

ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL
DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA

DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA
Y
ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO DINAMICO
DE UNA CASCADA HIPOSINCRONA

TESIS DE GRADO
previa a la obtención del Título de
INGENIERO EN ELECTRICIDAD
ESPECIALIZACION POTENCIA

presentada por

JAVIER URQUIZO CALDERON

Guayaquil-Ecuador
1982

AGRADECIMIENTO

Al ING. MARCO AGILA A., Director de Tesis, por su ayuda y colaboración para la realización de este trabajo.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Marco Agila A.', written over a horizontal dotted line.

ING. MARCO AGILA A.

Director de Tesis

DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos 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).

Javier Urquiza C.
.....
JAVIER URQUIZO CALDERON

R E S U M E N

A fin de obtener un control de velocidad eficiente de un motor de inducción 3ϕ de rotor devanado, recuperando la potencia de deslizamiento del rotor, Scherbius y Kramer reemplazaron las resistencias adicionales del circuito rotórico por máquinas auxiliares. Sin embargo, el uso de tipos especiales de máquinas conmutadoras de tamaño y capacidad comparable a la del motor de inducción requiere un gran espacio y hace el sistema más lento para la respuesta dinámica; además estas máquinas incrementan la inversión inicial así como el costo de mantenimiento.

El desarrollo de los dispositivos de estado sólido que pueden manejar grandes cantidades de potencia, tales como diodos de silicio y tiristores, ha dirigido la atención hacia el uso de estos dispositivos para el control de velocidad de motores. En este trabajo se estudia un sistema Scherbius estático. En este sistema se ha eliminado la mayoría de las limitaciones de los esquemas convencionales; sin embargo, la desventaja de un pobre factor de potencia no ha sido totalmente resuelta.

INDICE GENERAL

RESUMEN.....	VI
INDICE GENERAL.....	VII
INDICE DE FIGURAS.....	XI
INDICE DE TABLAS.....	XVI
INTRODUCCION.....	18
I GENERALIDADES SOBRE EL TIRISTOR.....	20
1.1 Características y Valores Nominales del Tiristor.....	20
1.2 Conmutación y Control de Disparo del Tiristor.....	23
1.3 Circuitos de Protección.....	28
II EL MOTOR DE INDUCCION TRIFASICO.....	34
2.1 Principios Generales del Control de Regulación de Velocidad de un Motor de Inducción Trifásico.....	34
2.1.1 Regulación de la velocidad variando la frecuencia..	35
2.1.2 Regulación de la velocidad actuando sobre el deslizamiento.....	36
2.2 Métodos Antiguos.....	40
2.2.1 Sistema Kramer.....	40
2.2.2 Sistema Leblanc.....	41
2.2.3 Sistema Scherbius.....	42
2.2.4 El Motor Schrage.....	44

2.3 Métodos Electrónicos.....	47
2.3.1 Equipo Rectificador-Ondulador entre la red y el estator del motor.....	47
2.3.2 Equipo Rectificador-Ondulador entre el rotor del motor y la red.....	49
2.3.3 El Ciclo Convertidor.....	50
III RECTIFICADORES CON DIODOS.....	53
3.1 Clasificación de los Rectificadores.....	54
3.2 Caso Particular: Puente de Seis Diodos.....	57
3.2.1 Funcionamiento del Puente de tres Diodos: Montaje en Conmutación Paralela.....	57
- Estudio de Tensiones.....	58
- Estudio de Corrientes.....	61
- Estudio de Caídas de Tensión en funcionamiento normal.....	62
- Estudio del Factor de Potencia.....	70
- Funcionamiento en Cortocircuito.....	71
3.2.2 Funcionamiento del Puente de seis Diodos: Montaje en Conmutación Paralela Doble.....	75
- Estudio de Tensiones.....	75
- Estudio de Corrientes.....	78
- Estudio de Caídas de Tensión en funcionamiento normal.....	79
- Estudio del Factor de Potencia.....	81
- Funcionamiento en Cortocircuito.....	82

3.2.3 Funcionamiento del Puente de seis Diodos: Montaje	
en Conmutación Serie.....	85
- Estudio de Tensiones.....	88
- Estudio de Corrientes.....	89
- Estudio de Caídas de Tensión en funcionamiento	
normal.....	92
- Estudio del Factor de Potencia.....	96
- Funcionamiento en Cortocircuito.....	97
IV EL ONDULADOR.....	99
4.1 Clasificación de los Onduladores.....	99
4.2 Caso Particular: Ondulador no autónomo de Seis Tiristores	
con conmutación de línea.....	100
4.2.1 Funcionamiento del Puente de Tres Tiristores. Monta-	
je en Conmutación Paralela.....	100
- Estudio de Tensiones.....	104
- Estudio de Corrientes.....	110
- Estudio de Caídas de Tensión en funcionamiento	
normal.....	110
- Estudio del Factor de Potencia.....	114
- Funcionamiento en Cortocircuito.....	115
4.2.2 Funcionamiento del Puente de seis Tiristores: Monta-	
je en Conmutación Paralela Doble.....	117
- Estudio de Tensiones.....	118
- Estudio de Corrientes.....	119
- Estudio de Caídas de Tensión en funcionamiento	

normal.....	120
- Estudio del Factor de Potencia.....	120
V ANALISIS TEORICO DEL FUNCIONAMIENTO GLOBAL DE UN CONTROL ELEC- TRONICO DE VELOCIDAD DE UN MOTOR TRIFASICO DE INDUCCION DE ROTOR DEVANADO UTILIZANDO LA CASCADA HIPOSINCRONA.....	121
5.1 La Regulación y sus Características.....	121
5.2 El Circuito de Disparo del Ondulador.....	129
5.3 El Controlador de Velocidad.....	149
5.4 El Controlador de Corriente.....	151
5.5 Descripción global del funcionamiento del Control de Velocidad del Sistema.....	153
VI DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA DE LA CASCADA HIPOSINCRONA.....	158
6.1 Diseño del Convertidor.....	159
6.1.1 Rectificador y Ondulador.....	159
6.1.2 Selección de la Bobina de Choque.....	161
VII ANALISIS DE LA ESTABILIDAD DEL SISTEMA.....	165
7.1 Características de los Sistemas de Lazo Abierto y Lazo Cerrado.....	165
7.2 Modelo Matemático de la Cascada Híposíncrona.....	167
7.3 Realización práctica de la simulación del Sistema en la Computadora Analógica.....	179
7.4 Estudio de la trayectoria de las Raíces para el Sistema...	180
7.5 Análisis del Comportamiento dinámico del Sistema ante diversos tipos de perturbaciones.....	180
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	184

I N T R O D U C C I O N

El presente trabajo trata sobre la Regulación de Velocidad de un Motor de Inducción Trifásico de Rotor Devanado por el método de recuperación de energía.

Uno de los métodos antiguos de regulación de velocidad consistía en incrementar la disipación de energía por efecto Joule en el circuito rotórico introduciendo una resistencia variable; ésto presenta el grave inconveniente de disipar la energía de deslizamiento en calor.

Actualmente este control de velocidad se lo realiza a través de un montaje especial que se compone de un Rectificador conectado a los anillos deslizantes del motor, luego de una bobina de choque seguida de un Ondulador, finalmente el Circuito de Fuerza lo cierra un Transformador conectado a la red.

En este montaje las corrientes rotóricas son rectificadas por un Puente Rectificador (en nuestro caso de seis diodos), filtrada por una Inductancia y devuelta a la red gracias a un Ondulador en conexión Puente de Graetz completo. Es necesario un Transformador a la

salida del Ondulador para ajustar la tensión del Ondulador a la de la red. A un determinado ángulo de disparo de los Tiristores del Puen- te Ondulador corresponde una f.c.e.m. aplicada al rotor i , por lo tan- to una velocidad determinada; si variamos este ángulo la velocidad también variará.

En la parte fundamental de este trabajo se cubre:

- El estudio del funcionamiento del Ondulador.
- El comportamiento dinámico de la Cascada Hiposíncrona mediante la simulación del modelo matemático, obtenida por la Computadora Ana- lógica.
- El diseño del Circuito de Fuerza del Sistema.

Finalmente proporcionaremos algunas recomendaciones relativas a su utilización y afines.

CAPITULO I

GENERALIDADES SOBRE EL TIRISTOR

1.1.- CARACTERISTICAS Y VALORES NOMINALES DEL TIRISTOR

En general si un solo Tiristor controla el nivel de potencia del sistema, cuanto más intensa sea la corriente mayor deberá ser la sección transversal de la pastilla de silicio y más probables son las imperfecciones. Para tensiones más altas el espesor de la pastilla deberá ser mayor y por consiguiente mayor será la caída de tensión directa, menor la corriente, más lenta la conmutación y las corrientes de puerta necesarias serán más intensas.

- Valores Nominales del Tiristor:

a.- Tensiones Nominales: Hay tres tensiones. La tensión directa de cresta o de pico (PFV) es la tensión límite positiva de ánodo por encima de la cual el Tiristor se puede deteriorar; la tensión de ruptura directa (VBO) es la mínima tensión de ánodo a cátodo necesaria para la activación cuando no hay aplicada señal en la puerta; la tensión in -

versa de cresta o pico (PRV) es la máxima tensión repetitiva que puede ser aplicada al Tiristor, siendo el cátodo positivo respecto al ánodo. Si se excede la PRV puede haber ruptura por avalancha y el Tiristor se deteriorará si el circuito exterior no limita la corriente.

- b.- Corrientes Nominales: Un Tiristor de buenas especificaciones de corriente, posee un cristal con una gran área activa, un pequeño espesor, y una buena transferencia de calor al exterior. Sin embargo, un pequeño espesor significa baja tensión y un área grande de silicio significa un aumento de imperfecciones y una desigual distribución de resistividad. Se consigue una definición de corriente nominal empleando una bien definida temperatura de enfriamiento y estableciendo la corriente con la cual la temperatura de unión entre pastilla y disipador se aproxima a la máxima permisible dada por el fabricante.
- c.- Potencia Nominal: Esta está estrictamente asociada a la conducción de corriente y a la caída de tensión directa, por lo que la consideración más importante es el enfriamiento o la pérdida de potencia. Un dispositivo de silicio tiene una temperatura máxima de unión cuyo valor está comprendido entre 120 y 180°C. Cuando aumenta la temperatura ambiente, se debe reducir la potencia disipada por el tiristor disminuyendo

así su potencia nominal.

Las pérdidas de potencia en el tiristor, según los fabricantes, se pueden dividir en:

- Pérdidas por conducción de la corriente directa de carga, iguales a la corriente media del ánodo multiplicada por la caída de tensión directa en el tiristor.
- Pérdida de potencia por fuga de corriente directa. Cuando el tiristor está bloqueado y tiene una tensión en el ánodo hay una corriente de fuga. Esta pérdida, producto tensión por corriente, es pequeña comparada con la pérdida por conducción.
- Pérdida de potencia por corriente inversa de fuga y pérdida por conmutación al estado de corte. Durante la conmutación rápida al estado de corte es posible que la corriente inversa en forma transiente aumente hasta un valor comparable al de la corriente directa cuando la impedancia del tiristor comienza a aumentar. Esta disipación ocurre a medida que disminuye esta corriente y aumenta la tensión inversa. Esta pérdida es también el producto del voltaje por la corriente.

- Pérdida de potencia de puerta. La pérdida es pequeña si se utilizan señales impulso para activar el tiristor. El producto de la tensión y de la corriente de puerta constituye la pérdida.
- Pérdida en la activación o conexión o disparo. Esta pérdida es más elevada que la pérdida en el corte. Debido a que el proceso de conmutación tiene lugar en un tiempo finito, hay una tensión relativamente alta entre los terminales del tiristor mientras pasa corriente.

1.2.- CONMUTACION Y CONTROL DE DISPARO DEL TIRISTOR

Las siguientes son las formas por las cuales podemos disparar un tiristor, cuyo circuito equivalente es:

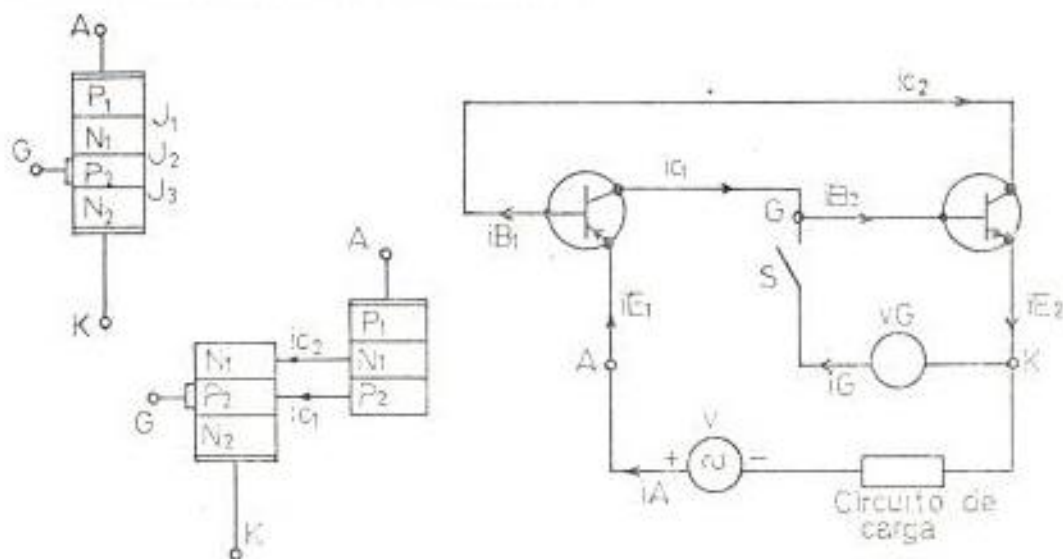


Fig. 1.1.- Operación del Tiristor

$$\text{donde } i_A = \frac{I_{co} (1 + B_1)(1 + B_2)}{1 - B_1 B_2} \quad (1.1)$$

Analizando esta expresión podemos tener dos casos:

a.- Si $B_1 B_2 \ll 1$, i_A es pequeña debido a que I_{co} es pequeña. Corresponde al estado apagado del Tiristor.

b.- Si $B_1 B_2 \approx 1$, i_A es muy grande y será limitada sólo por la impedancia del circuito de carga. Corresponde al estado de conducción del tiristor. Hay cuatro causas por las cuales $B_1 B_2$ se aproxima a la unidad.

- Voltaje. Si V_{ak} incrementa el voltaje colector-emisor de ambos transistores aumenta; ésto incrementa la energía de los portadores minoritarios en la unión $N_1 - P_2$, polarizada inversamente, y un fuerte incremento de esta energía permite desalojar más portadores por colisión. Estos portadores desalojados adquieren una gran energía, dando como resultado una ruptura por avalancha. Este gran incremento en la corriente del colector hace que $B_1 B_2$ se aproxime a la unidad.

- Razón de cambio de voltaje. La región de deplexión de la unión $N_1 - P_2$ polarizada inversamente tiene la característica de un capacitor, en donde

$$i = C_j \frac{dv}{dt} \quad (1.2)$$

donde C_j es la capacitancia de la unión.

Sin embargo, en una unión, la capacitancia es una función de la diferencia de potencial. Si asumimos que todo el voltaje v_{ak} aparece a través de la unión $N_1 - P_2$, tendremos:

$$i = \frac{d(C_j v_{ak})}{dt} = C_j \frac{dv_{ak}}{dt} + v_{ak} \frac{dC_j}{dt} \quad (1.3)$$

Para un incremento de v_{ak} , el segundo término del lado derecho es negativo, sin embargo dv_{ak}/dt es suficientemente grande, por lo tanto la corriente de carga fluirá a través de la unión haciendo que $B_1 B_2$ se aproxime a la unidad. Esto es comúnmente llamado efecto $\frac{dv}{dt}$.

