque de frenado es mantenido para la velocidad mínima posible. La relación entre el tiempo de retardo α_r por unidad de velocidad del rotor s_f (deslizamiento s) está dada como sigue.

$$\alpha_r = 1 + R_{s1}/R_p - (R_{s1}/s_f (X_m + X_r) - R_r)$$

Si $\alpha = 0$ grados para $S_u = 0.1$ entonces tenemos:

$$0 = 1 + R_{s1}/30,594 \Omega - (R_{s1}/0,1 (31,087 \Omega + 2,175 \Omega) - 2,688 \Omega)$$

Despejando $R_{s1} = 0,65 \Omega$.

A continuación se detalla una tabla de: α_r vs s_u y su gráfica correspondiente (fig. 2-8.).

S_u	α_r
0,1	0
0,2	0,857
0,4	0,939
0,6	0,9836
0,8	0,994
1,0	1,0

TABLA I.- establece una relación entre el tiempo de retardo α_r por unidad de velocidad del rotor S_u .

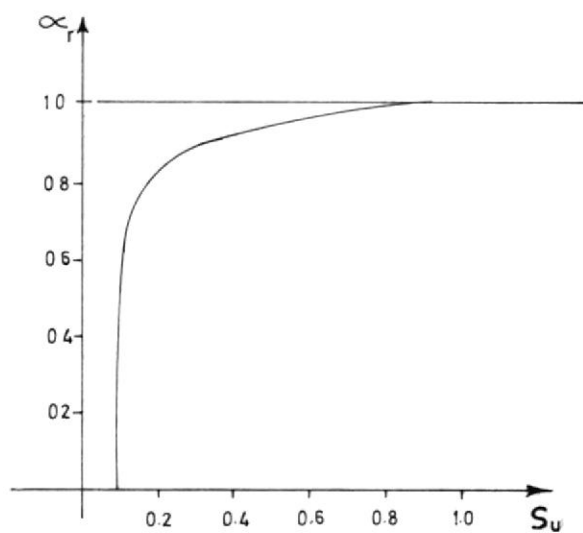


Fig. 2-8. Variación de α_r con respecto a la velocidad p.u. S_u .

2.5 Formas de onda a la salida del controlador.

Al controlador trifásico de onda completa con tiristores conectados en antiparalelo, se creó un neutro de estrella ficticio, el cual presenta el inconveniente de proporcionar en la salida una forma de onda deformada pero simétrica. A continuación detallamos la forma de onda para diferentes valores de tiempo de retardo (figs. 2-9. y 2-10.).

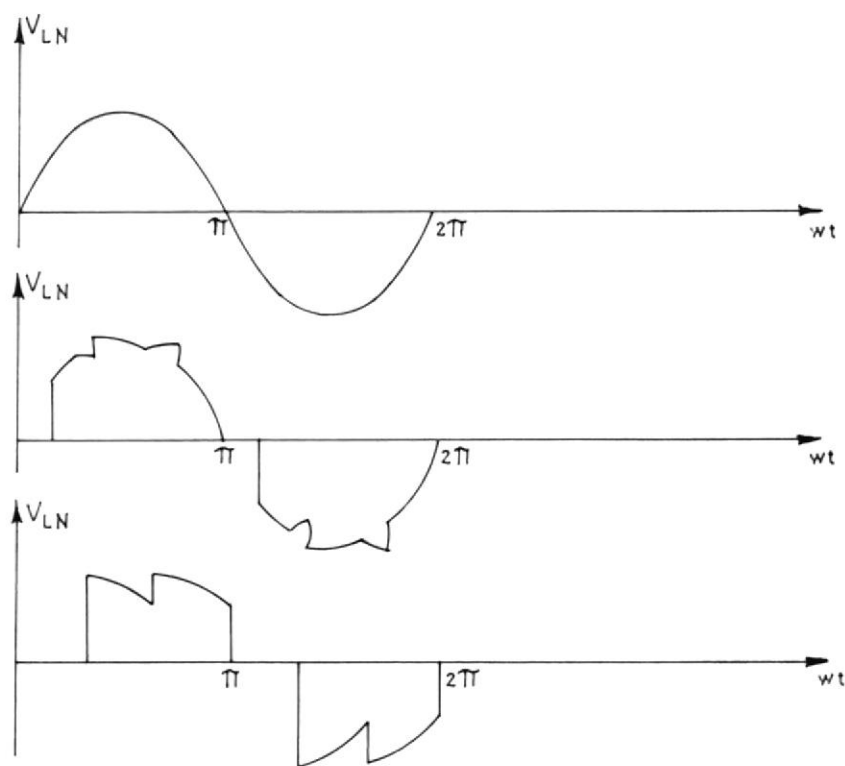


Fig. 2-9. Forma de onda para valores de $\alpha = 0, 30$ y 60 grados.

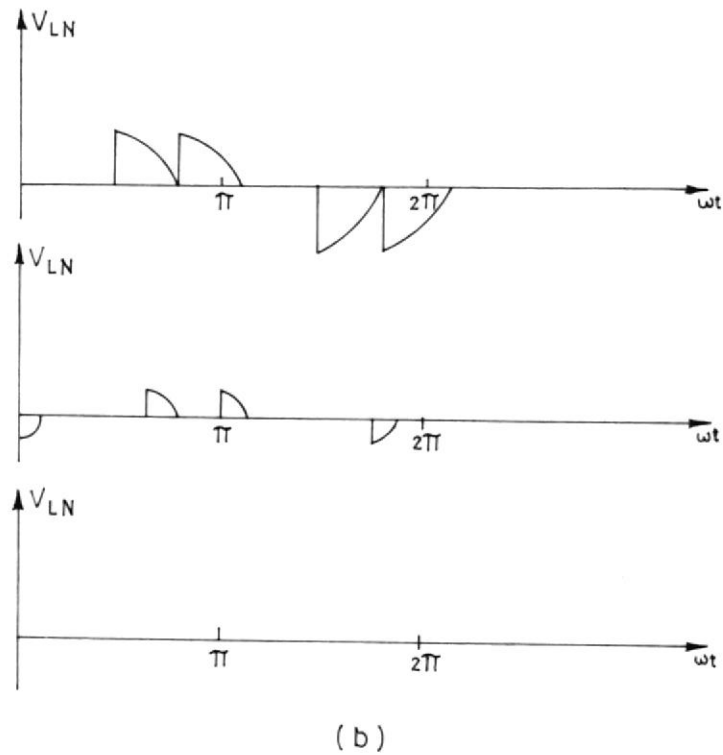


Fig. 2-10. Forma de onda para valores de $\alpha = 90, 120$ y 150 grados.

2.6 Disparo de los tiristores del controlador.

La magnitud del voltage de línea al neutro ficticio es:

$$V_{RN} = V_m / \sqrt{3} \quad \underline{L-30 \text{ V.}}$$

y entonces su corriente tendrá un valor de:

$$i_R = (V_m / \sqrt{3} R) \text{sen. } (\omega t - \pi/6) \text{ amps.}$$

Podemos apreciar que para $\omega t = \frac{\pi}{6}$, $\alpha = 0$ i_R inicia su

semiciclo, es decir para cualquier otro valor: $\alpha = \omega t - \frac{\pi}{6}$
 las señales de puerta de los tiristores en las tres ramas
 deben de tener la misma secuencia y desfaseamiento, simi-
 lar a los que existe en los voltajes. Así el ángulo de
 retardo será:

$$TH1 = \alpha$$

$$TH3 = \alpha + \frac{2\pi}{3}$$

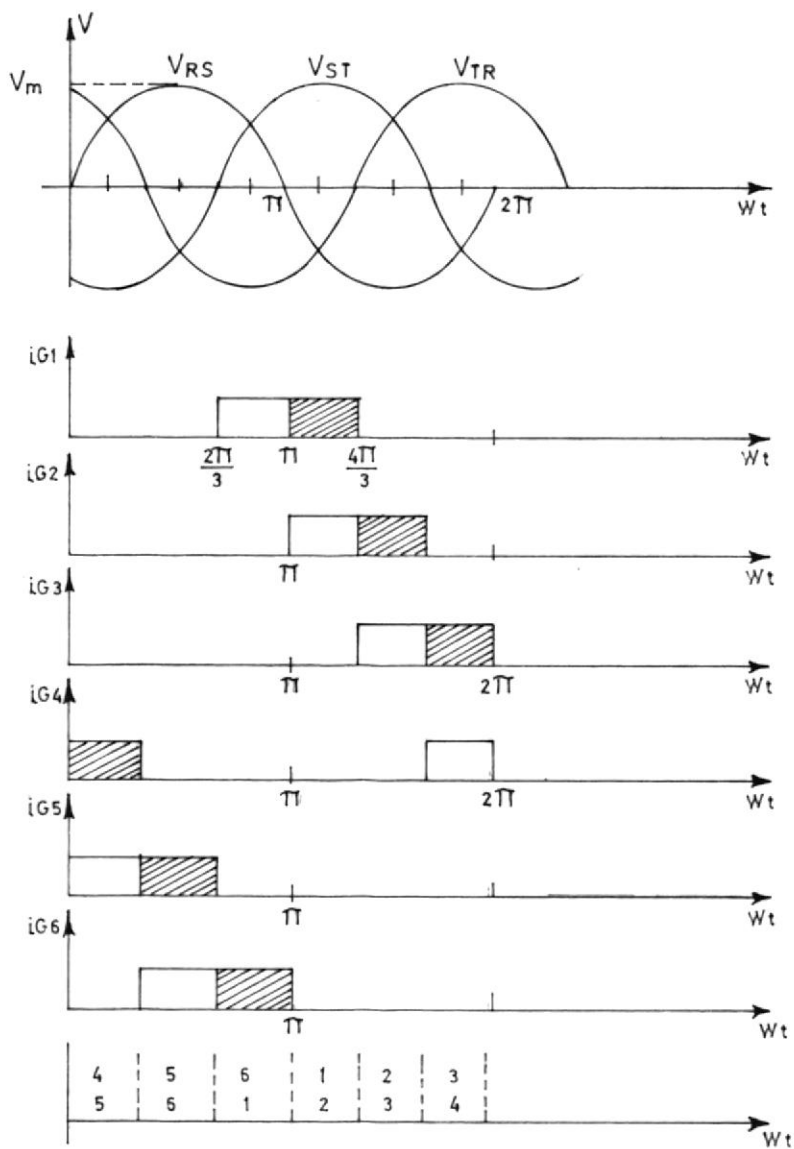
$$TH5 = \alpha + \frac{4\pi}{3}$$

$$TH4 = \alpha + \pi$$

$$TH6 = \alpha + \left(\frac{2\pi}{3} + \pi \right)$$

$$TH2 = \alpha + \left(\frac{4\pi}{3} + \pi \right).$$

Finalmente graficamos (fig. 2-11.) la forma de onda del
 circuito de disparo de la fig. 2-1. con $\alpha = \frac{\pi}{2}$.



TIRISTORES EN CONDUCCION

Fig. 2-11. Forma de onda del circuito de disparo de la fig. 2-1. con $\alpha = \frac{\pi}{2}$.

2.7 Selección y protección de los tiristores.

Para dimensionar y seleccionar los tiristores es

nesesario saber las especificaciones de carga. Sabemos que el voltaje del rotor depende del deslizamiento. Según prueba experimental, para una carga que permita girar el rotor del motor a 1351 RPM, la corriente en el rotor es aproximadamente 11 Amps. para un valor de corriente en el estator de 4,1 amps, estos valores se logra obtener mediante el acople de un generador al eje del motor de inducción de anillos deslizantes, el cuál nos permite variar la carga para efectos de prueba.

El motor de inducción de anillos deslizantes utilizado es de: 220 V , 1.5 HP , 5,8 Amps. , 60 HZ , 4 Polos , para fines prácticos se sobredimensiona la capacidad de los tiristores. Para nuestro caso la característica del tiristor seleccionado es la siguiente :

IGmin. = 40 mamps. , VGmax. = 1,5 V
 ITrms = 35 amps. y VDRM = 600 V.

Para proteger los tiristores lo haremos contra los cambios bruscos de voltage y corriente:

Protección contra dv/dt , cuando un voltaje directo es aplicado al tiristor, las dos uniones J1 y J3 son polarizadas directamente y la unión central es polarizada inversamente. Una polarización inversa en la unión p-n tiene la característica de un capacitor, por lo tanto

cuando es aplicado un voltage directo, fluye una corriente de carga la cuál, es definida como:

$$i = C_i \, dv/dt. \quad (2-7)$$

donde C_i es la capacitancia de la unión.

Si la rapidez de aplicación del voltage directo es alta, la corriente de carga puede ser tan alta que el SCR se prenderá sin pulso de disparo en la puerta. Este fenómeno es conocido como encendido por dv/dt , y el mismo causaría una operación impropia del circuito.

Para una mejor operación del circuito, la rapidez de elevación del voltage directo (dv/dt) debe ser menor que el límite especificado, el cual para el tiristor que usamos es de 50 V/ useg..

Para proteger al SCR contra el dv/dt utilizamos un circuito Snubber el cual es un circuito ($R_{sn}-C_{sn}$) en serie. De acuerdo a las características nominales del motor y de sus parámetros así como también de los tiristores, los valores de C_{sn} y R_{sn} son : $C_{sn} = 0,1 \, \mu f.$ y $R_{sn} = 39 \, \text{ohmios}.$

Protección contra di/dt . Cuando un SCR es polarizado directamente y éste es disparado por un pulso en la puerta, la conducción de la corriente del ánodo se inicia

en la vecindad inmediata a la conexión de la puerta. La corriente después de esto se esparce a través de toda el área de la unión. Si la rapidez de elevación de la corriente de ánodo es grande se creará un "punto caliente" cerca a la conexión de la puerta debido a la alta densidad de corriente. este calentamiento localizado puede quemar el SCR.

Por lo tanto la rapidez de elevación de la corriente de ánodo (di/dt) en el encendido no debe ser excedida del valor límite especificado.

Para proteger al tiristor contra (di/dt) se utiliza normalmente un inductor el cual es conectado en el ánodo del circuito y limita el (di/dt) de la corriente de ánodo. En nuestro caso tomamos directamente del bobinado del rotor, cuya reactancia es de 2,175 ohmios, que es suficiente para proteger contra el di/dt de los tiristores.

El circuito con las respectivas protecciones es ilustrado en la fig. 2-12.

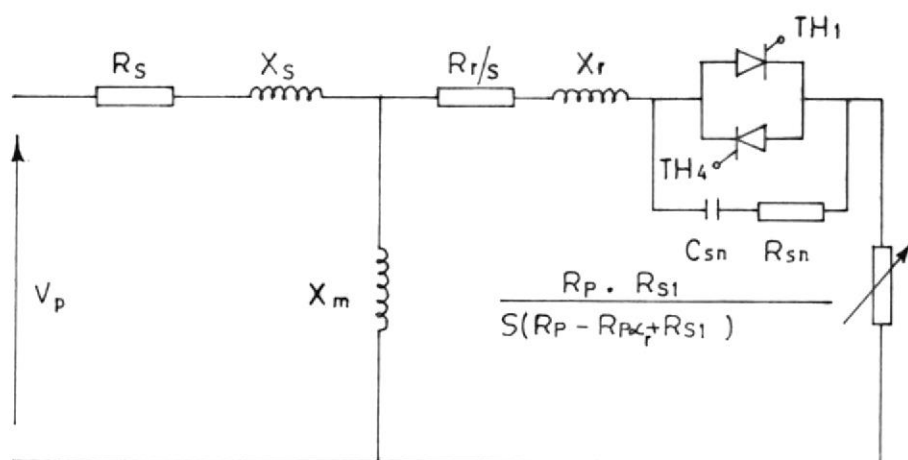


Fig. 2-12. circuito equivalente del motor de inducción anillos deslizantes con sus respectivas protecciones.

CAPITULO III

CIRCUITO DE DISPARO DE LOS TIRISTORES

3.1 Funcionamiento del circuito.

En la fig. 3-1. se muestra como se puede realizar un sistema de variación del ángulo de disparo para variar el voltaje inducido en el rotor de un motor de inducción de anillos deslizantes, usando tiristores en configuración trifásica inverso paralelo.

El diagrama de bloques es bastante explicativo, pero en primera instancia se explicará brevemente cada bloque para luego realizar una explicación más detallada de cada uno de los bloques que lo componen.

El primer bloque, es un circuito de sincronismo trifásico y aislamiento entre el circuito de fuerza y de control, y es usado para referenciar a todos los tiristores en el encendido de los mismos.

A continuación tenemos el generador de onda cuadrada que nos da el rango de fase de disparo de cada circuito.

El siguiente bloque es un circuito monostable que genera

una señal rampa con pendiente positiva esta señal como se verá también deberá ser sincronizada. Luego la señal rampa generada, con una señal que sera la de control, conforma el ángulo de disparo colocado a cada tiristor.

El bloque modulador genera un tren de pulsos por medio de un circuito multivibrador astable, y finalmente el amplificador de pulsos será aquel que coloque los niveles de voltaje, corriente y aislamiento eléctrico entre el circuito de control y fuerza. La salida de los tiristores va a una carga resistiva conectada en estrella con neutro ficticio.