- Temperatura. A altas temperaturas I_{co} es alta e incrementa la magnitud de las corrientes de colector y por lo tanto B_1 y B_2 : lo que hace que $B_1 B_2$ se aproxime a la unidad.
- Inyección de corriente de Base. Es el método normal de disparo y es el que se utilizará en este trabajo. Si iB_2 incrementa por la cerrada momentánea del switch S, Fig. 1.1, iC_2 y B_2 incrementan. Pero $iC_2 = iB_1$, luego iC_1 y B_1 también incrementan.

Así $B_1 B_2$ se aproxima a la unidad. La corriente de ánodo i_A sólo es limitada por la impedancia del circuito de carga.

Hay tres métodos para apagar un tiristor sabiendo que la puerta pierde el control del mismo cuando éste conduce.

- El método más sencillo es, interrumpir la corriente por medio de un switch mecánico en serie con el ánodo. Las cargas dentro del tiristor se recombinan y éste vuelve a adquirir su estado de bloqueo.
- Conmutación Natural. Aquí la corriente del tiristor es interrumpida aplicando un voltaje ánodo-cátodo invertido, pudiendo ser éste el mismo voltaje de línea para circuitos de corriente alterna, como será nuestro caso de un ondulator no autónomo.
- Otra manera de aplicar un voltaje inverso necesario para provocar la conmutación forzada, es cerrar un switch que conecte un capacitor cargado a un tiristor en conducción. Este método es utilizado en circuitos de corriente continua y ondulatores no autónomos. En la Fig. 1.2 el switch S representa un transistor o un tiristor auxiliar el cual es disparado cuando se requiera la conmutación.

El tiempo entre la reducción de la corriente de ánodo a cero

y la reaplicación del voltaje directo es llamado el tiempo apagado o tiempo de conmutación; tiempos comunes de apagado están entre 3 y 100 microsegundos.

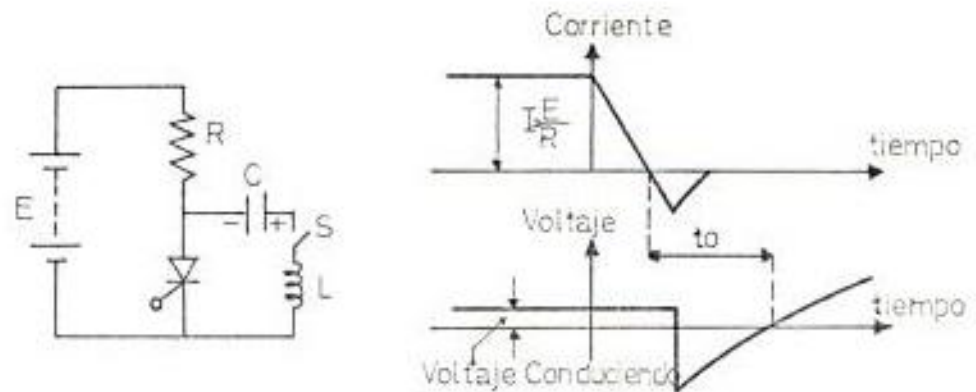


Fig. 1.2. Conmutación Forzada de un Tiristor

En circuitos que operan en corriente continua, la corriente debe ser forzada a cero por la aplicación de un voltaje inverso entre ánodo y cátodo y la conmutación natural se la usa en ciertos circuitos operados en corriente alterna.

Refiriéndonos a la Fig.1.2, antes de iniciar la conmutación, el voltaje ánodo-cátodo tiene un valor aproximado de 1 voltio, correspondiente a la caída de voltaje en el sentido directo. Luego cerramos el switch S aplicando un capacitor cargado en los terminales de tiristor, y en este momento comienza el período durante

el cual la corriente en sentido directo cae a cero, con lo cual un breve pulso de corriente inversa fluirá. Esta corriente inversa, limitada solamente por la inductancia L , reduce la carga de los terminales del Tiristor con la correspondiente reducción en la carga del capacitor.

Este intervalo dado por LC debe ser más grande que el tiempo de apagado requerido por el tiristor, o resultará una falla en el apagado.

La corriente del tiristor, antes de la conmutación, determina la cantidad de cargas libres en la unión J_2 y por lo tanto también el tiempo de recombinación requerido por el tiristor. El circuito de conmutación debe proveer suficiente tiempo de apagado para la corriente más larga a ser conmutada y ésto determina la capacitancia requerida.

1.3.- CIRCUITOS DE PROTECCION

El circuito de la Fig. 1.3 tiene tres cometidos: amortiguación de las sobretensiones ocasionadas por el efecto retenedor de portadores debido al corte brusco de la corriente inversa negativa; limitación de la du/dt y distribución uniforme de la tensión en la conexión de tiristores en serie, tanto en el caso estático como dinámico, es decir para procesos de conexión y des-

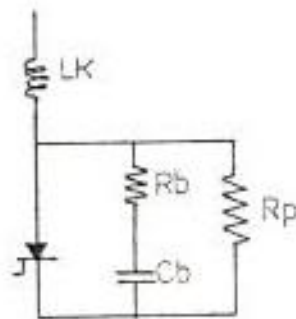


Fig. 1.3.- Circuito Auxiliar de protección del Tiristor.

conexión.

- Circuito RC con efecto de retención de portadores. En la Fig. 1.4a se tiene un circuito serie oscilante LkCb, amortiguado por la resistencia Rb. La corriente i_a del tiristor se interrumpe en t_0 (bloqueo natural), final del tiempo de reconversión, lo que permite escribir:

$$U_k = Lk \frac{di}{dt} + Rb i + \frac{1}{Cb} \int i dt \quad (1.4)$$

cuya solución da la expresión de la corriente i_c .

$$i_c = A e^{-\frac{t-t_0}{z}} \text{Sen}[v(t - t_0) - \psi] \quad (1.5)$$

donde

$$z = \frac{2Lk}{Rb} \quad v = \sqrt{\frac{1}{LkCb} - \left(\frac{Rb}{2Lk}\right)^2}$$

- τ : Constante de tiempo
- ν : frecuencia de oscilación amortiguada
- A : Constante dependiente del valor U_k .

La solución para u_c viene dada por:

$$u_c = \frac{1}{C_b} \int i dt = \sqrt{\frac{L_k}{C_b}} A e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \text{Sen}[\nu(t-t_0) - \psi_u] + U_k \quad (1.6)$$

El valor de cresta de la tensión u_c , puede superar en mucho al valor de U_k de la tensión de conmutación, por lo que el circuito RC debe ser dimensionado adecuadamente; en la práctica las condiciones son más favorables a las presentadas debido a que la corriente del tiristor se atenúa con pendiente finita al final del tiempo de reconversión. Las formas de u_c y i_c se muestran en la Fig.1.4b.

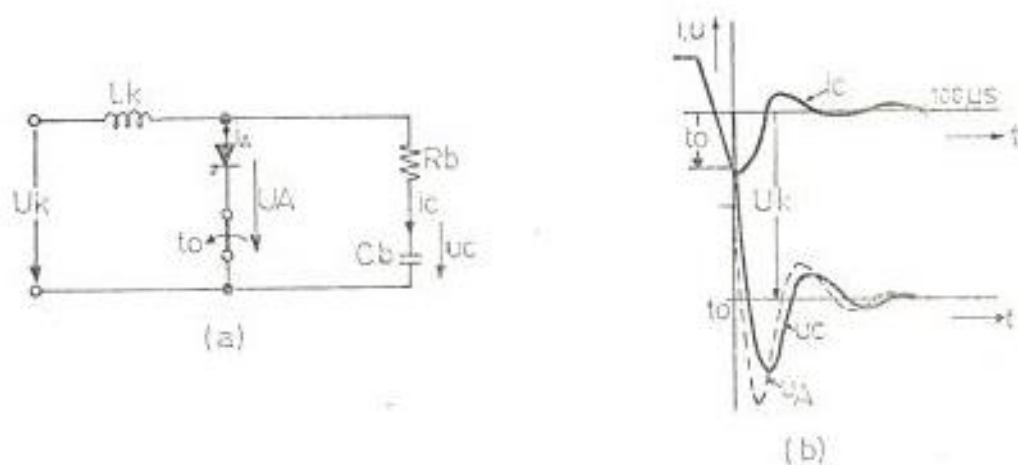


Fig. 1.4.- Circuito equivalente para el cálculo de i_c y u_c debido al efecto retenedor de portadores.

- Limitación du/dt . El circuito RC en combinación con L_k , Fig. 1.5, permite la limitación de la pendiente de tensión a los bornes del tiristor, du/dt . Se supone que en el instante t_0 se aplica al tiristor una tensión U_k a través de una inductancia de conmutación L_k . En la práctica, esto se produce en las operaciones de conexión y desconexión de los circuitos convertidores. La inductancia de conmutación L_k está constituida por la inductancia de línea de la carga y por la de dispersión del transformador. A partir de t_0 se forma nuevamente un circuito oscilante en serie amortiguado. Se ha supuesto que para t_0 la tensión en el condensador, es $u_c = 0$. Como la derivada de u_A es:

$$\frac{du_A}{dt} = R_b \frac{di_c}{dt} + \frac{du_c}{dt} \quad (1.7)$$

La pendiente máxima de tensión directa en el tiristor se produce en t_0 , entonces para t_0 :

$$\left(\frac{du_A}{dt}\right)_{\text{máx}} = \frac{R_b U_k}{L_k} \quad (1.8)$$

Este valor debe ser inferior a la pendiente de tensión admisible indicada en las características por el constructor.

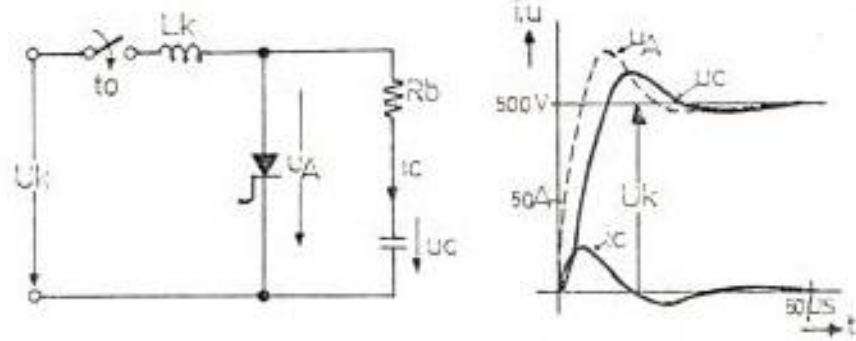


Fig. 1.5.- Circuito equivalente para el cálculo de la solici-tación $\frac{du}{dt}$.

- Tiristores en Serie. Cuando la tensión de alimentación es ma-yor que la tensión nominal del tiristor se pueden conectar va-rios tiristores en serie para que se repartan en ellos las tensiones directa e inversa.

En condiciones de régimen permanente la distribución de la ten-sión se la realiza colocando una resistencia R_1 o un diodo Ze-ner en paralelo con cada Tiristor. Para la distribución de las tensiones transitorias se conecta en paralelo con cada tiristor una resistencia R no inductiva de baja resistencia en serie con un condensador (Fig. 1.6).

C se descarga a través del tiristor, durante la conmutación des-

de el estado de conducción y si hay excesiva disipación de potencia, la corriente de conmutación es limitada por R. Además esta resistencia amortigua las oscilaciones del circuito LkC durante la conmutación.

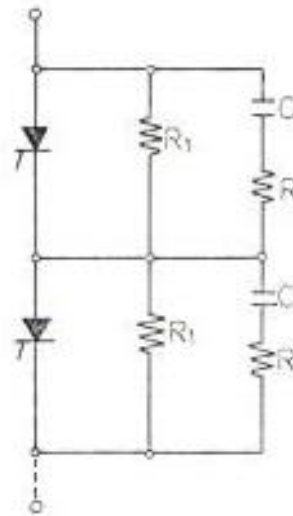


Fig. 1.6.- Distribución de tensiones en tiristores en serie

Todos los tiristores conectados en serie deben ser disparados simultáneamente. Por otra parte, se puede añadir elementos en el circuito a fin de retardar la subida de la corriente anódica hasta que todas las unidades estén en el estado de conducción y las tensiones ánodo-cátodo hayan disminuido hasta el valor mínimo de conducción. Esto evita un pico de tensión entre los terminales del tiristor con un tiempo de conexión más largo.

CAPITULO II

EL MOTOR DE INDUCCION TRIFASICO

2.1.- PRINCIPIOS GENERALES DEL CONTROL DE REGULACION DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCION

Los principios generales de variación de la velocidad de un motor de inducción se deducen de la expresión

$$n = n_1(1 - s) = \frac{60f_1}{p}(1 - s) \quad (2.1)$$

donde, la velocidad n puede ser controlada modificando la velocidad de sincronismo n_1 , o actuando sobre el deslizamiento (s). La velocidad n_1 depende a su vez del número p de pares de polos de la máquina y de la frecuencia f_1 de la tensión de alimentación; variando p tendremos variaciones discretas importantes, por lo que no conviene para nuestro estudio de sistemas de control de velocidad realimentados. En cuanto al deslizamiento basta modificar la forma de la característica par deslizamiento, para obtener, con la misma carga, distintas velocidades. Esto puede obtenerse:

- 1.- Variando la tensión aplicada al estator;
- 2.- Variando la resistencia del circuito rotórico, o inyectando en el circuito rotórico una tensión de igual frecuencia que la f.e.m. inducida en él y de magnitud y fases variables.

2.1.1-Regulación de la velocidad variando la frecuencia

Hay dos maneras de obtenerla: alimentando al motor con una fuente independiente de corrientes alternas de frecuencia regulable o por medio de un convertidor de frecuencia. La primera solución es muy teórica en relación a la segunda.

Un convertidor de frecuencia es un motor de inducción 3 ϕ de rotor devanado con anillos deslizantes y accionado por otro motor de inducción en sentido contrario al del campo giratorio. En estas condiciones las tensiones inducidas en el rotor y disponibles en las escobillas de los anillos, tienen una frecuencia igual a

$$f_2 = \frac{p(n_1 + n)}{60} \quad (2.2)$$

donde, n_1 = velocidad sincrónica del campo giratorio y n = velocidad del rotor impuesta por el motor de accionamiento. Si $n = n_1$, se tiene que $f_2 = 2f_1$; si $n = 2n_1$ la frecuencia

será triple y así sucesivamente.

Mediante el método de variación de frecuencia para mantener el par constante del motor, la tensión aplicada a éste debe variar proporcionalmente con la frecuencia. Si se desea mantener la potencia constante, el par motor deberá variar inversamente a la velocidad, es decir, a la frecuencia:

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{f_2}{f_1} \quad (2.3)$$

Asumiendo que se mantienen sensiblemente constantes los valores de rendimiento, factor de potencia y capacidad de sobrecarga, se obtiene la siguiente relación entre las tensiones aplicadas al estator y sus frecuencias respectivas:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{f_1}{f_2} \quad (2.4)$$

2.1.2 Regulación de la velocidad actuando sobre el deslizamiento

a.- Variando la tensión aplicada al estator. Como el par es proporcional al cuadrado de la tensión aplicada al estator, la reducción de dicha tensión incidirá sobre la curva par-deslizamiento, determinando un nuevo punto de estabilidad del grupo motor-carga por debajo del

punto nominal, Fig. 2.1.