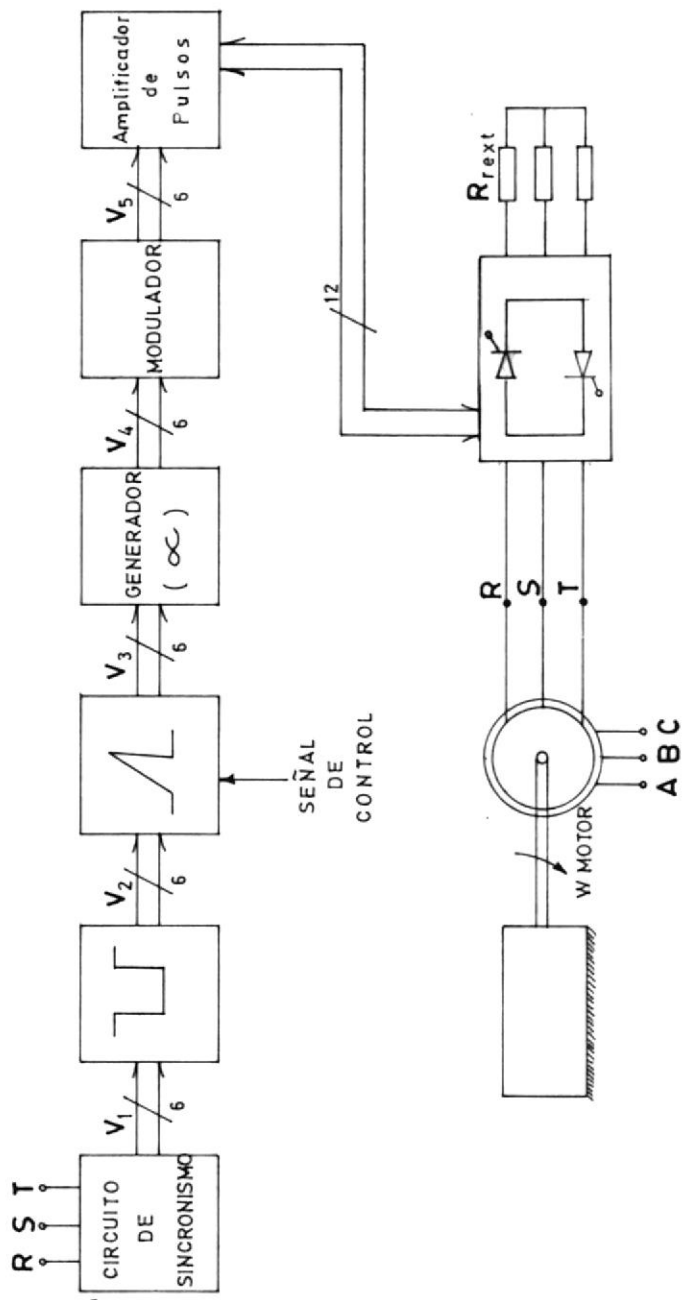


Fig. 3-1. Diagrama de bloques del circuito de disparo.

3.2 Diferentes señales obtenidas en el circuito.

A continuación se detalla un diagrama de tiempo de las diferentes señales obtenidas en el circuito de disparo.

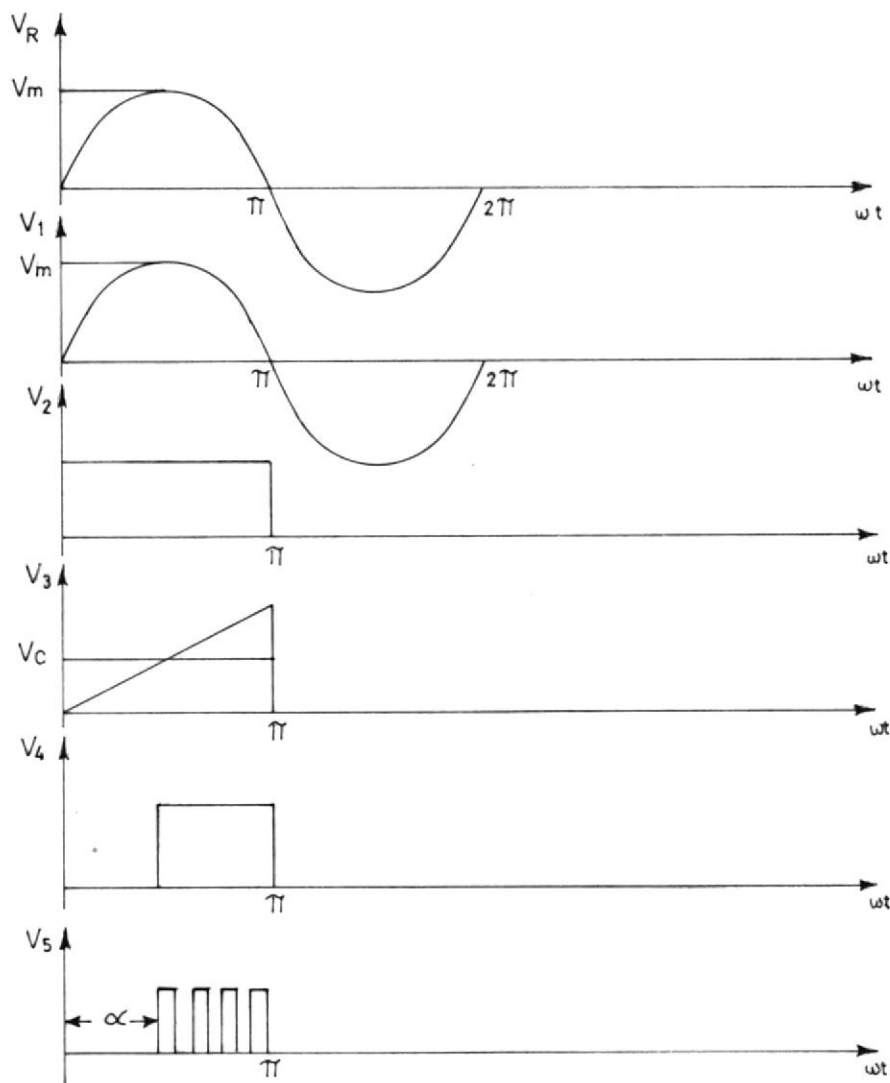


Fig. 3-2. Diagrama de tiempo del circuito de disparo para una fase (semiciclo positivo).

3.3 Generador de onda cuadrada.

En la fig. 3-3. se muestra el circuito que genera la onda cuadrada, el cual es usado para cada fase del rotor. Para el semiciclo positivo, se utiliza un detector de cruce por cero inversor, constituido con un amp. op. 741 el cual compara la entrada inversora con la no inversora; para esto la señal que da el transformador es limitada su corriente por una resistencia de 3.3 K , 0.5 vatios y a continuación se conectan dos diodos en forma antiparalelo, lo que permite obtener una señal alterna de 0.7 voltios a la entrada inversora del amp. op., la misma que es conectada a la entrada no inversora pero a través de un divisor de tensión. Como el nivel de voltaje de la entrada inversora está sobre el nivel de voltaje de la entrada no inversora, la salida del detector de paso por cero está a $-V_{sat}$. para el semiciclo positivo y a $+V_{sat}$. para el semiciclo negativo.

A continuación tenemos una resistencia y un diodo cuyo cátodo está conectado a la base de un transistor que sirve como interruptor y el ánodo del diodo está conectado a tierra. La polarización del transistor es de $+5V$.. Con este circuito se logra obtener un nivel de voltaje de

0 y 0.7 voltios aplicado a la base del transistor; cuando la base del transistor está a un nivel de cero voltios, esto es en el semiciclo positivo, el transistor no conduce dando a la salida un voltage igual a + 5V.. Sin embargo cuando su voltaje de base es 0.7 voltios conduce dando a su salida cero voltios.

Un proceso similar sucede para el semiciclo negativo pero cambiando los niveles de voltaje en las entradas del amp. op. como lo indica la fig. 3-3. La señal de salida pasa luego por un inversor de lógica TTL, que permite disparar la configuración formada por el temporizador 555 como circuito monostable encargado de generar la rampa; finalmente se da un diagrama de tiempo para el generador de onda cuadrada (fig. 3-4.).

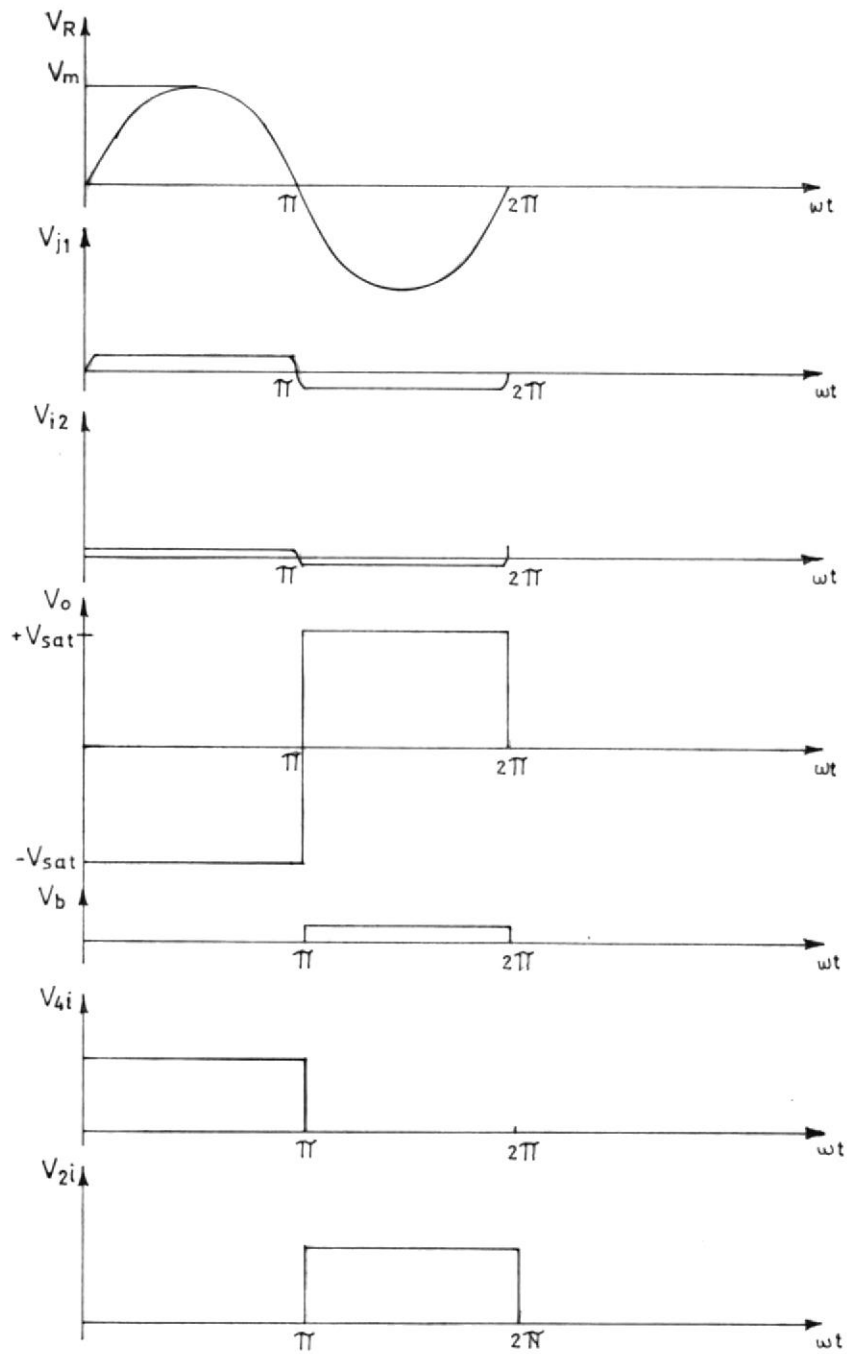


Fig. 3-4. Diagrama de tiempo para el circuito generador de onda cuadrada.