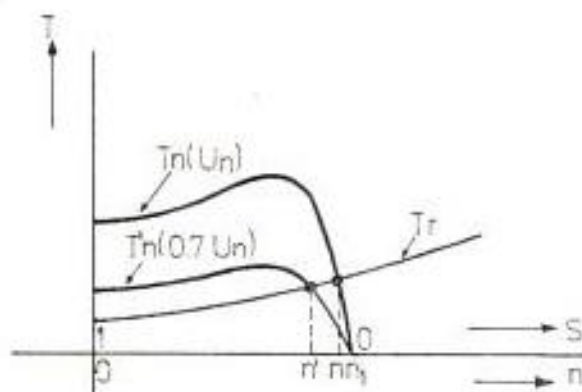


Fig. 2.1.- Característica, $T = f(S)$ del motor de inducción a la tensión nominal U_n y a la tensión $0.7 U_n$.

b.- Variando la resistencia del Circuito Rotórico. En este método aplicable solamente a motores de rotor devanado se conecta un reóstato en serie con el inducido. Este reóstato debe ser dimensionado para disipar sin calentamiento excesivo, la potencia desarrollada en él por efecto Joule. Esto hace que el rendimiento del motor disminuya.

Además el aumento de la resistencia rotórica hace que el motor pierda su característica dura de velocidad. En efecto, en la Fig. 2.2 se nota que si el par resistente pasa de T_r a $T'r$, la velocidad experimenta un aumento apreciable, tanto más notorio cuanto mayor

es la resistencia rotórica.

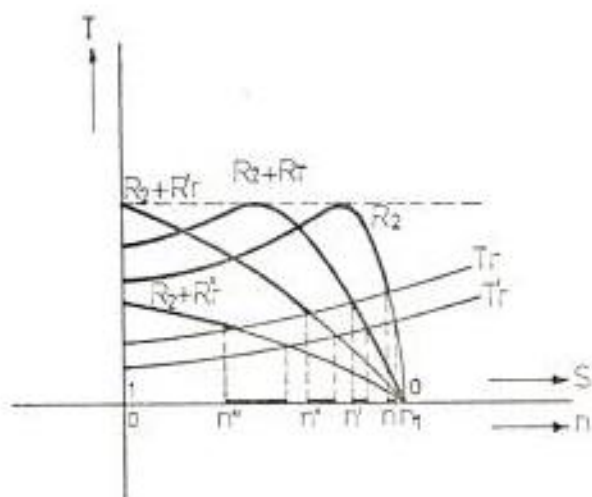


Fig. 2.2.- Característica, $T = f(S)$, con resistencias rotóricas intercaladas.

c.- Por inyección de una f.e.m. en el rotor. Con este método, válido sólo para motores de rotor devanado, se regula la velocidad y se logra también compensar el factor de potencia, entre amplios límites.

En principio todos los sistemas derivan de dos esquemas básicos. En la Fig. 2.3a el devanado rotórico del motor cuya velocidad se desea regular se conecta a un convertidor de frecuencia y tensión C.F. conectado a su vez a la red. Este método es apropiado para accionamientos a par constante, puesto que despreciando las pérdidas, la potencia que se transmite al

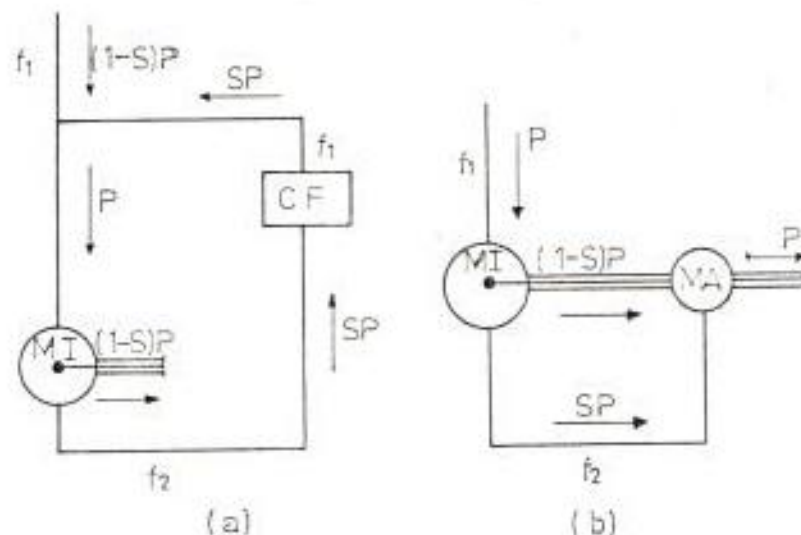


Fig. 2.3.- Balance de potencias de la regulación de velocidad.

- a. Por convertidor de frecuencia independiente C.F.
- b. Por máquina auxiliar M.A. acoplada al eje del motor M.I.

eje del motor es $(1 - S) P = T (1 - S) w_s$, de donde si P es constante, T lo será también.

En la Fig. 2.3b, el circuito rotórico está conectado a una máquina auxiliar acoplada al eje del motor principal, capaz de reintegrar bajo forma mecánica la potencia de deslizamiento SP , absorbida por el rotor. Este método es apropiado para accionamientos a potencia constante.

2.2.- MÉTODOS ANTIGUOS

Sistemas Kramer, Leblanc, Sherbius, el Motor Schrage

2.2.1 Sistema KRAMER

El sistema comprende una conmutatriz C, que funciona como convertidor de frecuencia autopropulsado y de un motor de corriente continua MA, acoplado al eje del motor de inducción, MI. La potencia eléctrica de deslizamiento absorbida por el convertidor de frecuencia del MI, es devuelta a éste, bajo forma mecánica, por el motor de corriente continua alimentado por la conmutatriz. La regulación de velocidad del MI se obtiene va-

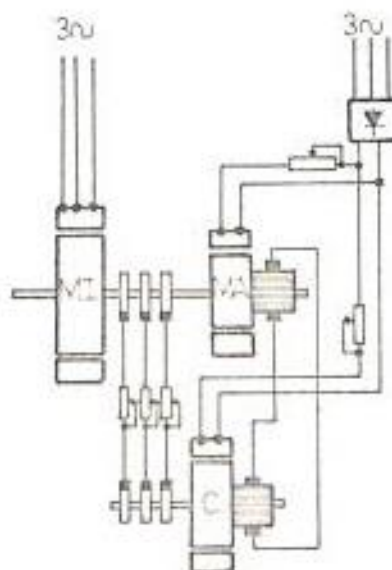


Fig. 2.4.- Esquema de conexiones del sistema Kramer modificado, para la regulación de velocidad de un motor de inducción. MI = Motor Principal, MA = Motor Auxiliar, C = Conmutatriz.

riando la excitación del motor de corriente continua, y la regulación de su factor de potencia, variando la corriente de excitación de la conmutatriz.

2.2.2 Sistema LEBLANC

En este sistema el convertidor de frecuencia está acoplado al motor principal.

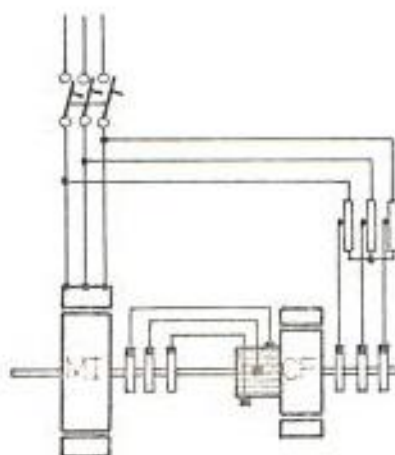


Fig. 2.5.- Esquema de conexiones de la regulación de velocidad de un motor asíncrono por el sistema Leblanc.

El devanado rotórico del motor principal está conectado a tres escobillas distanciadas de 120° entre sí, del colector del convertidor de frecuencia, que a su vez está conectado a la red trifásica por medio de un autotransformador de rela -

ción variable. El desplazamiento de las escobillas sobre el colector modifica la fase de la tensión entre ellas respecto a la fase de la tensión aplicada a los anillos; en cambio el autotransformador permite variar la magnitud de la tensión aplicada a los anillos del C.F. y consecuentemente al circuito rotórico del motor de inducción. Ajustando la magnitud y fase de esta tensión se puede controlar la velocidad y el f.p. del motor principal.

2.2.3 Sistema SCHERBIUS

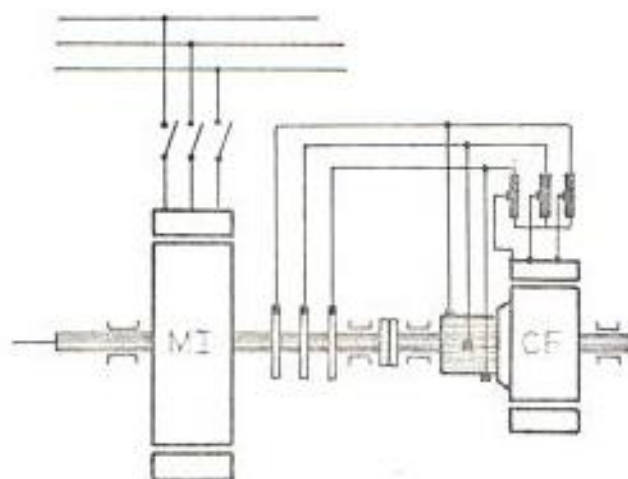


Fig. 2.6.- Esquema simplificado del sistema Scherbius de regulación de velocidad. (Limitado campo de regulación).

El estator del convertidor de frecuencia es alimentado por

las tensiones rotóricas del motor principal y la adición de este devanado estático concede al C.F. la ventaja de compensar el f.P. aún en el caso en que el motor principal trabaje con cargas reducidas. La acción del autotransformador de relación variable no permite obtener un amplio margen de regulación ni alcanzar velocidades hipersíncronas.

Para lograr lo anterior, el convertidor de frecuencia es acoplado a un motor auxiliar, Fig. 2.7, con lo que su velocidad de funcionamiento puede ser constante.

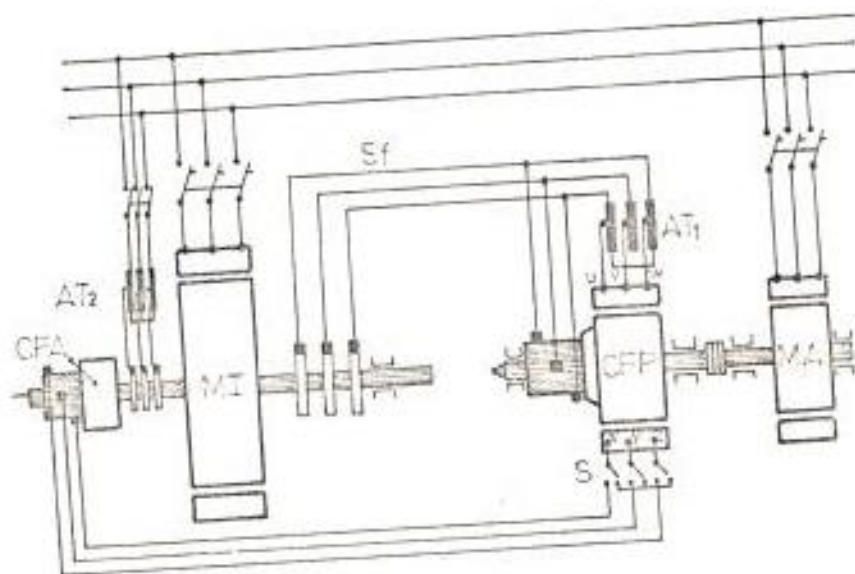


Fig. 2.7.- Esquema completo del sistema Scherbius (mayor campo de regulación de la velocidad y de compensación del factor de potencia). CFP = Convertidor de frecuencias; CFA = Convertidor de frecuencia auxiliar.

Cuando se desea que el MI alcance velocidades próximas o mayores a la de sincronismo se acciona S, lo que permite la inyección en el devanado estatórico de una tensión variable en magnitud y fase. La frecuencia de esta tensión es igual a la frecuencia rotórica del MI porque es producida por CFA.

Para velocidades inferiores a la de sincronismo, el devanado estatórico del CFP, conectado en estrella, es alimentado únicamente por el devanado rotórico del MI y se regula la velocidad por medio del AT_1 . Cuando se desea aumentar la velocidad, se abre el devanado por el centro de la estrella estatórica y se conecta el convertidor CFA, cuya tensión de salida se regula por el AT_2 , y su fase por el desplazamiento de las escobillas sobre su colector.

2.2.4 El motor SCHRAGE

En este motor el devanado primario está en el rotor y el secundario en el estator. Ambos son trifásicos. El devanado rotórico alimentado por la red a través de anillos deslizantes da origen al campo magnético giratorio de la máquina; éste induce en el devanado estatórico en cortocircuito f.e.ms, que a su vez, producirán corrientes en las fases del estator. Entonces aparecen pares sobre los conductores del estator, que tenderán a arrastrarlo en el sentido que gira el campo;

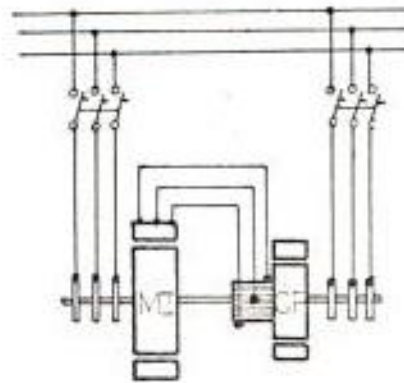


Fig. 2.8.- Esquema de conexiones de un motor de inducción alimentado por el rotor, con regulación de velocidad por el sistema Leblanc.

la inmovilidad del estator da lugar a que este par se transfiera al rotor con sentido opuesto. De esta manera, el rotor girará en sentido opuesto al campo giratorio siempre y cuando el par resistente que opone la carga sea inferior al par motor.

Se puede modificar la magnitud y fase de la tensión aplicada al estator conectando los bornes de cada fase del estator a las escobillas del colector de delgas del convertidor de frecuencia, las mismas que están montadas sobre dos coronas portaescobillas desplazables individualmente. Las escobillas de cada corona están desplazadas entre sí 120° eléctricos.

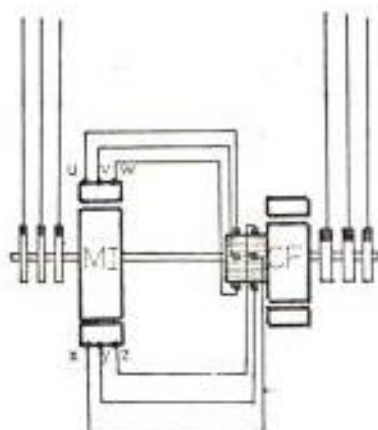


Fig. 2.9.- Esquema de conexiones de un motor de inducción alimentado por el rotor, con los bornes del devanado estatórico conectados sobre el convertidor de frecuencia.

Cuando la posición de las coronas portaescobillas es tal que las escobillas de la misma fase se encuentren sobre las mismas delgas del colector, el devanado estatórico estará en cortocircuito: el motor de inducción funciona en condiciones ordinarias. Si se desplaza los portaescobillas simétricamente respecto a la condición original, aparecerá una tensión entre las escobillas de la misma frecuencia que la de las corrientes inducidas en el estator; su valor eficaz es variable, tanto mayor cuanto más se alejan las escobillas entre sí, conservando siempre la misma fase respecto a la tensión secundaria del estator. Esta fase es modificada si se desplaza

simultáneamente las dos coronas en el mismo sentido, o si se mantiene fija una corona y se desplaza la otra, en cuyo caso se modificará simultáneamente la magnitud y fase de la tensión inyectada en el devanado del estator a partir del convertidor de frecuencia.

2.3.- MÉTODOS ELECTRONICOS

La Electrónica de Potencia, mediante componentes estáticos, en montajes simples, seguros, de repuesta rápida y menos voluminosos permite realizar funciones que ya eran realizadas por máquinas rotativas o aparatos de electrotecnia clásica. Así: el rectificador con diodos es equivalente a la conmutatriz, el rectificador con tiristores al grupo motor asíncrono-generador de c.c., el convertidor ca/ca al autotransformador con toma variable, el ondulador autónomo o inversor al conjunto motor de corriente continua-alternador. Además, el troceador resuelve un problema al que todavía no se había encontrado solución satisfactoria.

2.3.1 Equipo rectificador-ondulador entre la red y el estator del motor.

La tensión trifásica de la red es primero rectificada para luego ser regulada y aplicada al ondulador. Este es un montaje de tiristores convenientemente conectados, y cuyos dis-

paros están de tal forma sincronizados que es posible obtener a la salida del ondulator un sistema trifásico de tensiones más o menos senoidales, de magnitud y frecuencia variables, que alimenta al motor de inducción. Con este sistema se regula la velocidad del motor variando la frecuencia.

Al arranque se ajusta la frecuencia a un valor relativamente bajo y la tensión de un valor necesario para lograr un par motor capaz de superar el par resistente y acelerar el grupo motor-carga. Luego se eleva paulatinamente el valor y la frecuencia de la tensión.

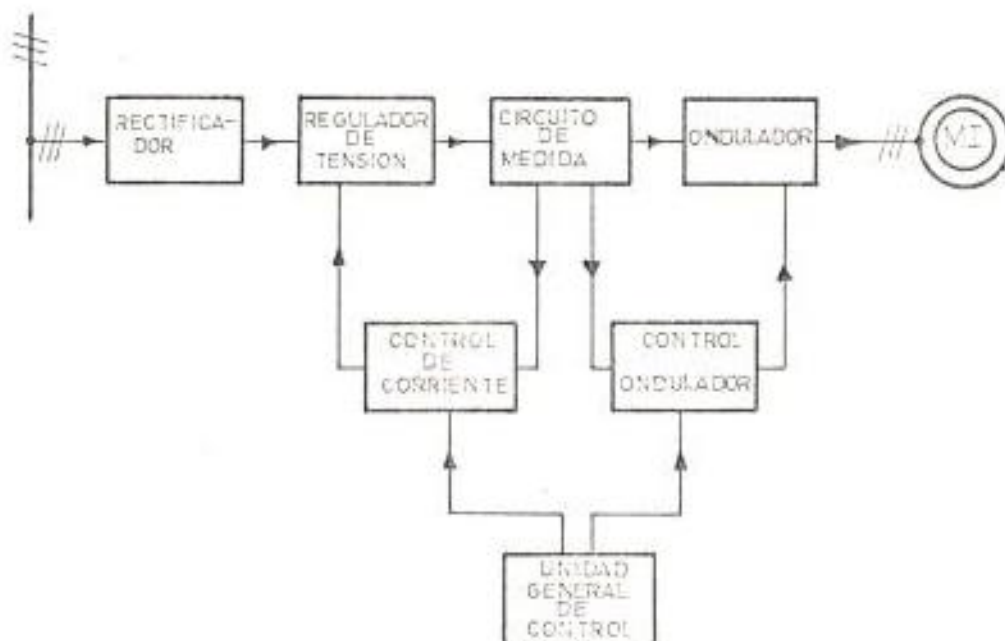


Fig. 2.10.- Esquema de bloques de la regulación electrónica de un motor de inducción M, por un rectificador-ondulador.

Si la regulación de la velocidad es a par motor constante debe mantenerse el flujo constante, variando simultáneamente y en el mismo sentido frecuencia y tensión, de tal manera que su relación se conserve prácticamente constante.

2.3.2 Equipo Rectificador-Ondulador entre el rotor del motor y la red

Se trata de un método de regulación por recuperación de la energía de deslizamiento rotórica. Es la cascada hipo síncrona, tema de este trabajo.

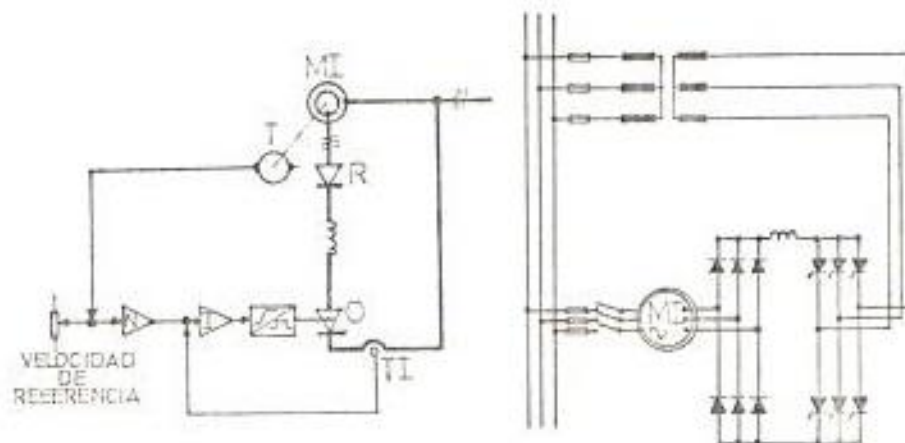


Fig. 2.11.- Esquema de bloques de la Cascada Hipo síncrona.

En este sistema las tensiones rotóricas son rectificadas por un puente de diodos, luego la tensión rectificada es filtrada por una inductancia y finalmente es devuelta a la red por me-

dio de un ondulator a tiristores, en conección puente de Graetz completo. Es necesario además proveer un transformador a la salida del ondulator para ajustar la tensión de salida del ondulator a la de la red.

La velocidad máxima que puede alcanzar el motor con la cascada hiposíncrona es ligeramente inferior a la velocidad nominal del motor con los anillos rozantes en cortocircuito, debido a las caídas de tensión en los diodos y tiristores. A un ángulo determinado de disparo de los tiristores del puente ondulator, corresponde una f.c.e.m. aplicada al rotor y por lo tanto una velocidad dada.

2.3.3 El Ciclo Convertidor

Es un sistema de conversión estática a base de tiristores, que conectado a una tensión alterna mono o polifásica de una determinada frecuencia, la convierte directamente en otra tensión alterna de magnitud y frecuencia variables. En la Fig. 2.12 se muestra el esquema de un ciclo convertidor trifásico, el cual está constituido de 2 puentes de Graetz completos de tiristores montados en antiparalelo. Se puede regular la velocidad de un motor asíncrono por medio de un ciclo convertidor. La Fig. 2.13 muestra el principio de funcionamiento del sistema. Se ajusta por medio de los tiristo-

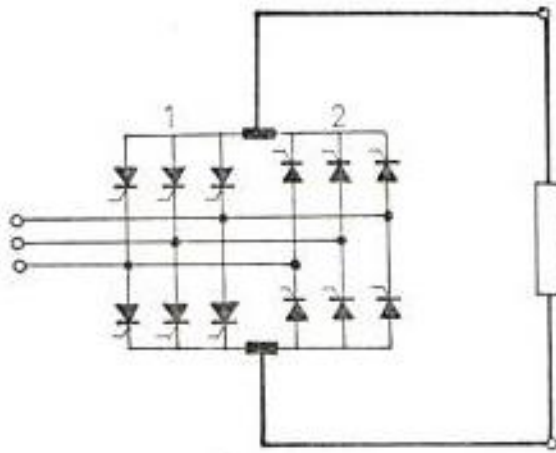


Fig. 2.12.- Esquema del Ciclo Convertidor Tri-Monofásico

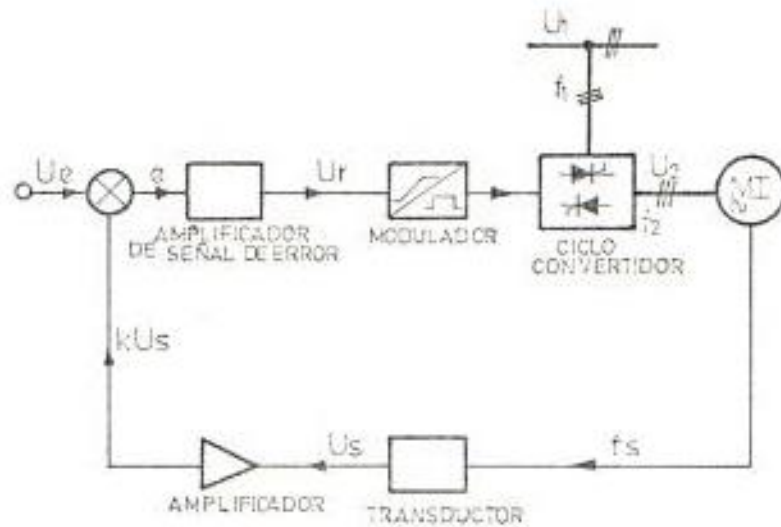


Fig.2.13.- Esquema de bloques de la regulación electrónica de velocidad de un motor de inducción asíncrono M por ciclo-converter.

res trozos de ondas alternas de la tensión de entrada para lograr ondas alternas de salida pseudo senoidales a la fre -

cuencia deseada. A continuación estas ondas son filtradas, para reducir su contenido en armónicos, antes de ser aplicadas al motor.

El sentido de la corriente determina el funcionamiento de uno u otro de los puentes, y el sentido y la amplitud de la tensión de salida deseada son fijados por el ángulo el retardo de encendido de los tiristores. Para un ángulo de disparo inferior a 90° , uno de los puentes suministra tensión positiva, funcionando como rectificador y para un ángulo de disparo comprendido entre 90 y 180° el otro puente da una tensión negativa, funcionando como ondulator.

Para limitar el porcentaje de armónicos de la tensión de salida se recomienda alimentar al ciclo convertidor con un sistema polifásico de elevado número de fases y limitar la relación entre la frecuencia de salida y la de entrada a $1/m$, donde m es el número de fases del sistema. Este montaje permite el funcionamiento del motor en los cuatro cuadrantes de la característica mecánica.

CAPITULO III

RECTIFICADORES CON DIODOS

Se clasifican en paralelo, paralelo doble y serie.

El estudio se lo realizará en el siguiente orden:

- Estudio de Tensiones. Se deduce la tensión rectificada en vacío U_c , su desarrollo en serie, su valor promedio U_{co} , factor de rizado y la tensión inversa máxima en bornes de los diodos. Se desprecian las caídas de tensión en carga.
- Estudio de Corrientes. Se deduce la corriente a través de los diodos a partir de la corriente suministrada al lado continuo.
- Estudio de caídas de tensión en funcionamiento normal. Con las corrientes ya determinadas se calcula la caída de tensión ΔU_c debida a las reactancias, a las resistencias y a la caída interna en los diodos.
- Estudio del factor de potencia. Se deducirá la expresión del factor

de potencia del secundario del motor.

- Funcionamiento en Cortocircuito. Este permitirá conocer las peores condiciones a las cuales estarán sometidos los diodos y el secundario del motor, pudiendo luego determinarse las protecciones correspondientes.

Debido a la facilidad del análisis, se tomará primero el caso paralelo y luego el caso paralelo doble.

3.1.- CLASIFICACION DE LOS RECTIFICADORES

- Montaje de Conmutación Paralela, P

La tensión rectificada u_c se recoge entre M y N. Tenemos q fases

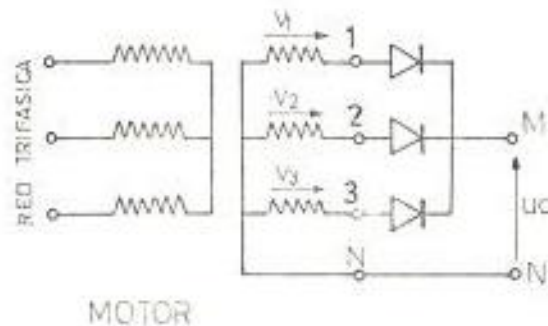


Fig. 3.1.- Montaje de Conmutación Paralela

$$\begin{aligned} u_c &= v_1 \text{ cuando } v_1 > v_2 \text{ y } v_1 \\ &= v_2 \text{ cuando } v_2 > v_1 \text{ y } v_2 \\ &= v_3 \text{ cuando } v_3 > v_1 \text{ y } v_3 \end{aligned}$$

donde residen las q tensiones a rectificar gracias a q diodos.

El borne M está unido al terminal más positivo 1,2... q .

- Montajes de conmutación paralela doble, P.D.

Tenemos q tensiones alternas en q devanados conectados en estrella. Se utilizan aquí $2q$ diodos.

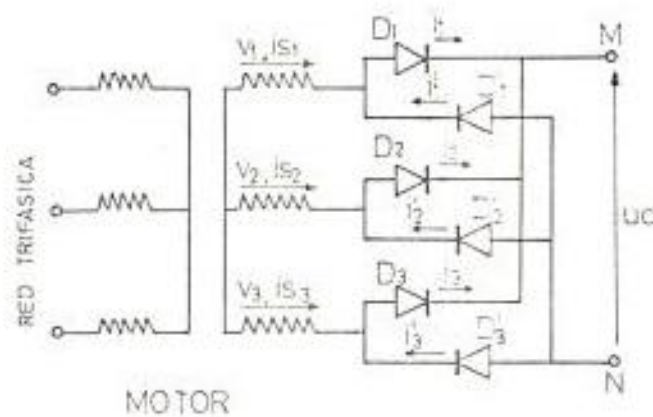


Fig. 3.2.- Montaje de Conmutación Paralela Doble.

u_c es igual a la diferencia entre la más positiva y la más negativa de las tensiones alternas. Así el montaje efectúa una doble elección cuando

$$\begin{aligned}
 v_1 > v_3 > v_2 & \text{ D}_1 \text{ y D}_3' \text{ conductores, } u_c = v_1 - v_2 \\
 v_1 > v_2 > v_3 & \text{ D}_1 \text{ y D}_3' \text{ conductores, } u_c = v_1 - v_3 \\
 v_2 > v_1 > v_3 & \text{ D}_2 \text{ y D}_3' \text{ conductores, } u_c = v_2 - v_3 \\
 v_2 > v_3 > v_1 & \text{ D}_2 \text{ y D}_1' \text{ conductores, } u_c = v_2 - v_1
 \end{aligned}$$

- Montajes de Conmutación Serie, S

Se tiene q tensiones que forman un sistema equilibrado, cuya suma es nula. La Fig. 3.3 muestra las seis fases del secundario de un transformador trifásico-hexafásico, agrupados en polígono. Se tiene $2q$ diodos.