3.4 Generador de rampa.

Este generador de rampa (fig. 3-5.) se ha construido con el temporizador 555 en conexión monostable, el que nos da una salida lineal en el tiempo.

La salida V_7 es una señal de cargado del capacitor C_a a través de R_a , R_x , R_y y Q_2 ; cuyo período corresponde a la siguiente relación.

$$T = \frac{2/3 V_{cc} (R_x + R_y) C_a}{R_x V_{cc} - V_{be} (R_x + R_y)} \quad (3-1)$$

siendo $V_{be} = 0,6$ voltios. y $R_y = R_{P2} + R_{\mu}$

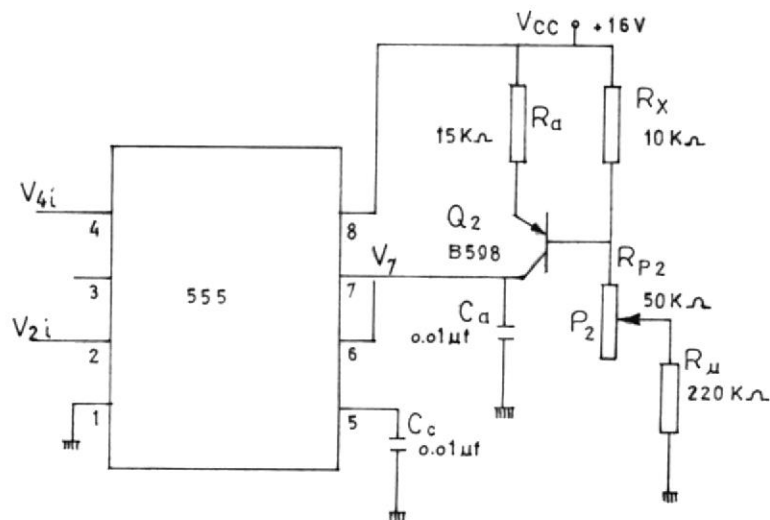


Fig. 3-5. Circuito generador de rampa.

Las resistencias R_x , R_y nos dan la pendiente de la rampa
 La fig. 3-6. nos da el diagrama de tiempo del generador
 de rampa.

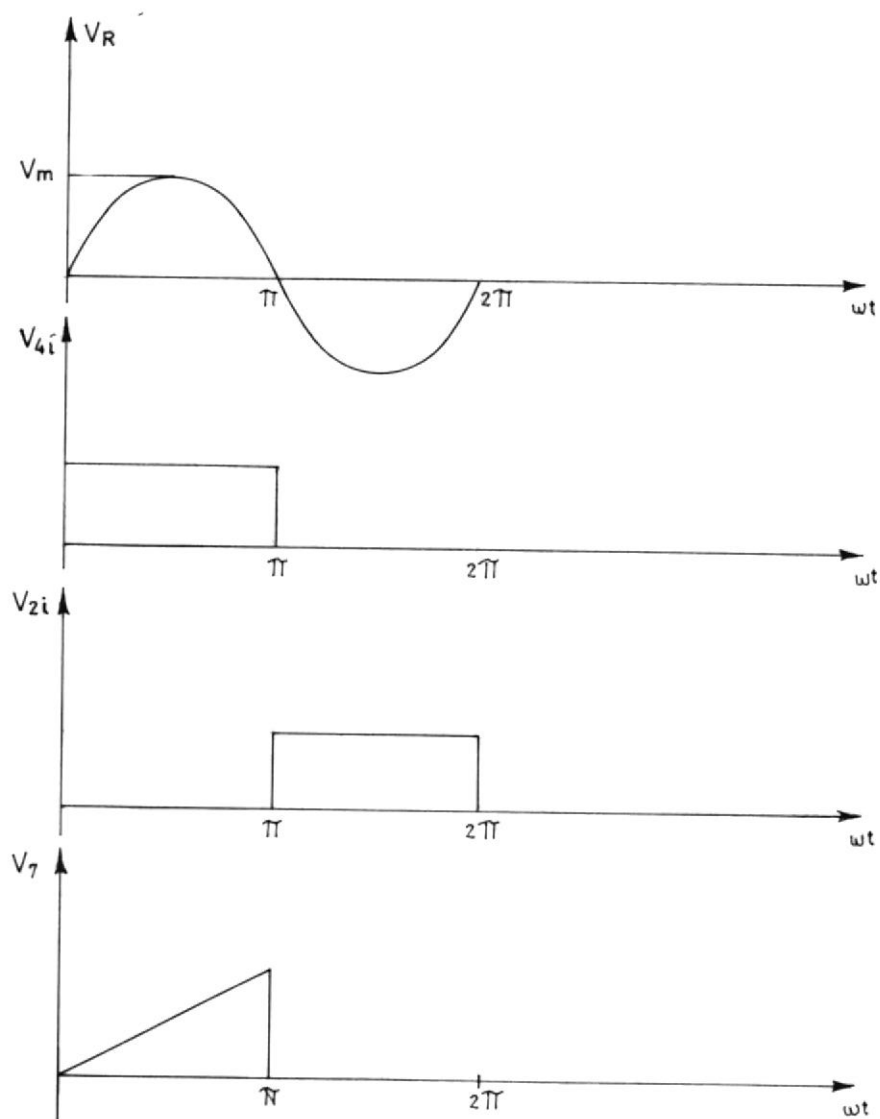


Fig. 3-6. Diagrama de tiempo del generador de rampa.

3.5 Comparador para la señal de retroalimentación.

El comparador para la señal de retroalimentación está diseñado con un operacional que funciona como comparador, siendo una de sus entradas la señal del generador de rampa y la otra, la señal de realimentación de control. La fig 3-7. nos da el circuito electrónico utilizado.

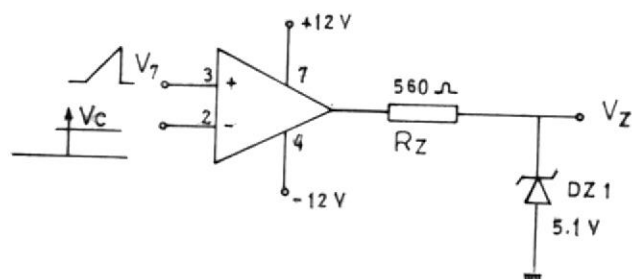


Fig. 3-7. Circuito electrónico del comparador.

La salida del comparador pasa a través de una resistencia R_z y un diodo zener de 5,1 V, 1 A. En la fig. 3-8. tenemos el diagrama de tiempo respectivo.

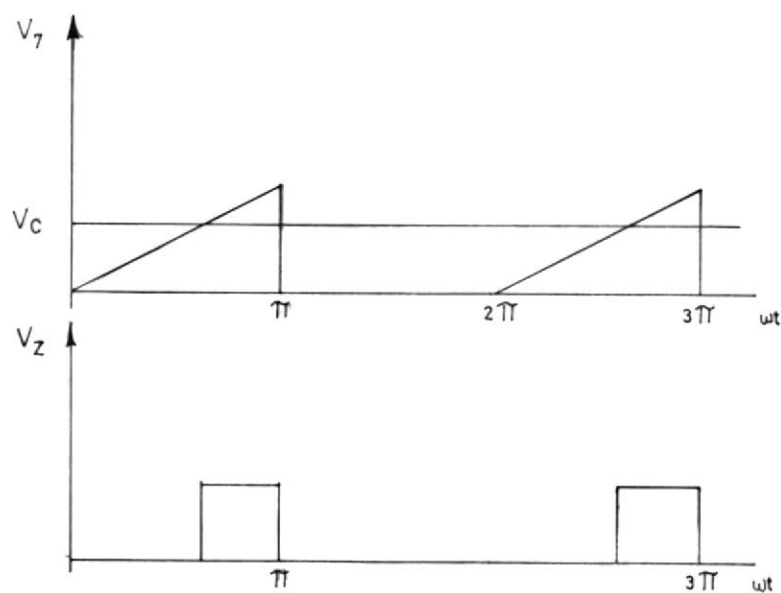


Fig. 3-8. Diagrama de tiempo del comparador.