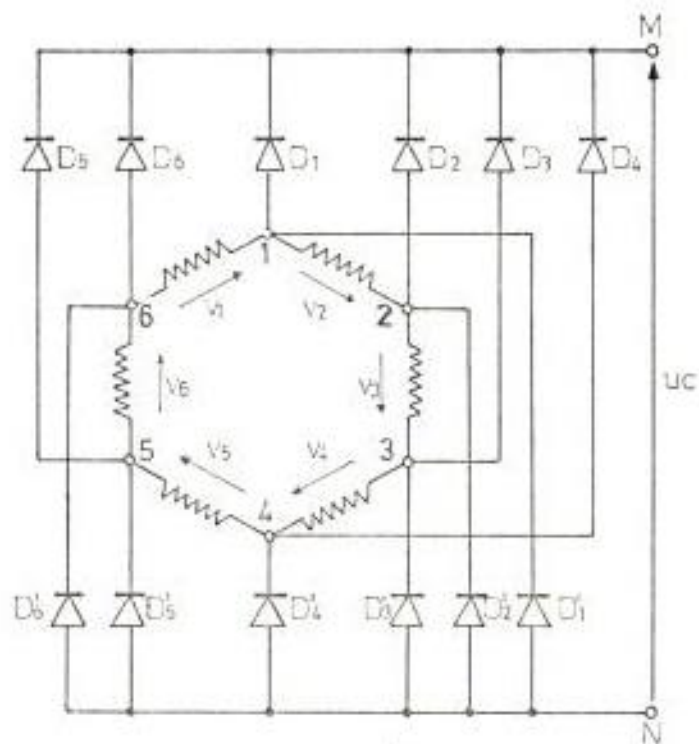


Fig. 3.3- Montaje Serie

En cada instante tres de las seis tensiones son positivas mientras que las restantes son negativas.

Durante el intervalo en que v_5 , v_6 y v_1 son positivas, v_2 , v_3 y v_4 son negativas. El potencial del borne 5 es mayor que el del 4, el del 6 mayor que el del 5, el del 1 mayor que el del 6. El del 2 es más negativo que el del 1, el del 3 más que el del 2, el del 4 más que el del 3. Entonces, el vértice más positivo es el 1, con lo que D_1 conduce, el vértice más negativo es el 4 por consiguiente D_4' conduce. Así este tipo de montaje no trabaja por comparación, sino por suma.

Transcurrido un sexto de período, v_6 , v_1 y v_2 son positivos y v_3 , v_4 y v_5 negativos, los diodos que conducen son D_2 y D_5' .

3.2.- CASO PARTICULAR. PUENTE DE SEIS DIODOS

3.2.1 Funcionamiento del Puente de Tres Diodos. Montaje en Conmutación Paralela.

Conmutación Paralela. Sistema Trifásico. Montaje P3

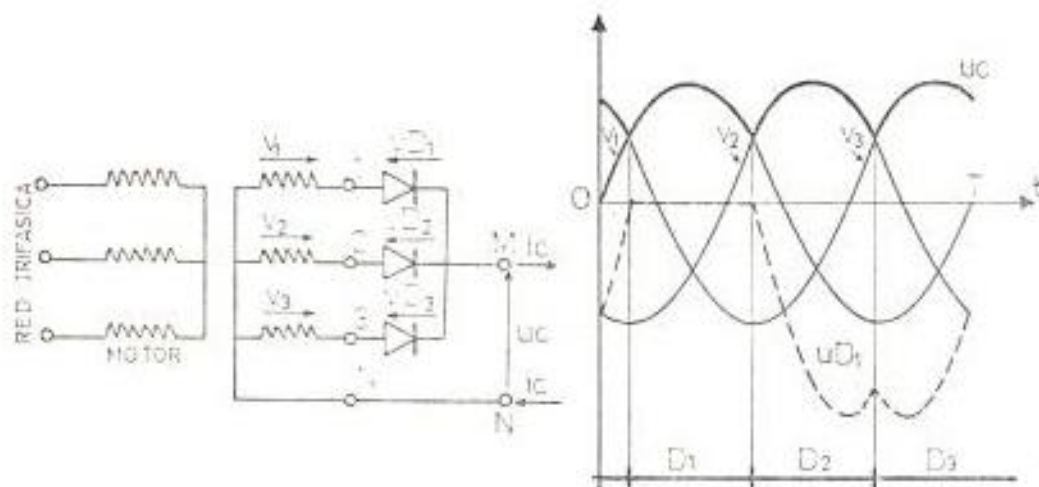


Fig. 3.4a.- Montaje de Conmutación Paralela.

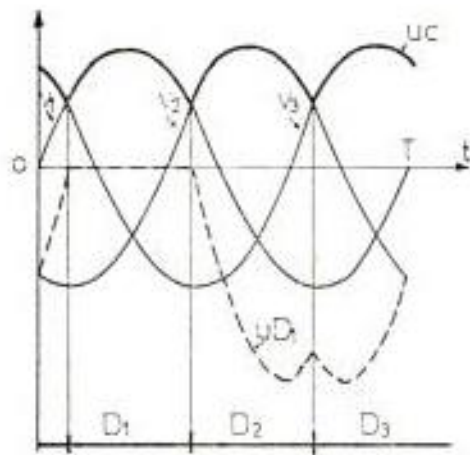


Fig. 3.4.b.- Formas de Onda en el Montaje de Conmutación Paralela.

$$v_1 = V_{\max} \text{Sen } \omega t$$

$$v_2 = V_{\max} \text{Sen } \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_3 = V_{\max} \text{Sen } \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

Para $T/12 < t < 5T/12$ $v_1 > v_2$ y v_3 , D_1 conduce

$$u_c = v_1 \quad , \quad v_{D_2} = v_2 - v_1 \quad , \quad v_{D_3} = v_3 - v_1$$

Para $5T/12 < t < 9T/12$, D_2 conduce

$$u_c = v_2 \quad , \quad v_{D_1} = v_1 - v_2 \quad , \quad v_{D_3} = v_3 - v_2$$

Para $9T/12 < t < 13T/12$, D_3 conduce

$$u_c = v_3 \quad , \quad v_{D_1} = v_1 - v_3 \quad , \quad v_{D_2} = v_2 - v_3$$

- Estudio de Tensiones

Cuando se rectifican q tensiones en un período T , la tensión rectificadora u_c está formada por q fragmentos simétricos de senoide por período T . El período de u_c es T/q .

Durante el intervalo

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

$u_c = v_1 = V_{\max} \sin \omega t$, siendo v_1 la mayor de las q tensiones alternas.

a.- Valor medio.

El valor medio U_{co} está dado por:

$$U_{co} = \frac{q}{T} \int_{\frac{T}{4} - \frac{T}{2q}}^{\frac{T}{4} + \frac{T}{2q}} V_{\max} \sin \omega t \, dt$$

$$U_{co} = \frac{q}{\pi} V_{\max} \operatorname{Sen} \frac{\pi}{q} \quad (3.1)$$

b.- Factor de ondulación o de rizado (K_o)

El factor de rizado de la tensión rectificadora se define por la siguiente relación:

$$K_o = \frac{u_{c\max} - u_{c\min}}{2U_{co}}$$

Durante su período T/q , u_c es máximo en la mitad de este intervalo y mínimo en sus dos extremos:

$$u_{cmax} = V_{max}$$

$$u_{cmin} = V_{max} \operatorname{Sen}\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q}\right) = V_{max} \operatorname{Cos} \frac{\pi}{q}$$

$$K_o = \frac{\pi}{2q} \frac{1 - \operatorname{Cos}\pi/q}{\operatorname{Sen} \pi/q} \quad (3.2)$$

c.- Desarrollo en Serie.

$$u_c = U_{co} \left(1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{-2(-1)^k}{k^2 q^2 - 1} \operatorname{Cos} k q \omega t\right)$$

para $q = 3$ se tiene que $K_o = 0.30$ y

$$u_c = U_{co} (1 + 0.25 \operatorname{cos} 3 \omega t - 0.057 \operatorname{cos} 6 \omega t + 0.025 \operatorname{cos} 9 \omega t \dots)$$

(3.3)

El rizado depende del número de fragmentos de senoide que componen a u_c durante cada período T de las tensiones a rectificarse. Este número es llamado orden de la tensión rectificada. Todas las tensiones del mismo orden, cualquiera que sea el montaje que las produce, tienen el mismo factor de rizado y desarrollo en serie.

d.- Tensión inversa de los diodos.

Si q es par la tensión más alejada de $v_1 = V_{max} \operatorname{Sen} \omega t$ es:

$$\frac{V_q}{2} + 1 = -V_{max} \operatorname{Sen} \omega t$$

La diferencia $v_1 - v_{\frac{q}{2} + 1} = 2V_{max} \text{ Sen} \omega t$ pasa por el valor máximo negativo para $\omega t = 3\pi/2$ y vale en ese momento $-2V_{max}$, luego:

$$V_{imax} = 2V_{max} \quad (3.4)$$

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

$$v_1 - v_{\frac{q+1}{2}} = V_{max} \text{ Sen} \omega t - V_{max} \text{ Sen} \left(\omega t - \frac{q-1}{2} \frac{2\pi}{q} \right) = 2V_{max} \text{ Cos} \frac{\pi}{2q} \text{ Sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{2q} \right)$$

$$v_1 - v_{\frac{q+3}{2}} = V_{max} \text{ Sen} \omega t - V_{max} \text{ Sen} \left(\omega t - \frac{q+1}{2} \frac{2\pi}{q} \right) = 2V_{max} \text{ Cos} \frac{\pi}{2q} \text{ Sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{2q} \right)$$

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

$$V_{imax} = 2V_{max} \text{ Cos} \frac{\pi}{2q} \quad (3.5)$$

- Estudio de Corrientes

Si el montaje suministra una intensidad I_c constante, cada diodo garantiza el paso de I_c durante el intervalo de duración T/q durante el cual es conductor. De ello se deducen los valores máximo, medio y eficaz de la corriente en cada uno de los q diodos.:

$$i_{\max} = I_c \quad i_{\text{med}} = \frac{I_c}{q} \quad I = \frac{I_c}{\sqrt{q}} \quad (3.6)$$

Si se supone despreciables las caídas de tensión en los diodos, y puesto que la corriente es supuesta constante, la potencia suministrada por el secundario del motor es

$$P_c = U_c I_c \quad (3.7)$$

La potencia aparente del secundario formado por q devanados, soportes de tensiones de valor eficaz $V = V_{\max}/\sqrt{2}$ y recorrido por intensidades de valor eficaz I_s , es

$$P_a = qV I_s \quad (3.8)$$

- Estudio de Caídas de Tensión en funcionamiento normal

Las impedancias de los elementos del rectificador y las de su red de alimentación hacen que al aumentar la corriente continua, I_c , la tensión media rectificadora disminuya: Caída en las reactancias $\Delta_1 U_c$, caída en las resistencias $\Delta_2 U_c$, caída en los diodos $\Delta_3 U_c$.

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

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

En los montajes de gran potencia, la caída de tensión más importante la provoca las reactancias.

a.- Caída de tensión debida a sobreposición. La corriente no pasa instantáneamente de cero a I_c y de I_c a cero porque no puede haber discontinuidades debido a las reactancias del montaje total. Cuando un diodo entra en conducción, el que va a dejar de conducir no lo hace en forma instantánea; produciéndose una conducción simultánea de dos diodos. Esto da lugar a una disminución $\Delta_1 U_c$ de la tensión media rectificada.

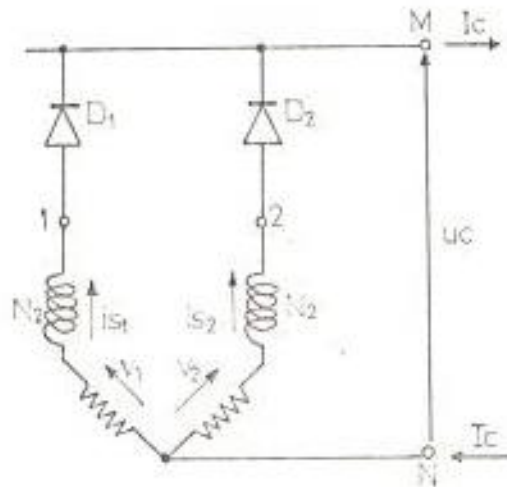


Fig. 3.5.- Conmutación de las fases uno y dos.

En el instante $t = T/4 + T/2q, v_2$ se hace mayor que v_1 y D_2 pasa a conducir. La conducción simultánea de D_1 y D_2 durará hasta que i_{s1} haya pasado de I_c a cero e i_{s2} de cero a I_c . Fig. 3.6. La transferencia de I_c de la fase 1 a la fase 2 termina en $t = T/4 + T/2q + \alpha/\omega$; α recibe el nombre de ángulo de conmutación.

Designando $N_2\omega$ las reactancias de la red y de fuga de los devanados del motor referidas al secundario del motor, mientras D_1 y D_2 conducen simultáneamente, la expresión de la tensión rectificadora es:

$$u_c = v_1 - N_2 \frac{di_{s1}}{dt}$$

$$u_c = v_2 - N_2 \frac{di_{s2}}{dt}$$

pero $i_{s1} + i_{s2} = I_c = \text{cte}$, luego

$$\frac{di_{s1}}{dt} + \frac{di_{s2}}{dt} = 0$$

$$u_c = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad , \quad \text{entonces}$$

$$u_c = v_1 - N_2 \frac{di_{s1}}{dt} = v_1 + \frac{N_2 di_{s2}}{dt} = v_2 - \frac{N_2 di_{s2}}{dt}$$

$$\frac{di_{s2}}{dt} = \frac{v_2 - v_1}{2N_2} = \frac{V_{max}}{2N_2} [\text{Sen}(\omega t - \frac{2\pi}{q}) - \text{Sen}\omega t] = \frac{V_{max}}{N_2} \text{Sen}\frac{\pi}{q} \text{Cos}(\omega t - \frac{\pi}{q})$$

$$i_{s2} = - \frac{V_{max}}{N_2\omega} \text{Sen}\frac{\pi}{q} \text{Sen}(\omega t - \frac{\pi}{q}) + B$$

B se deduce teniendo en cuenta que i_{s2} es nula para $\omega t = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q}$

Finalmente:

$$i_{s2} = \frac{V_{max}}{N_2\omega} \text{Sen}\frac{\pi}{q} [1 - \text{Sen}(\omega t - \frac{\pi}{q})]$$

Para obtener el valor de α se considera $\omega t = (\frac{\pi}{q}) + (\frac{\pi}{q}) + \alpha$

en el punto en el que $i_{s2} = I_c$, entonces

$$1 - \text{cos}\alpha = \frac{N_2\omega I_c}{V_{max} \text{Sen}\frac{\pi}{q}} \quad (3.9)$$

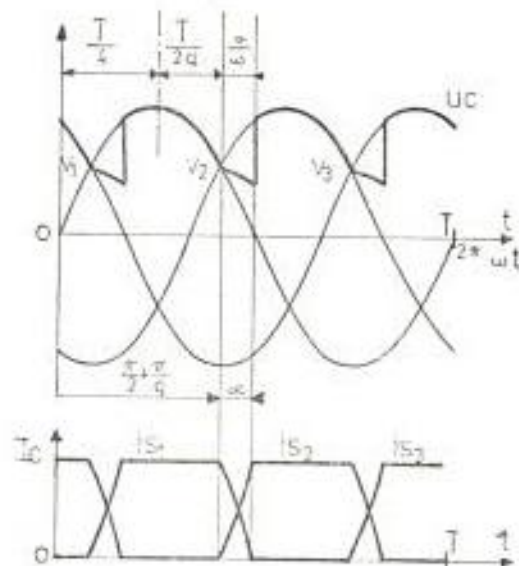


Fig. 3.6.- Angulo de Comutación α

La caída de tensión se debe a que durante el intervalo $T/4 + T/2q$ a $T/4 + T/2q + \alpha/\omega$, la tensión rectificadora u_c en lugar de ser igual solamente a v_2 vale $(v_1 + v_2)/2$. La caída de tensión media es pues

$$\Delta_1 U_c = \frac{q}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q}} (v_2 - \frac{v_1 + v_2}{2}) d\omega t$$

$$\Delta_1 U_c = \frac{q}{2\pi} V_{\max} (1 - \cos\alpha) \operatorname{Sen} \frac{\pi}{q}$$

$$\text{De 3.9: } \Delta_1 U_c = \frac{q}{2\pi} N_2 \omega I_c \quad (3.10)$$

caída de tensión que es proporcional a I_c , a la reactancia $N_2 \omega$ y al número de fases q .

Las relaciones precedentes sólo son válidas para valores de I_c que no hagan que el ángulo de conmutación sea superior a $\frac{2\pi}{q}$, ya que en ellas se considera que son dos diodos como máximo los que conducen simultáneamente. Este tipo de funcionamiento es el que tiene normalmente la mayor parte de montajes, desde en vacío hasta sobrecarga.

Cuando I_c es muy grande pueden llegar a conducir simultáneamente 3, 4 o más diodos. Siendo k el número de diodos que conducen a la vez, la tensión u_c tiene k expresiones simul-

taneamente

$$\begin{aligned} u_c &= v_1 - N_2 \frac{dis_1}{dt} \\ &= v_2 - N_2 \frac{dis_2}{dt} \\ &\dots\dots\dots \\ &= v_k - N_2 \frac{disk}{dt} \end{aligned}$$

Sumando miembro a miembro y teniendo en cuenta que la suma de $is_1 + is_2 + \dots + is_k$ es constante e igual a I_c obtenemos

$$u_c = \frac{v_1 + v_2 + \dots + v_k}{K} \quad (3.11)$$

Cuando mayor es k menor es u_c , ya que es la media de tensiones cada vez más alejadas de su máximo. En el límite, cuando la salida está en cortocircuito, todos los diodos conducen permanentemente.

Si se considera solamente el efecto de las reactancias, la característica total de tensión $u_c(I_c)$ está formada por $q-1$ segmentos rectilíneos con la pendiente cada vez más reducida.

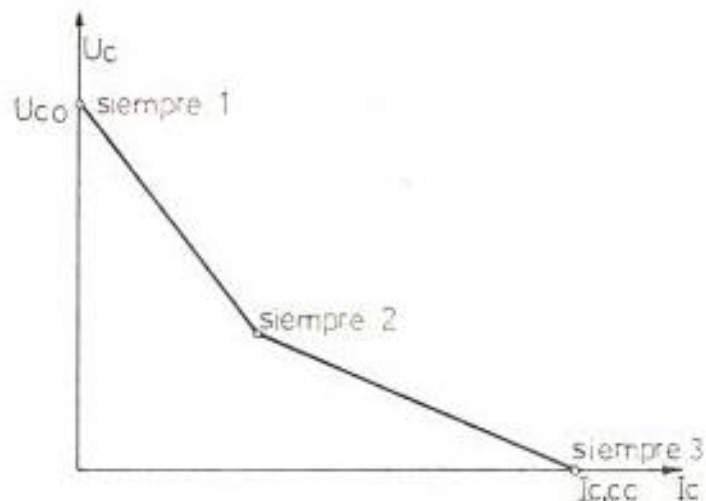


Fig. 3.7.- Característica de tensión para Montaje P3

b.- Caída de Tensión debida a la resistencia

La expresión de la pérdida por efecto Joule es:

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

Donde q y q_1 son el número de fases del secundario y primario del motor respectivamente; r_2 , r_1 y r_1' resistencia por fase del secundario, del primario del motor y de la red; I_s , I_p y J_p son las corrientes eficaces respectivas.

Sabiendo que las corrientes pueden expresarse en función de I_c , las pérdidas por efecto Joule son $P_j = R_c I_c^2$, donde R_c es la resistencia total del montaje reducida al lado continuo

la caída ohmica es:

$$\Delta_2 U_c = R_c I_c = \frac{P_j}{I_c} \quad (3.12)$$

Aplicación al Montaje P3

$$q_1 = q = 3 \quad I_s = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

Si el primario está conectado en estrella, $J_p = I_p$. Si está conectado en triángulo $J_p = \sqrt{3} I_p$. El valor de I_p puede ser determinado del diagrama del circuito del motor de inducción.

c.- Caída de tensión debida a los diodos

La corriente I_c circula por cada uno de los q diodos y la caída de tensión correspondiente es:

$$\Delta_3 U_c = (u)_{I_c} \quad (3.13)$$

Siendo $(u)_{I_c}$ la caída de tensión directa leida en la característica de los diodos utilizados para una corriente I_c .

Las caídas de tensión $\Delta_2 U_c$ y $\Delta_3 U_c$ se han calculado con las formas de onda de corriente establecidas despreciando el fenómeno de conmutación no instantánea, que reduce I_s , por lo tan-

to $\Delta_2 U_c$ y la caída de tensión media $\Delta_3 U_c$. Sin embargo en el estudio del funcionamiento normal, dado que el ángulo α es pequeño, se pueden considerar como válidas las expresiones obtenidas sin necesidad de ser corregidas.

- Estudio del Factor de Potencia

El factor de potencia secundario es

$$f_s = \frac{P_c}{P_a}$$

De acuerdo a las ecuaciones (3.7) y (3.8)

$$f_s = \frac{U_c I_c}{q V I_s} = \frac{\frac{q}{\pi} I_c V_{max} \text{ Sen } \frac{\pi}{q}}{q \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \frac{I_c}{\sqrt{q}}}$$

$$f_s = \frac{\sqrt{2q}}{\pi} \text{ Sen } \frac{\pi}{q} \quad (3.14)$$

Calculado f_s para algunos valores de q se hace notar que es pequeño y disminuye al aumentar el número de fases q

q	2	3	4	6	12	18
f_s	0.636	0.675	0.636	0.55	0.40	0.322

Cuanto menor sea f_s para una potencia dada P_c más costosa será la realización del secundario. Es la principal razón que limi-

ta el interés de los montajes de conmutación paralela e impide poder emplearlos para valores elevados de q .

- Funcionamiento en cortocircuito

Como primera aproximación en los cálculos se considera sólo las reactancias N del secundario del motor.

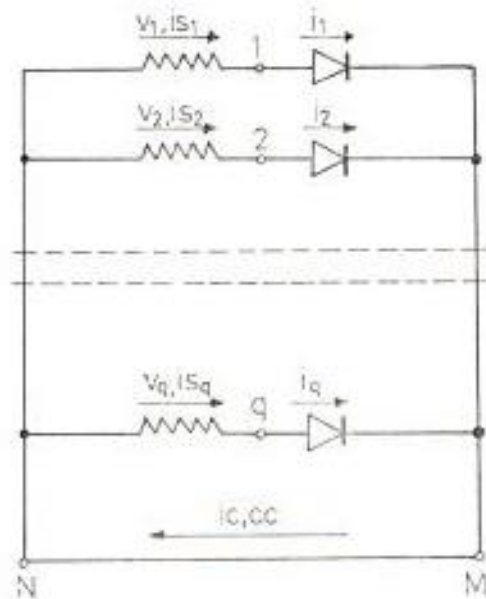


Fig. 3.8.- Funcionamiento en cortocircuito

a.- Corriente de cortocircuito

Cada bobina del secundario está cortocircuitada a través de un diodo, así para la fase 1, se tiene

$$N_2 \frac{di_{s1}}{dt} = v_1 = V_{max} \text{ Sen} \omega t$$

$$i_{s1} = \frac{V_{max}}{N_2 \omega} (1 - \cos \omega t)$$

$$I_s = \frac{V \sqrt{2}}{N_2 \omega} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - \cos \omega t)^2 dt} = \frac{\sqrt{3} V}{\omega N_2}$$

$$I_s = \sqrt{3} \frac{V}{N_2 \omega} \quad (3.15)$$

Este valor es $\sqrt{3}$ veces más grande que en el caso de cortocircuito entre bornes del secundario; al construir el motor hay que tener en cuenta este aumento en la corriente secundaria. Al no ser transmitida al primario la componente media $\frac{V_{max}}{N_2 \omega}$ de las corrientes secundarias, las primarias y las de línea son iguales a las de un cortocircuito normal. El valor medio de la corriente en cada diodo es:

$$i_{medcc} = i_{s1} \text{ med} = \frac{V_{max}}{N_2 \omega} \quad (3.16)$$

de donde la corriente media de cortocircuito es

$$I_{c,cc} = q i_{medcc} = q \frac{V_{max}}{N_2 \omega} \quad (3.17)$$

El valor instantáneo de la corriente de cortocircuito es:

$$i_{c,cc} = \frac{V_{max}}{N_2 \omega} \left\{ 1 - \cos \omega t + 1 - \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{q} \right) + \dots + \right. \\ \left. + 1 - \cos \left[\omega t - (q-1) \frac{2\pi}{q} \right] \right\}$$

$$i_{c,cc} = q \frac{V_{max}}{N_2 \omega} = I_{c,cc}$$

La corriente de cortocircuito es por lo tanto constante.

b.- Relación de cortocircuito, (K_{cc})

$$K_{cc} = \frac{I_{c,cc}}{I_{cc,TH}}$$

K_{cc} es la relación que existe entre la intensidad de cortocircuito $I_{c,cc}$ y la intensidad $I_{cc,TH}$ que se obtiene prolongando la parte inicial de la característica hasta el eje de tensión nula, fig. 3.9. Cuanto menor es K_{cc} , mejor es el circuito.

En el caso de conmutación paralela donde sólo se considera las reactancias el inicio de la característica viene dado por $U_c = U_{c0} - \Delta_1 U_c$

$$U_c = \frac{q}{\pi} V_{max} \text{Sen} \frac{\pi}{q} - \frac{q}{2\pi} N_2 \omega I_c$$

y sabiendo que para $U_c = 0$,

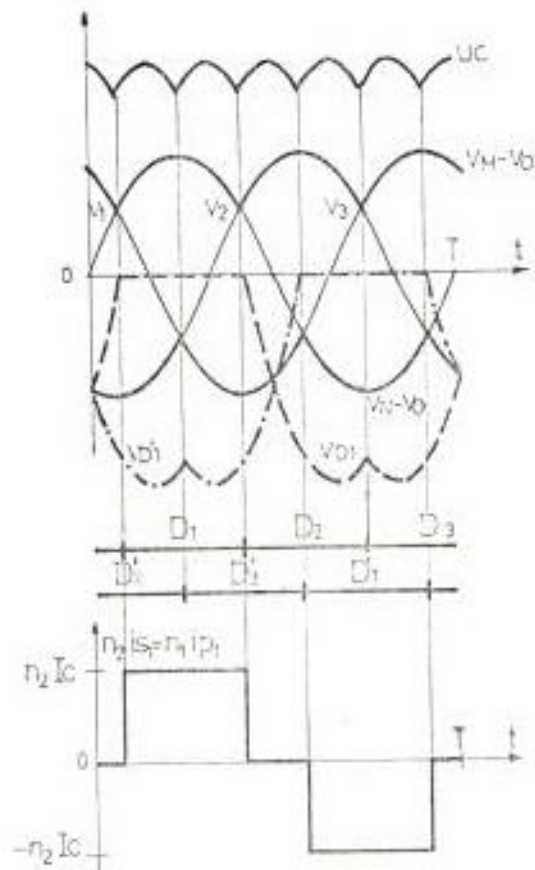
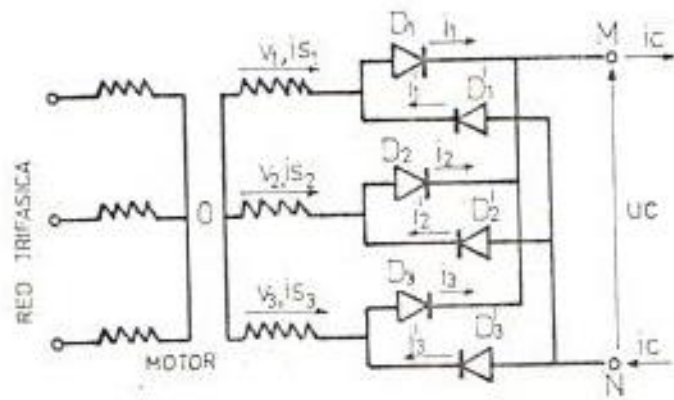


Fig. 3.9.- Montaje de Conmutación Paralela Doble y Formas de Onda.

$$I_c = I_{cc,TH} = \frac{V_{max}}{N_2 \omega} \left(2 \text{sen} \frac{\pi}{q} \right)$$

y de acuerdo a la ecuación 3.17:

$$K_{cc} = \frac{q}{2 \text{Sen} \pi/q} \quad (3.18)$$

al aumentar el número de fases q la relación K_{cc} crece y la calidad del circuito disminuye.

3.2.2 Funcionamiento del Puente de Seis Diodos: Montaje en Conmutación Paralela Doble.

Una vez realizado el estudio para el Montaje P3 podemos calcular fácilmente el montaje PD3. Los rectificadores de q tensiones en estrella utilizando $2q$ diodos se llaman circuitos en puentes de Graetz.

La conducción de D_1 , D_2 o D_3 hace que la tensión $v_m - v_0$ sea igual a la mayor de las tres tensiones v_1 , v_2 o v_3 . De igual forma al conducir el diodo correspondiente a la segunda serie (D'_1 , D'_2 , D'_3), $v_n - v_0$ es igual a la menor de las tensiones v_1 , v_2 o v_3 . La tensión rectificadora uc dada por la diferencia $(v_m - v_0) - (v_n - v_0)$ está formada por seis fragmentos simétricos de senoide por período T .

- Estudio de las Tensiones

a.- Valor Medio

El valor medio de la tensión rectificada en vacío es

$$U_{co} = (v_m - v_o)_{med} - (v_n - v_o)_{med}$$

La tensión $(v_m - v_o)$ es la tensión rectificada que da el circuito de conmutación paralela simple, rectificando las mismas tensiones.

$$(v_m - v_o)_{med} = \frac{q}{\pi} V_{max} \text{ Sen } \frac{\pi}{q}$$

La tensión $(v_n - v_o)$ formada por los mínimos y no los máximos de las tensiones alternas tiene un valor medio igual y opuesto al dado por el conmutador más positivo, luego

$$U_{co} = \frac{2q}{\pi} V_{max} \text{ Sen } \frac{\pi}{q} \quad (3.19)$$

Rectificando las mismas tensiones, al pasar del montaje P al PD se dobla la tensión media rectificada.

b.- Orden y Ondulación o Rizado

El orden n de la tensión rectificada depende del valor y paridad del número de fases q . Si q es par a cada tensión alterna le corresponde otra igual y opuesta, a v_1, v_2, \dots, v_q le corresponde $\frac{v_q}{2} + 1, \frac{v_q}{2} + 2, \dots, \frac{v_q}{2}$; cuando una tensión

pasa por su máximo, la que se le opone pasa por su mínimo:
 Los máximos de $v_m - v_o$ coinciden con los mínimos de $v_n - v_o$.
 Si q es impar, los mínimos de $v_n - v_o$ se sitúan entre dos
 pasos de $v_m - v_o$ por un máximo e inversamente. Así $v_1, v_2,$
 v_3, \dots pasan por un máximo V_{max} para $t = \frac{T}{4}, t = \frac{T}{4} +$

$\frac{T}{q}, t = \frac{T}{4} + \frac{2T}{q}, \dots$, mientras que $\frac{v_{q+1}}{2}, \frac{v_{q+3}}{2}, \frac{v_{q+5}}{2}, \dots$

pasan por $(-V_m)$ para $t = T/4 - T/2q, t = T/4 + T/2q, t = T/4 +$
 $3T/2q, \dots$ la tensión rectificada está así compuesta por $2q$
 fragmentos simétricos de senoide por período T .