3.6 Modulación de los pulsos.

El voltaje V_z permite oscilar un multivibrador estable, usando un temporizador 555 a partir de $\omega t = \alpha + \frac{\pi}{6}$.

$$T_{alto} = 0,695 (R_e + R_d) C_e.$$

$$T_{bajo} = 0,695 R_e C_e.$$

La fig. 3-9. nos muestra el circuito multivibrador estable, del cual tenemos una frecuencia de oscilación de

1,038 KHZ.

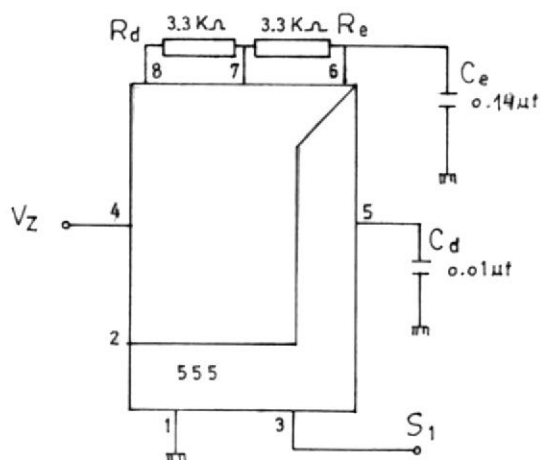


Fig. 3-9. Circuito multivibrador estable.

3.7 Características del amplificador de pulsos.

A continuación se detalla el circuito que permite acondicionar el nivel tanto de corriente como de voltaje que se aplica a la compuerta del tiristor asegurando así la conmutación. Usando un transformador de pulsos se consigue el aislamiento entre el circuito de control y el de fuerza (Ver fig. 3-10.).

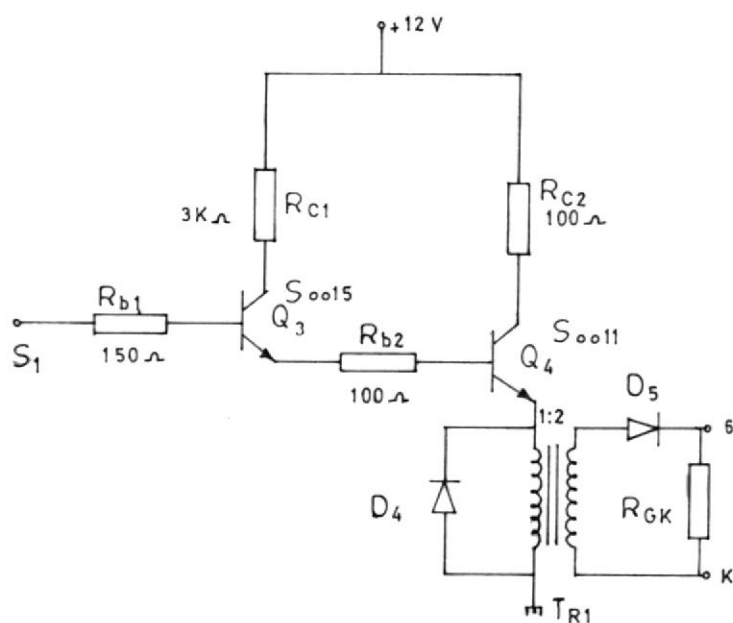


Fig. 3-10. Amplificador de pulsos.

De las características de disparo de los tiristores proporcionadas por el fabricante se obtiene una corriente de disparo mínima de 40 mamps. Con el objeto de asegurar el cebado de los tiristores se eligió una corriente de disparo de 50 mamps.; por consiguiente la corriente en el primario debe de ser de 100 mamps.

La resistencia de colector del transistor Q4 se calculó asumiendo un voltaje de 2,1 V en el primario del transformador (TR1); este nivel de voltaje asegura la

aplicación de 3,5V a la puerta del tiristor (se toma en cuenta la caída de voltaje de 0,7 V a través del diodo D5), y permite el disparo en la región de funcionamiento localizada fuera del área de disparos inciertos.

En base a los factores previstos la resistencia Rc2 está dada por la expresión:

$$Rc2 = \frac{Vcc - Vces(Q4) - V(TR1)}{Ic(Q4)} \quad (3-2)$$

siendo:

Vcc : voltaje de alimentación (+12V)

Vces : voltaje colector - emisor en saturación de Q4 (0,2V)

V(TR1) : voltaje en el primario del transformador TR1 (2,1V)

Ic(Q4) : corriente de colector del transistor Q4 (100 mamps.)

Con estos valores Rc2 es de 97Ω .

Si Q3 está saturado y Ic1 es aproximadamente igual a Ie1 se tiene.

$$Rc1 + Rb2 = \frac{Vcc - Vces(Q3) - Vbe(Q4) - V(TR1)}{Ic(Q3)}$$

donde:

Vces(Q3) : voltaje colector - emisor en saturación de

Q3 (0,2V)

Vbe(Q4) : voltaje base - emisor de Q4 (0,7V)

Ic(Q3) : Corriente de colector del transistor Q3
(2,5 mamps)

Se utilizó una relación de 20/1 entre las resistencias R_{c1} y R_{b2}.

R_{c1} = 20R_{b2}, siendo R_{b2} = 180 Ω y R_{c1} = 3,6 kΩ. El valor de R_{b1}, que asegura la saturación de Q3, se calculó a partir de la relación :

$$R_{b1} = \frac{V_{s1} - V_{be}(Q3) - R_{b2} I_c(Q3) - V_{be}(Q4) - V(TR1)}{I_b(Q3)}$$

V_{s1} : voltaje de nivel alto de la señal de disparo si
(4,2 V medido).

I_b(Q3) : corriente de base de Q3 (83,3 uamps.)

I_b es la corriente requerida por la entrada del amplificador de pulsos (83,3 uamps.) que asegura la operación normal del mismo. Para fines prácticos los valores a utilizarse fueron.

R_{b1} = 150 Ω , R_{c1} = 3K Ω , R_{b2} = 100 Ω , R_{c2} = 100 Ω .

CAPITULO IV

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL DE TORQUE Y FRENADO PARA UN MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO DE ANILLOS DESLIZANTES.

4.1 Diseño del circuito de control de torque.

4.1.1 Método de control de torque.

El motor trifásico de inducción gira por acción del par desarrollado a una velocidad de estado permanente determinada por la carga impuesta al motor. Cuando se aumenta la carga esta desarrolla un par para suministrar la potencia y el par requerido, pero a fin de lograrlo disminuye su velocidad.

El método para controlar el torque de un motor de inducción de anillos deslizantes hace uso de tiristores. La fig. 4-1. describe el proceso a seguir.

Para el control de torque es necesario tener un sensor de torque que permite cerrar el lazo.

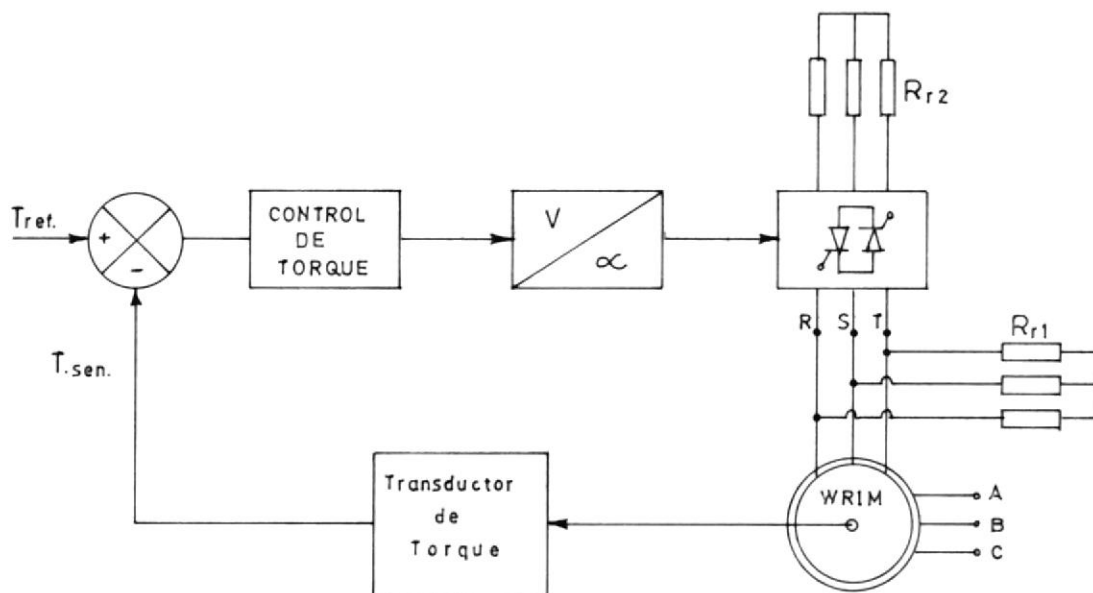


Fig. 4-1. Diagramas de bloques de control de torque.

4.1.2 Lazo de control de torque.

4.1.2.1 Características del lazo.

La característica fundamental de este lazo es mantener el torque desarrollado, sin importar las variaciones de carga acoplada al sistema. El control de torque es puesto de manera manual, limitando esta cantidad;

el torque es limitado a un cierto valor máximo.

4.1.2.2 Transductor de torque.

El transductor de torque deberá proporcionar una señal de voltaje que sea igual al torque desarrollado por el motor multiplicado por una constante.