Se puede usar las mismas relaciones establecidas en el caso
 de conmutación paralela, teniendo en cuenta que el orden de
 la tensión rectificada es igual a q ó $2q$ según sea q par o
 impar, respectivamente. El factor de ondulación y el desar-
 rollo en serie vienen dados por las relaciones siguientes:

$$K_o = \frac{\pi}{2n} \frac{1 - \cos \frac{\pi}{n}}{\text{Sen} \frac{\pi}{n}} \quad (3.20)$$

$$u_c = U_{co} \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{-2(-1)^k \text{Cos} k n \omega t}{K^2 n^2 - 1} \right] \quad (3.21)$$

$$n = q, \text{ si } q \text{ es par; } n = 2q, \text{ si } q \text{ es impar}$$

c.- Tensión Inversa en los Diodos

La tensión v_{D_1} es igual a: $v_1 - v_1$, $v_1 - v_2$ y $v_1 - v_3$ sucesivamente. La tensión $v_{D_1'}$, es nula al conducir D_1' , $v_2 - v_1$ al hacerlo D_2' , $v_3 - v_1$ al ser D_3' conductor.

Las tensiones en bornes de los elementos rectificadores tienen las mismas formas de ondas y valores máximos que en el caso de funcionamiento en conmutación paralela simple.

$$V_{\text{imax}} = 2V_{\text{max}}, \text{ si } q \text{ es par} \quad (3.22)$$

$$V_{\text{imax}} = 2V_{\text{max}} \cos \frac{\pi}{2q}, \text{ si } q \text{ es impar} \quad (3.23)$$

- Estudio de Corrientes

Corriente en los Diodos. Durante cada período T , cada diodo D_1, D_2, \dots, D_q suministra la corriente I_c a la carga durante su conducción. Cada corriente i_1, i_2, \dots, i_q es por lo tanto igual a I_c durante T/q y nula durante el resto del período. Al mismo tiempo el retorno de I_c requiere que uno de los q diodos de la serie D_1', D_2', \dots, D_q' conduzca; cada una de las corrientes i_1', i_2', \dots, i_q' es igual por tanto a I_c durante T/q y cero hasta el período siguiente. Los valores de corrientes en los $2q$ diodos del montaje son

$$i_{\text{med}} = i'_{\text{med}} = \frac{I_c}{q} \quad (3.24)$$

$$i_{\max} = i'_{\max} = I_c \quad (3.25)$$

$$I = I' = \frac{I_c}{\sqrt{q}} \quad (3.26)$$

Intensidad del Motor en el Secundario. Cada devanado secundario del motor, al estar unido a dos diodos, es recorrido por la corriente durante dos intervalos de duración T/q

$$\begin{aligned} i_{s1} &= I_c \text{ cuando } D_1 \text{ conduce} \\ &= -I_c \text{ cuando } D_2 \text{ conduce} \end{aligned}$$

El valor eficaz es por tanto $I_s = I_c \sqrt{\frac{2}{q}}$ (3.27)

- Estudio de Caídas de Tensión en funcionamiento normal.

a.- Caída de tensión debida a la sobreposición. La transferencia de la corriente I_c de una fase a la siguiente cuando la tensión de esta última pasa a ser la mayor de todas se efectúa como en conmutación paralela. Las relaciones que da el ángulo α y la reducción de $v_m - v_0$ son las mismas. Igual fenómeno sucede alrededor del punto N al pasar i_c de un borne al siguiente. De allí que

$$1 - \cos \alpha = \frac{N_p I_c}{V_{\max} \text{Sen} \frac{\pi}{q}} \quad (3.28)$$

$$\Delta_2 U_c = \frac{q}{\pi} N_p I_c \quad (3.29)$$

En la Fig. 3.10 se muestra la forma de $v_m - v_o$, de $v_n - v_o$ y de u_c para el circuito PD₃ y para $\alpha = \pi/6$.

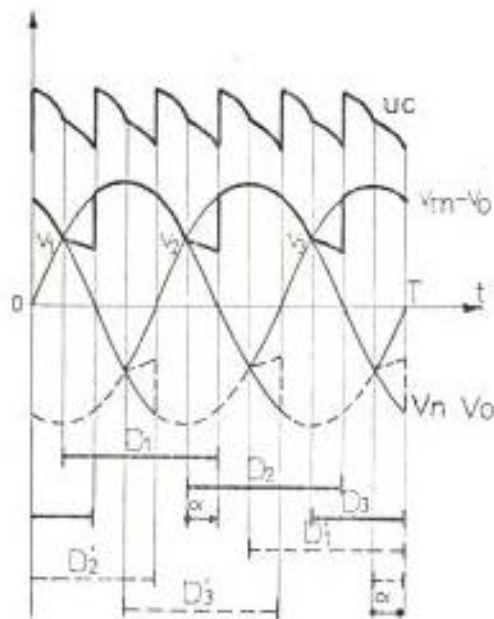


Fig. 3.10.- Conmutación paralela doble y períodos de conducción.

Las relaciones anteriores se aplican sólo si no hay más de dos diodos de la misma serie en conducción simultánea, por lo tanto si $\alpha < \frac{2\pi}{q}$ y si los dos diodos unidos al mismo borne del secundario no conducen a la vez, es decir para $\alpha < \pi - \frac{2\pi}{q}$. Al producirse esta conducción simultánea u_c se anula. Para el montaje PD₃ sólo se podrán utilizar las relaciones generales para valores de α inferiores a $\pi/3$ y por lo tanto $\Delta_1 u_c$ inferior a $0.25 u_{co}$.

b.- Caída de tensión debida a las resistencias.

Se sabe que $\Delta_2 U_c = R_c I_c$

$$R_c I_c^2 = q r_2 I_s^2 + q_1 r_1 I_p^2 + q_1 r_1' J_p^2 \quad (3.30)$$

$$\text{Para el montaje PD}_3 \quad I_s = I_c \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (3.31)$$

Si el primario está conectado en estrella $J_p = I_p$. Si el primario está conectado en triángulo $J_p = \sqrt{3} I_p$, I_p se lee del diagrama del círculo.

c.- Caída de tensión debida a los diodos.

El paso de I_c requiere la conducción de dos diodos, uno de cada serie; la caída de tensión es entonces

$$\Delta_3 U_c = 2(u) I_c \quad (3.32)$$

- Estudio del Factor de Potencia

El factor de potencia del secundario viene dado por

$$f_s = \frac{U_c I_c}{q \sqrt{I_s}} = \frac{\frac{2q}{\pi} V_{\max} I_c \text{Sen} \frac{\pi}{q}}{q \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} I_c \sqrt{\frac{2}{q}}}$$

$$f_s = \frac{2}{\pi} \sqrt{q} \operatorname{Sen} \frac{\pi}{q} \quad (3.33)$$

Para un número de fases q determinado el factor de potencia en el secundario es $\sqrt{2}$ veces mayor que en conmutación paralelo.

Para PD_3 , $f_s = 0,9555$

- Funcionamiento en Cortocircuito

a.- Corriente de Cortocircuito.

Cuando se unen M y N cada uno de los q bornes secundarios está ligado al cortocircuito mediante dos diodos montados en sentido inverso. Debido a los $2q$ diodos y al cortocircuito los q bornes secundarios están a un mismo potencial formando un punto neutro, que a su vez es equipotencial con el neutro del secundario del motor. Entonces cada fase está en cortocircuito directo.

Para la fase 1, $N_2 \frac{di_{s1}}{dt} = V_{\max} \operatorname{Sen} \omega t$

$$i_{s1} = \frac{-V_{\max}}{N_2 \omega} \cos \omega t \quad (3.34)$$

y el valor eficaz de las corrientes secundarias es

$$I_{scc} = \frac{V}{N_2 \omega}$$

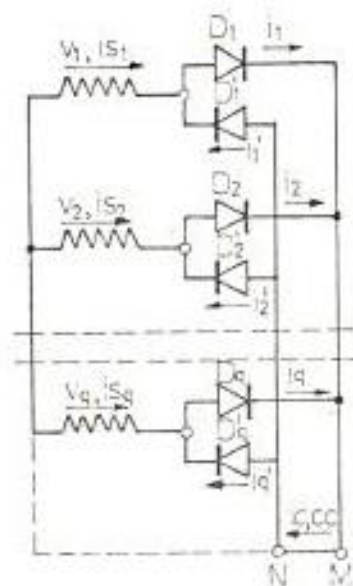


Fig. 3.11.- Funcionamiento en Cortocircuito, Montaje PD₃

La corriente media que atraviesa un diodo es por lo tanto

$$i_{med,cc} = \frac{q}{\pi} \frac{V_{max}}{N_2 \omega} \quad (3.35)$$

y el valor medio de la corriente de cortocircuito es la suma de los valores medios de las corrientes que llegan a M o de las que salen de N.

$$I_{c,cc} = q i_{med,cc} = \frac{q}{\pi} \frac{V_{max}}{N_2 \omega} \quad (3.36)$$

La corriente de cortocircuito no es constante sino que está formada por q ó $2q$ fragmentos simétricos de senoide se-

gún que q sea par o impar. Además $i_{c,cc}$ es la suma de dos corrientes según el intervalo de conducción.

Así para $q = 3$

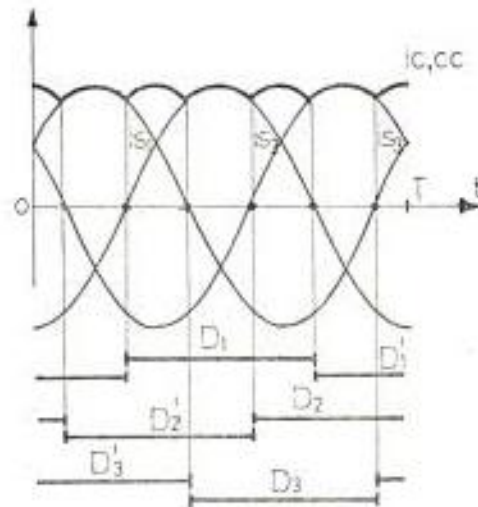


Fig. 3.12.- Funcionamiento en Cortocircuito, corriente de cortocircuito.

b.- Relación de Cortocircuito (k_{cc})

Como $U_{c0} = \frac{2q}{\pi} V_{max} \text{Sen} \frac{\pi}{q}$, al inicio de la característica de tensión

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

$$I_{cc, TH} = \frac{\frac{2q}{\pi} V_{max} \text{Sen} \frac{\pi}{q}}{\frac{q}{\pi} N_{2\omega}} = \frac{2V_{max}}{N_{2\omega}} \text{Sen} \frac{\pi}{q} \quad (3.37)$$

Pero $I_{c,cc} = \frac{q}{\pi} \frac{V_{max}}{N_2 \omega}$, entonces la relación de cortocircuito es

$$K_{cc} = \frac{q}{2\pi \text{Sen } \frac{\pi}{q}}, \quad (3.38)$$

que es mejor que la encontrada en conmutación paralela simple ya que para el mismo valor de q resulta π veces más pequeña.

3.2.3 Funcionamiento del Puente de Seis Diodos: Montaje en Conmutación Serie Montajes de Conmutación Series.

Este tipo de circuito es utilizado en los casos en los cuales el rotor está conectado en delta.

El caso de interés para nosotros en conmutación serie es el montaje S_3 que rectifica tres tensiones generadas en los devanados conectados en triángulo.

D_1, D_2, D_3 conducen al hacerse positivas v_1, v_2, v_3 y D'_1, D'_2, D'_3 al hacerse negativas v_3, v_2, v_1 .

Durante el intervalo en que $v_j, v_{j+1}, v_{j+2}, \dots, v_q$ y v_1 son positivas, $v_2, v_3, v_4, \dots, v_{j-2}$ y v_{j-1} son negativas.

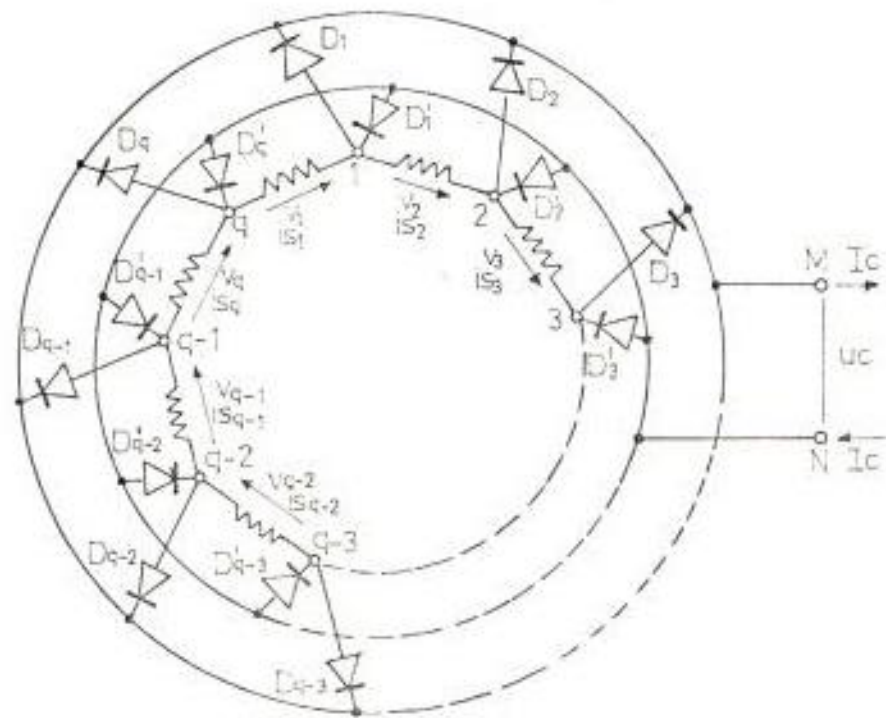


Fig. 3.13.- Montaje de Conmutación Serie o Poligonal

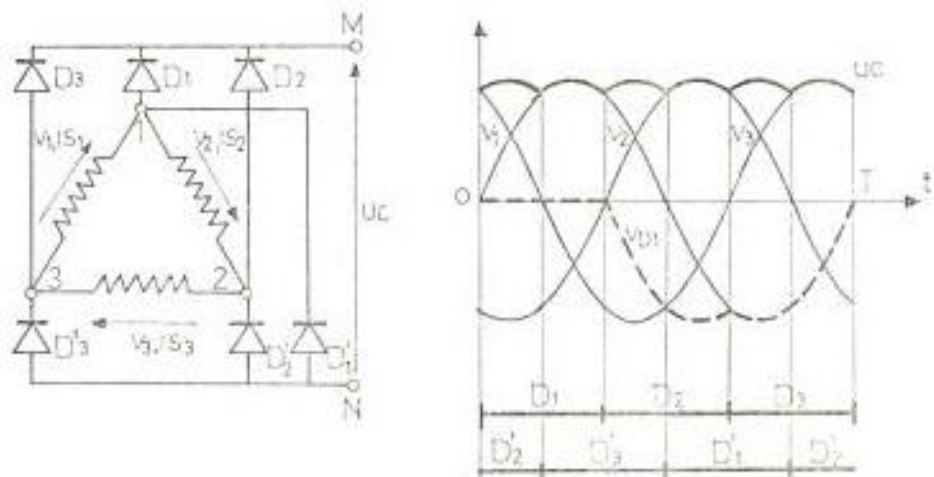


Fig. 3.14.- Montaje S3

Por orden creciente de potencial encontramos los bornes $i - 1$, i , $i + 1$, $i + 2, \dots, q$ y 1 . Si seguimos el polígono, el potencial decrece de 1 a 2 , de 2 a $3, \dots$, de $i - 2$ a $i - 1$. El borne 1 es por lo tanto el más positivo, mientras que el más negativo es el $i - 1$, siendo los diodos que conducen D_1 y D_{i-1} . A partir del momento en que la tensión v_2 se haga positiva, el vértice 2 será más positivo que el 1 y el diodo D_2 conducirá reemplazando al D_1 . Así el diodo conductor del primer grupo es el que está unido al extremo del devanado cuya tensión se ha hecho positiva en último lugar.