4.1.2.3 Acción del controlador.

Un control automático compara el valor efectivo de un sistema con el valor deseado y produce una señal de control (V_c) que debe reducir la desviación a un valor pequeño.

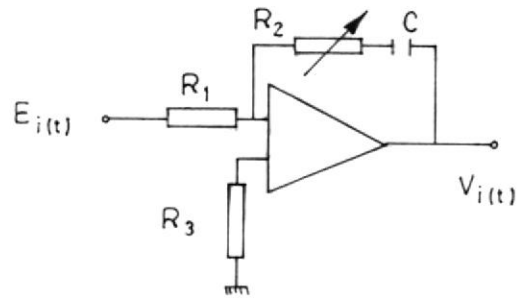
La forma en que el control automático produce la señal de control recibe el nombre de "acción de control". La más usada es la acción de control que contiene propiedades de los elementos proporcional e integral y está definida por la siguiente ecuación.

$$V_i(t) = K_p E_i(t) + K_p/T_i \int E_i(t) dt.$$

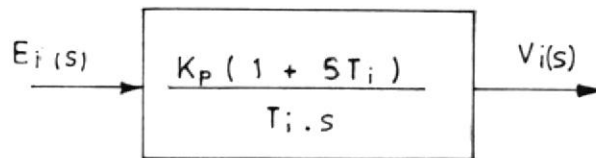
En función de la transformada de Laplace.

$$V_i(s)/E_i(s) = K_p (1 + 1/sT_i).$$

donde K_p representa la sensibilidad proporcional o ganancia, T_i el tiempo integral. Tanto K_p como T_i son regulables. (ver fig.4-2.).



(a)



(b)

Fig. 4-2. a) Circuito electrónico del control proporcional integral b) Diagrama de bloques del control proporcional integral.

4.2 Análisis del diagrama de bloques del sistema con realimentación de torque.

Este diagrama de bloques nos muestra la forma como se puede hacer un sistema de variación del ángulo de retardo para obtener variación en el torque desarrollado. Esto se logra actuando sobre el voltaje de fase del rotor, usando tiristores en configuración inverso - paralelo. A continuación se da una explicación breve de cada bloque (ver fig. 4-3.).

El primer bloque, es un circuito de sincronismo trifásico y aislamiento entre el circuito de fuerza y control. Este circuito es usado para referenciar a todos los tiristores en el encendido de los mismos, energizándose en sincronismo con la frecuencia del rotor y con su fase respectiva, agregándole el ángulo de retardo para el encendido de los tiristores.

El circuito generador de onda cuadrada está constituido con amp. op.; comparadores y el transistor como interruptor que permiten obtener sincronizadamente un pulso de +5V con el semiciclo positivo de una fase y 0V en el semiciclo negativo. De similar forma, cambiando las entradas del amp. op., se logra obtener un pulso de +5V sincronizado con el semiciclo negativo y 0V en el

semiciclo positivo.

El siguiente bloque es un circuito monostable que genera una señal rampa con pendiente positiva. A continuación la señal rampa generada, con una señal obtenida del controlador de torque como producto de su realimentación, conforma el ángulo de retardo colocado a cada tiristor. El pulso que determina el ángulo de retardo es modulado por un circuito astable que tiene una frecuencia de oscilación de 1.039 KHZ. El amplificador de pulsos será aquel que coloque los niveles de voltaje, corriente y aislamiento eléctrico entre el circuito de control y el de fuerza.

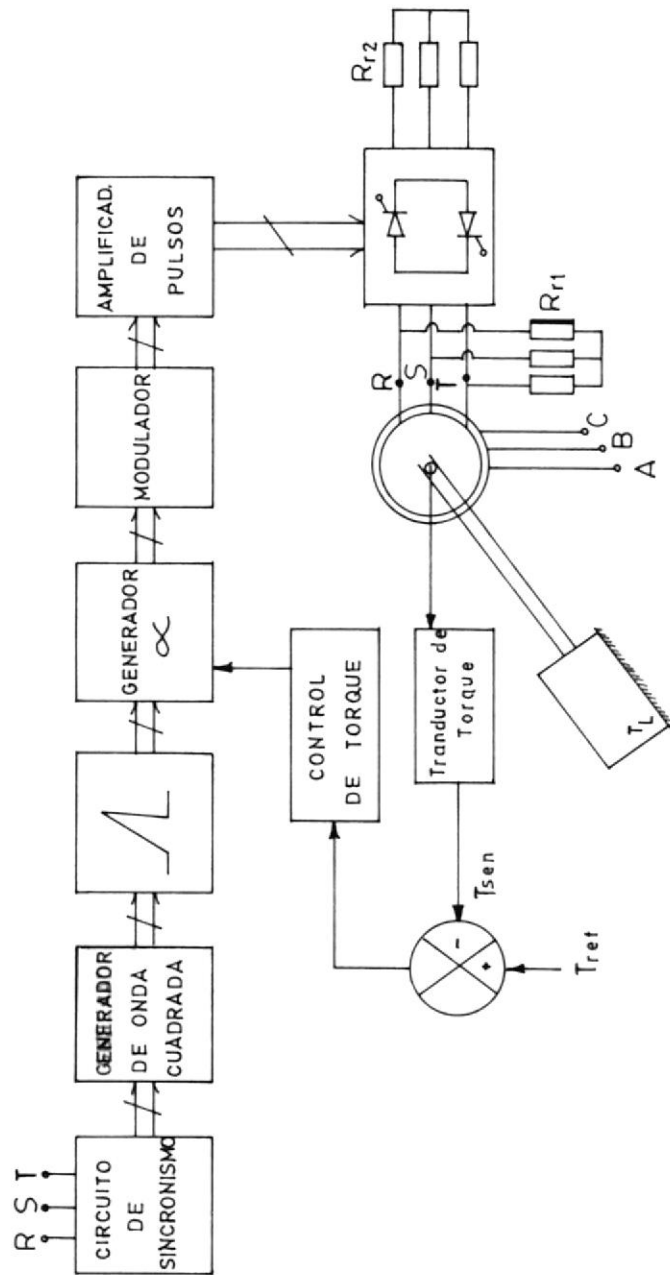


Fig. 4-3. Diagrama de bloques con realimentación de torque y con sus respectivas especificaciones para un motor trifásico de inducción de anillos deslizantes.

4.3 Diseño del circuito de control de frenado.

4.3.1 Método de control de frenado.

Para controlar el frenado de un motor de inducción de anillos deslizantes, se utiliza un método de lazo cerrado que permite controlar la resistencia efectiva del rotor, el cual mejora considerablemente el funcionamiento del frenado dinámico C.D.. En el cap. II se detalla brevemente las consideraciones a tomarse en el control de frenado. En la fig. 4-4. podemos observar el diagrama de bloques del control del frenado.

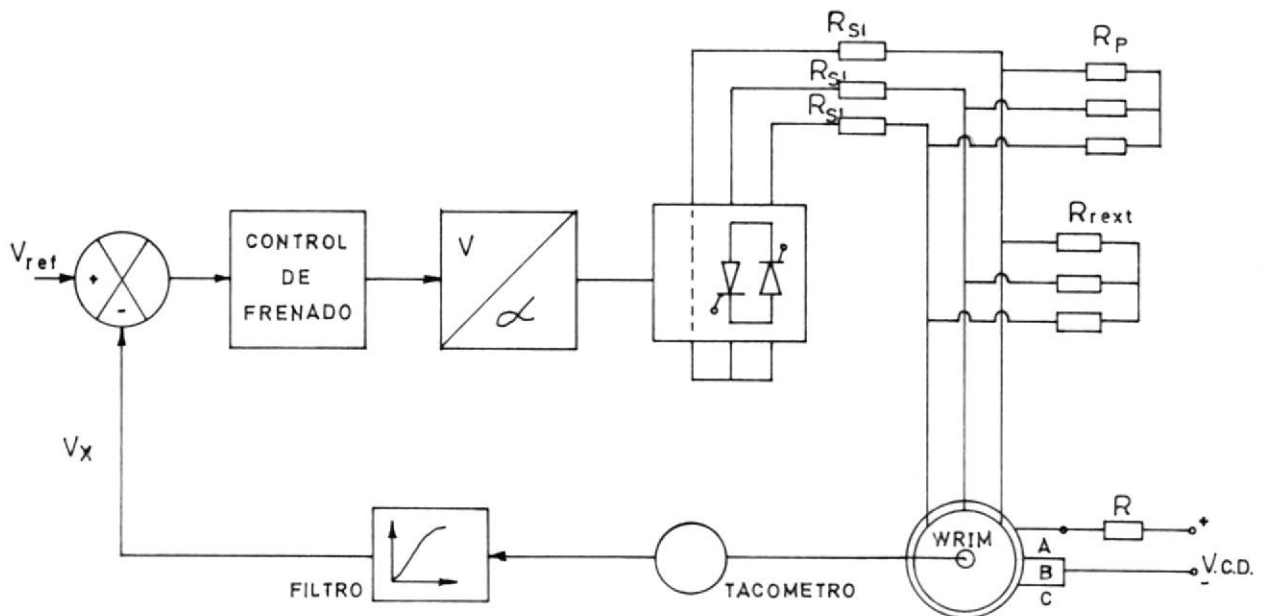


Fig. 4-4. Diagrama de bloques del control de frenado dinámico C.D. de un motor de inducción de anillos deslizantes - aplicando tiristores.

El nivel de C.D. aplicado al estator del motor puede ser 2 o 3 veces su intensidad nominal, lo cual se logra mediante la resistencia colocada en serie con la salida del rectificador de C.D. ver fig. (5-1.).

Aplicando las formulas:

$$V_{CD} = (2\sqrt{2} / \pi) (V_{LL}) ; \quad R = V_{CD} / I_{CD} ; \quad P = V_B^2 / R.$$

Obtenemos los valores de voltaje de C.D. aplicado al estator, de la resistencia en serie y la potencia que esta es capaz de disipar. Además I_{CD} es la magnitud de la intensidad aplicada al estator y V_B , el voltaje máximo que se puede aplicar a R.

4.3.2 Lazo de control de frenado.

4.3.2.1 Características del lazo.

La característica de este lazo es obtener un voltaje de control, tal que para alta velocidad no haya pulso de disparo y los tiristores no conducen. En el momento en que baja la velocidad se reduce el voltaje de control V_c y el ángulo de retardo comienza a decrecer y poner en conducción a los tiristores, con lo cual se logra disminuir la resistencia efectiva del rotor, mejoran-

do considerablemente el frenado dinámico C.D. del motor.

4.3.3 Transductor de velocidad.

4.3.3.1 Características del transductor.

El transductor de velocidad usado en este trabajo es el tacómetro que es el más comúnmente usado. Este dispositivo convierte la señal de velocidad en una señal de voltaje la cual es igual a la velocidad multiplicada por una constante, además provee una señal de realimentación de velocidad.

La ganancia del tacómetro está dada por la relación V_T/W , la cual genera 7,3 voltios por cada 1000 RPM. Lo cual equivale a 0,0697 V/rad./seg..

El voltaje que se obtiene a la salida del tacómetro es mayor al voltaje de control máximo, para solucionar esto se utiliza un divisor de tensión formado por resistencias de $2,2K\Omega$, 160Ω y un potenciómetro de $100K\Omega$, de tal manera que a la salida de

este se puede obtener el voltaje de control deseado en el sistema de control (ver fig. 4-5.).

También se observa a la salida del tacómetro un rizado de alta frecuencia, el cual se puede eliminar formando un filtro RC, colocando un capacitor de 1000 uf, 25V en paralelo con la salida del divisor de tensión. La constante de tiempo es 2,944 seg. para máxima velocidad del rotor.

$$V_x = \frac{V_T (R_{p1} + 160 \Omega)}{R_{p1} + 2.2K\Omega + 160 \Omega}, \quad \text{donde}$$

R_{p1} : es el valor de P_1 utilizado.

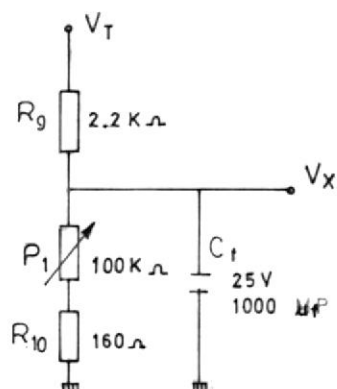


Fig. 4-5. Circuito divisor de tensión y filtro RC a la salida del tacómetro.

4.3.4 Acción del controlador.

4.3.4.1 Controlador proporcional - integral.

La señal obtenida a la salida del amplificador inversor W_n , es comparada con la señal de referencia y produce la señal de control V_c , que debe reducir la desviación a un valor pequeño.

Para obtener la función de transferencia del controlador proporcional integral utilizado, hacemos uso del teorema de superposición. En la fig. 4-6. está el circuito utilizado.

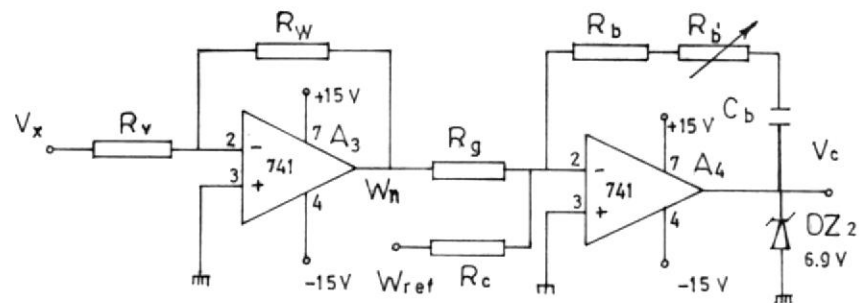


Fig. 4-6. Circuito de control proporcional - integral.

Para $W_n = 0$

$$\begin{aligned} V_{c1}(s) &= - (R_b + R_B + 1/sC_b) (W_{ref.}/R_c) \\ &= - ((R_b + R_B)(sC_b) + 1) / sR_cC_b W_{ref.} \end{aligned}$$

Para $W_{ref.} = 0$

$$V_{c2}(s) = - ((R_b + R_B)(sC_b) + 1) / sR_gC_b W_n.$$

Luego $V_c(s) = V_{c1}(s) + V_{c2}(s)$.

$$\text{si } A = (R_b + R_B)C_b \quad ; \quad \beta = (R_b + R_B)/R_g$$

Tenemos:

$$V_c(s) = -W_{ref.} \left((1 + sA)/sA \right) \beta (R_g/R_c) - W_n \left((1+sA)/sA \right) \beta$$

$$V_c(s) = -\beta \left((1+sA)/sA \right) (R_g W_{ref.}/R_c + W_n).$$

A continuación presentamos el diagrama de bloques del control proporcional - integral (ver fig. 4-7.).

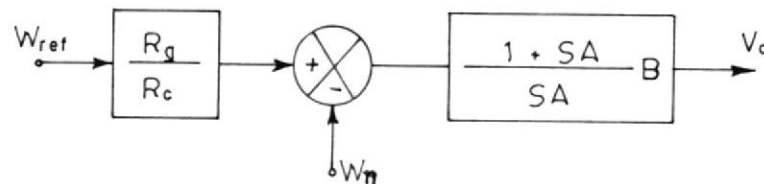


Fig. 4-7. Diagrama de bloques del control proporcional - integral.

CAPITULO V

ENSAMBLAJE, PRUEBAS Y RESULTADOS DEL CONTROL DE FRENADO

5.1 Ensamblaje de los diferentes bloques.

Al aislar las líneas de C.A. y aplicar la C.D. a los devanados del estator de un motor trifásico de inducción de anillos deslizantes, los circuitos de fuerza y de disparo son como se muestran en las figs. 5-1. y 5-2..

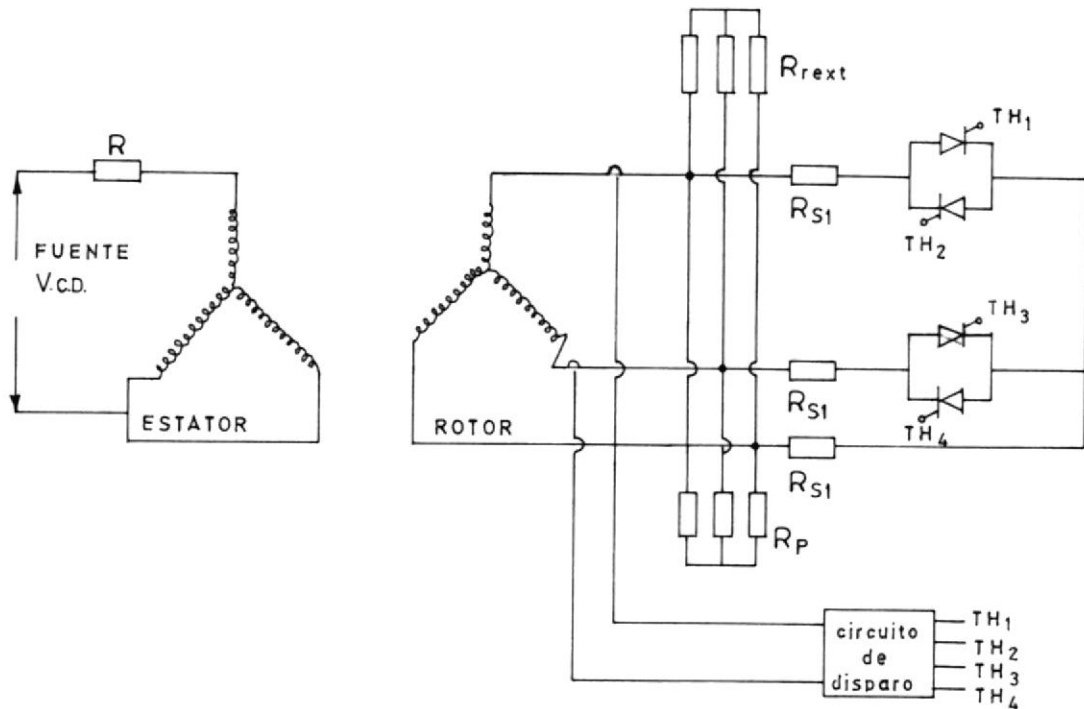


Fig. 5-1. Circuito de fuerza para el frenado dinámico C.D. de un motor trifásico de inducción anillos deslizantes con tiristores antiparalelos en dos fases del rotor.

anillos deslizantes se realizan las siguientes pruebas experimentales:

- 1.- Inicialmente se para el motor por simple desconexión.
- 2.- A continuación se realizan las pruebas del frenado dinámico C.D. sin el control de tiristores, y
- 3.- Finalmente el frenado dinámico C.D. con el control de tiristores.

Para realizar las pruebas experimentales en el frenado dinámico C.D. se determinó el valor de: VCD, ICD y R a utilizarse en el frenado dinámico C.D. del motor trifásico de inducción de anillos deslizantes.

Para $ICD = 2,07 IN$ siendo $IN = 5,8$ amps.

$$ICD = 2,07 (5,8 \text{ amps}) = 12,02 \text{ amps.}$$

$$VCD = 2\sqrt{2} / \pi (VLL) \quad \text{siendo } VLL = 219 \text{ V.}$$

$$VCD = 2\sqrt{2} / \pi (219 \text{ V.}) = 197,27 \text{ V.}$$

Donde :

IN : corriente nominal del motor.

ICD : corriente directa en el estator en el frenado.

VCD : voltaje directo aplicado al estator.

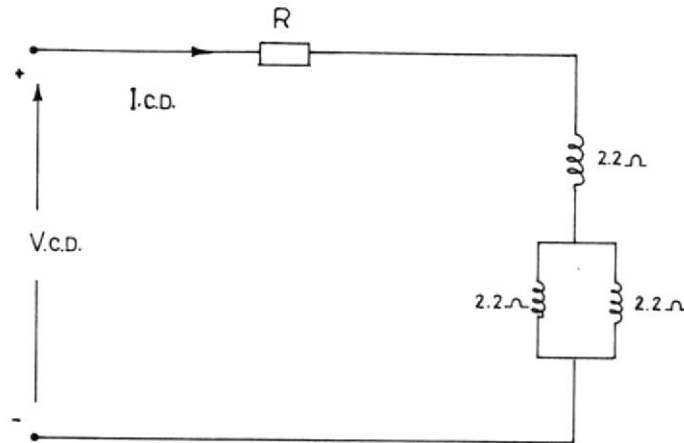


Fig. 5-3. Circuito del estator en el frenado dinámico C.D. con una resistencia en serie con la fuente C.D..

Del circuito mostrado (fig. 5-3.) y con los datos anteriores podemos determinar R.

$$V_{CD} = I_{CD} (R + 2,2\Omega + 1,1\Omega)$$

$$V_{CD}/I_{CD} - 3,3\Omega = R$$

$$R = 197,27\text{V} / 12,02\text{ amps.} - 3,3\Omega = 13,1\Omega.$$

Para $I_{CD} = 2,4\text{ IN}$

$$I_{CD} = 2,4 (5,8\text{ amps.}) = 13,92\text{ amps.}$$

$$V_{CD} = 197,27\text{ V.}$$

De similar manera para determinar R.

$$R = 197,27\text{ V} / 13,92\text{ amps.} - 3,3\Omega.$$

$$R = 10.87 \Omega.$$

5.3 Resultados prácticos.

Entre los resultados experimentales obtenidos tenemos:

- 1.- El motor usado sin R_{next} y por simple desconexión tiene un tiempo de frenado de 49 seg..
- 2.- Para diferentes valores de carga al motor (R_{next}) y dos valores diferentes de ICD (ver tabla II.), se obtienen los siguientes resultados experimentales.

R (Ω)	ICD (amps.)	R_{next} (Ω)	W_r (RPM)	t_{fsc} (seg.)	t_{fcc} (seg.)
10,87	13,92	2,5	1.730	1,50	1,40
		3,6	1.704	1,90	1,35
		5,5	1.657	2,70	1,20
13,10	12,02	2,5	1.730	2,00	1,80
		3,6	1.704	2,40	1,70
		5,5	1.657	3,25	1,60

TABLA II.- Resultados experimentales del frendo dinámico
C.D.

Donde:

R : Resistencia en serie con la fuente C.D..

W_r : Velocidad de rotación del rotor.

tfsc : Tiempo de frenado del motor cuando se conecta el frenado dinámico C.D. sin el control de tiristores.

tfcc : Tiempo de frenado del motor cuando se aplica el frenado dinámico C.D. con el control de tiristores.

Rnext : Resistencia externa en cada línea del rotor.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

La aplicación de tiristores para control de torque y frenado de un motor trifásico de inducción de anillos deslizantes, emplea circuitos cuya información técnica es usualmente conocida y prácticamente consiste en variar la resistencia efectiva del rotor y actuar directamente sobre el torque desarrollado.

En el control de torque es necesario mencionar que se hace solamente un análisis y queda como recomendación para que sea realizado cuando se tenga o implemente un transductor de torque.

No así en el control de frenado en el cual la implementación del circuito y las pruebas realizadas nos muestran la ventaja del uso del frenado dinámico C.D. con tiristores inverso - paralelo en 2 fases del rotor, con lo cual se logra disminuir el tiempo de frenado del motor trifásico de inducción de anillos deslizantes en comparación con la aplicación de un frenado dinámico C.D. normal.

Además esta clase de frenado es ventajoso ya que se puede controlar ajustando el voltaje C.D. aplicado. También ocasiona corrientes de rotor pequeñas. Y menos calentamiento; sin

embargo, requiere de una fuente C.D..

APENDICE A

ESPECIFICACIONES TECNICAS DE LOS ELEMENTOS USADOS EN EL DISEÑO

Los elementos utilizados en los circuitos de disparo son los siguientes: 4 de c/u.

CANTIDAD	DESCRIPCION	DENOMINACION
1	Transistores 2N2222 - ECG/123	Q1
1	Transistores B598	Q2
1	Transistores S0015	Q3
1	Transistores S0011	Q4
5	Diodos de Silicon PX1N4007	D1,D2,D3,D4, D5
3	Resistencias de 560 ohmios 1/2 W.	R5,R6,Rz
1	Diodo Zener 5.1 V 1/2 W.	DZ1
4	Resistencias de 3.3 K 1/2 W.	R4,R7,Rd,Re
1	Resistencia de 2.2 k 1/2 W.	R8
1	Resistencia de 15 k 1/2 W.	Ra

1	Resistencia de 10 K 1/2 W.	Rx
1	Resistencia de 220 K 1/2 W	Ru
1	Potenciometro de 50 K	PZ
1	Resistencia 3 K 1/2 W	Rc1
1	Resistencia 150 ohmios 1/2 W	Rb1
2	Resistencias 100 ohmios 1/2 W.	Rb2
1	Resistencia 100 ohmios 1 W.	Rc2
1	Resistencia 3,3 K 1/2 W.	R6K
1	Transformador de pulsos 1:2	TR1
2	Amp. Op. 741	A1,A2
3	Condensadores 0,01 uf 200 V no polarizado	Cc,Ca
1	Condensador de 0,14 uf 400 V no polarizado	Ce
1	Condensador de 0,01 uf 400 V no polarizado	Cd

Los elementos utilizados en el circuito de Fuerza son los siguientes:

CANTIDAD	DESCRIPCION	DE-NOMINACION
4	SCR ECG5547 VDRM= 600V	TH1,TH2,TH3,

IGmin. = 40 mamps. VG = 1,5V TH4

ITrms = 35 Amps..

dv/dt = 50 V./useg. máx.

(los SCR están montados
en disipadores)

2	Reostatos trifásicos 5,5 Amps, 5 ohmios.	Rs1, Rnext.
2	Banco de Resistencia 2.2 KW 110 V trifásico.	R, Rp
2	Resistencias de 39 ohmios 1 W	Rsn
2	Condensadores 0.1 uf. 400 V. no polarizado	Csn
1	Transformador de aislamiento entre el circuito de fuerza y el de control 1:1	TRi

Los elementos utilizados en el circuito de control son los siguientes:

CANTIDAD	DESCRIPCION	DENOMINACION
3	Resistencias 2.2 K 1 W	Ra, Rv, Rw
1	Potenciómetro 100 K	P1

1	Resistencia de 160 ohmios 1/2 W	R10
1	Condensador 1000 uf. 25 V.	Cf
1	Diodo Zener 6.9 V. 1 W	DZ2
2	Amp. Op. 741	A3,A4.
3	Resistencias 12 K 1/2 W.	Rc,Rg,Rb
1	Potenci6metro 100 K	Rb
1	Condensador 10 uf. 50 V	Cb

BIBLIOGRAFIA

- 1.- Boylestad, Robert and Nashelsky, L. Electronic Devices and Circuit Theory, Prentice - Hall, Inc., Englewood cliffs, New Jersey, 1982. 1 - 191 y 32- 636 pags.
- 2.- General Electric. SCR Manual, fifth edition, General Electric New York, 1972. 300 - 470 pag.
- 3.- Harold W. Gingrich, Máquinas Eléctricas Transformadores y Controles, Prentice - Hall, Inc., Englewood cliffs, New Jersey 1980, 239 - 275 p.
- 4.- George J. Thaler y Milton L. Wilcox, Máquinas Eléctricas, Editorial Limusa México 1979.
- 5.- Timothy J. Maloney, Electrónica Industrial, Dispositivos y Sistemas, Editorial Prentice - Hall, Inc., Englewood cliffs, Abril de 1983.
- 6.- Antonio Pizziola, Electrónica Industrial y Servomecanismos. Ediciones don Bosco 1974. 173 - 180 y 336 - 454 pags.
- 7.- J. E. P. Gupta, Bhim Singh y B. P. Singh. " A Closed - Loop Rotor Resistance Control Method for Improved DC Dynamic Braking of Wound Rotor Induction Motor ". **IEEE Transactions on Industry Applications**, Vol. IA-21, NO. 1. (Enero - Febrero, 1985). pp. 235 - 240.