Cuando v_i de positiva pase a ser negativa el potencial del vértice i será más negativo que el del $i - 1$: el diodo D_{i-1} se desbloqueará y la intensidad I_c se cerrará a través de D_i . Así el diodo conductor del conmutador "más negativo" es el que está unido al extremo del devanado cuya tensión ha sido la última en hacerse negativa.

La tensión rectificadora u_c es, en cada instante, igual a la suma de las tensiones positivas. En el caso S_3 la tensión rectificadora está formada por seis segmentos simétricos de senoide por periodo T . Fig. 3.14.

Para: $0 < t < T/3$, D_1 conduce $v_{D_1} = 0$

$T/3 < t < 2T/3$, D_2 conduce $v_{D_2} = -v_2$

$$2T/3 < t < T, D_3 \text{ conduce } v_{D1} = -v_2 - v_3 = v_1$$

Para: $T/2 < t < T/2 + T/3, D_1' \text{ conduce } v_{D1}' = 0$

$$T/2 + T/3 < t < T/2 + 2T/3, D_2' \text{ conduce } v_{D1}' = v_2$$

$$T/2 + 2T/3 < t < 3T/2, D_3' \text{ conduce } v_{D1}' = v_2 + v_3 = -v_1$$

- Estudio de Tensiones

a.- Valor Medio

Siendo en cada instante la tensión rectificadora igual a la suma de tensiones positivas, su valor medio viene dado por

$$\frac{V_{max}}{\pi}, U_{co} = q \cdot \frac{V_{max}}{\pi}$$

b.- Orden y Ondulación o Rizado

El orden n de la tensión rectificadora da su factor de ondulación o rizado y la expresión de su desarrollo serie viene dado por las ecuaciones

$$K_o = \frac{\pi}{2n} \frac{1 - \cos \frac{\pi}{n}}{\text{Sen} \frac{\pi}{n}}$$

$$u_c = U_{co} \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{-2(-1)^k \cos kn\omega t}{k^2 n^2 - 1} \right]$$

donde n = q, si q es par y n = 2q, si q es impar

c.- Tensión inversa en los diodos

La tensión inversa en un diodo vale sucesivamente las diversas sumas de las tensiones polifásicas que se presentan en el orden de sucesión de fases. Es mínima cuando la suma de mayor amplitud es mínima. La tensión inversa máxima es igual al valor máximo de la tensión rectificadora. Según la paridad del número de fases q el valor de esta tensión es

$$V_{\text{imax}} = \frac{V_{\text{max}}}{\text{Sen} \frac{\pi}{q}}, \text{ si } q \text{ es par} \quad (3.39)$$

$$V_{\text{imax}} = \frac{V_{\text{max}}}{2\text{Sen} \frac{\pi}{2q}}, \text{ si } q \text{ es impar} \quad (3.40)$$

$V_{\text{imax}} = 1.05U_{\text{co}}$ para $q = 3$; V_{imax} es tanto más cercana a U_{co} cuanto mayor es n .

- Estudio de Corrientes

Por cada diodo circula la corriente rectificadora I_c supuesta constante durante T/q . Por ello, los valores de la corriente de cada uno de los $2q$ diodos son:

$$i_{\text{med}} = \frac{I_c}{q} \quad i_{\text{max}} = I_c \quad I = \frac{I_c}{\sqrt{q}} \quad (3.41)$$

La corriente I_c que sale por el vértice unido a M y regresa por borne unido a N se reparte en dos vías:

- una formada por las fases en las que la tensión es positiva,
- otra formada por las de tensión negativa.

a.- Número de fases q par

Hay $\frac{q}{2}$ fases en cada vía y la corriente I_c se divide en dos partes iguales.

La corriente en una fase es igual a $I_c/2$ cuando su tensión es positiva (primera vía) e igual a $-I_c/2$ cuando su tensión es negativa (segunda vía).

$$i_{s_j} = \frac{I_c}{2} \text{ para } 0 < t < \frac{T}{2}$$
$$= -\frac{I_c}{2} \text{ para } \frac{T}{2} < t < T$$

El valor eficaz de las corrientes secundarias es entonces

$$I_s = \frac{I_c}{2} \quad (3.42)$$

b.- Número impar de fases

En una vía hay $(\frac{q+1}{2})$ fases y en la otra $(q-1)/2$. La

intensidad I_c se reparte en relación inversa al número de bobinas que tiene cada vía y por lo tanto en cada intervalo hay

$$\frac{q+1}{2} \text{ fases recorridas por } \frac{q-1}{2q} |I_c|$$

$$\frac{q-1}{2} \text{ fases recorridas por } \frac{q+1}{2q} |I_c|$$

En un período T hay $2q$ intervalos de duración $\frac{T}{2q}$ de los cuales q tienen lugar cuando hay más tensiones positivas que negativas y otros q cuando se produce la circunstancia inversa.

Cada fase adquiere a lo largo de un período $2q$ estados posibles y es recorrida por

$$\frac{q-1}{2q} I_c, \text{ durante } \frac{q+1}{2} \text{ intervalos}$$

$$\frac{q+1}{2q} I_c, \text{ durante } \frac{q-1}{2} \text{ intervalos}$$

$$- \frac{q-1}{2q} I_c, \text{ durante } \frac{q+1}{2} \text{ intervalos}$$

$$- \frac{q+1}{2q} I_c, \text{ durante } \frac{q-1}{2} \text{ intervalos}$$

Entonces, el valor eficaz de las corrientes para el secundario es

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{T} \left[(q+1) \frac{T}{2q} \left(\frac{q-1}{2q} I_c \right)^2 + (q-1) \frac{T}{2q} \left(\frac{q+1}{2q} I_c \right)^2 \right]}$$

$$I_s = \frac{I_c}{2} \sqrt{q^2 - 1} \quad (3.43)$$

Así i_{s1} para 3 fases en el secundario

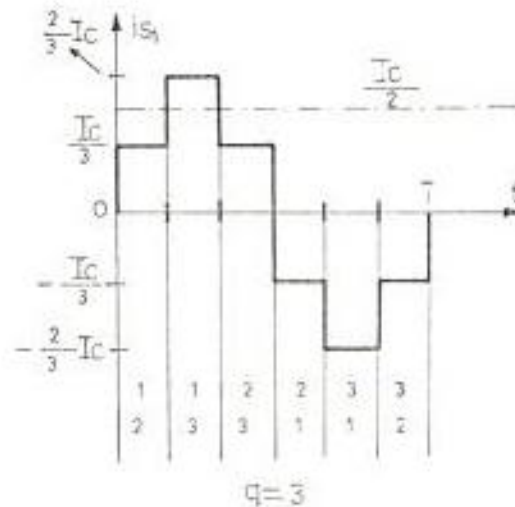


Fig. 3.15.- Onda de i_{s1} para el montaje S_3

- Estudio de Caídas de Tensión en funcionamiento normal.

a.- Caída de Tensión debida a la superposición.

Cuando el diodo D_2 se hace conductor debido a que la tensión v_2 , hasta el momento negativa, pasa a ser positiva, el diodo D_1 no puede bloquearse instantáneamente. Ello supondría el paso brusco de la fase 2 de una vía a otra y por lo tanto la inversión instantánea de la intensidad i_s .

a.- Número de fases par

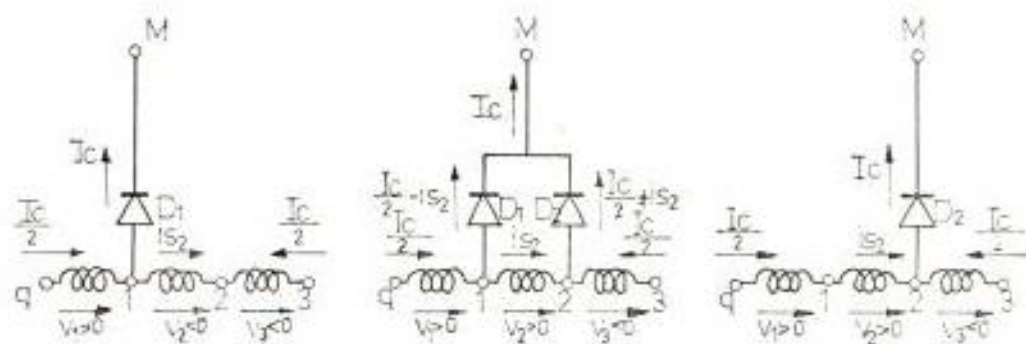


Fig. 3.16.- Etapas de conmutación del devanado 2, en caso de q par.

Durante la conducción simultánea de D_1 y D_2 , el devanado 2, asiente de v_2 , está cortocircuitado y bajo los efectos de v_2 , la corriente i_{s2} en esta fase se invierte.

El diodo D_1 se bloquea cuando i_{s2} ha pasado de $-I_c/2$ a $+I_c/2$ en cuyo intervalo la intensidad por D_2 pasa de cero a I_c . La inversión de la corriente en la fase cortocircuitada, bajo los efectos de la tensión de la misma, requiere un tiempo correspondiente a un ángulo α tal que

$$1 - \cos \alpha = \frac{N_2 \cdot I_c}{V_{\max}}$$

Durante este intervalo, la suma de las tensiones posi-

tivas se ve disminuida en la tensión de la fase en conmutación. De ahí, la reducción de la tensión rectificadora media por sobreposición es:

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

Las conmutaciones entre diodos del segundo grupo se produce al mismo tiempo que las del primero. El cortocircuito de la bobina 2, al hacerse v_2 positiva, coincide con el del devanado $(q/2) + 2$ al hacerse $v_{q/2 + 2}$ negativa.

Al haber el mismo número de fases en cada vía no hay corriente de circulación y las bobinas no cortocircuitadas están siempre recorridas por $\pm I_c/2$.

b.- Número de fases impar

La corriente en la bobina que está en conmutación debe pasar de $(-\frac{I_c}{2}) [(q-1)/q]$ a $\frac{I_c}{2} [(q-1)/q]$ o inversamente; luego, la duración de la conmutación es menor que en el caso de q par.

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

Las conmutaciones no se producen al mismo tiempo en el

borne M y en el N. En consecuencia, hay desigualdad de tensiones según se considere la una o la otra vía que hace pasar la corriente durante cada uno de los $2q$ cambios de diodo conductor

de $|\frac{I_c}{2}| (\frac{q-1}{2})$ a $|\frac{I_c}{2}| (\frac{q+1}{q})$ en la una

de $|\frac{I_c}{2}| (\frac{q+1}{q})$ a $|\frac{I_c}{2}| (\frac{q-1}{q})$ en la otra

La reducción del ángulo α hace que la caída de tensión inductiva sea menor que para q par

$$\Delta_1 U_c = \frac{q}{2\pi} N_2 \omega I_c (1 - \frac{1}{q}) \quad (3.44)$$

Dado el valor de $N_2 \omega I_c$, cuando el número de fases aumenta $\Delta_1 U_c$ crece. Sin embargo, como U_{co} es proporcional a q la caída inductiva relativa no aumenta.

b.- Caída de tensión debida a las resistencias

$$\Delta_2 U_c = R_c I_c$$

Se sabe que para el montaje S_3 , $I_s = I_c \frac{\sqrt{2}}{3}$.

Si el primario está en estrella, $J_p = I_L$. Si el primario es-

tá en triángulo $J_p = \sqrt{3} I_L$; I_L tomada del diagrama del circuito del motor de inducción.

c.- Caída de tensión debida a los diodos

Despreciando la sobreposición, en todo instante un diodo de cada grupo conduce y $\Delta_3 U_c = 2(u)_{Ic}$

- Estudio del Factor de Potencia

Si el número de fases es par, con ayuda de la ecuación 4.41, se tiene:

$$f_s = \frac{U_{co} I_c}{q V I_s} = \frac{\frac{q}{\pi} V_{max} I_c}{q \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \frac{I_c}{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$$

$$f_s = 0.90 \quad (3.45)$$

Si el número de fases es impar, la ecuación (3.42) permite determinar f_s :

$$f_s = \frac{\frac{q}{\pi} V_{max} I_c}{q \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \frac{I_c}{2} \frac{\sqrt{q^2 - 1}}{q}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{q}{\sqrt{q^2 - 1}}$$

$$f_s = 0.90 \frac{q}{\sqrt{q^2 - 1}} \quad (3.46)$$

Para $q = 3$. $f_s = 0.955$; f_s tiende a 0.90 cuando q tiende al infinito. Por lo tanto, el factor de potencia en el secundario tiene siempre un valor elevado.

- Funcionamiento en Cortocircuito

a.- Intensidad de Cortocircuito

Cuando se unen M y N cada fase está en cortocircuito, ya que sus extremos están unidos a M-N a través de dos diodos en antiparalelo. Así tenemos que al igual que en el caso de conmutación paralela doble $N_2 \frac{di_{S1}}{dt} = V_{max} \text{Sen}\omega t$

$$i_{S1} = - \frac{V_{max}}{N_2} \text{cos}\omega t$$

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

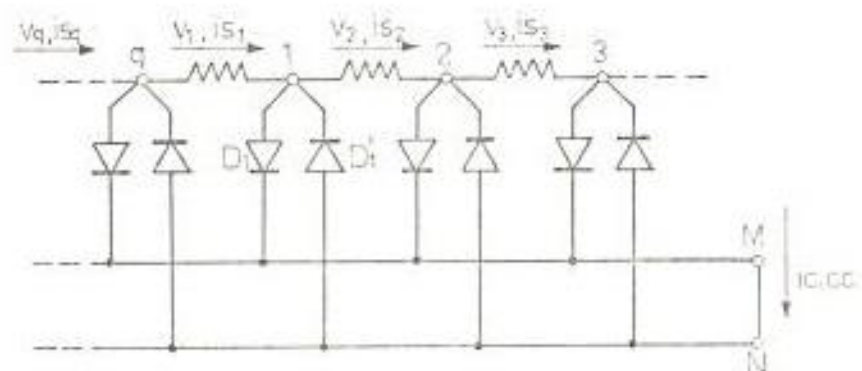


Fig. 3.17.- Funcionamiento en cortocircuito de montaje Serie

La corriente que pasa por el par de diodos unidos al mismo borne secundario no es la corriente de una fase sino la diferencia de corriente de dos fases consecutivas. Por ejemplo, por el par de diodos D_1, D_1' circula

$$i_{s_1} - i_{s_2} = \frac{V_{max}}{N_2 \omega} [-\cos \omega t - \cos(\omega t - \frac{2\pi}{q})] = 2 \text{Sen} \frac{\pi}{q} \frac{V_{max}}{N_2 \omega} \text{Sen}(\omega t - \frac{\pi}{q})$$

El diodo D_1 deja pasar la semionda positiva de esta diferencia y el diodo D_1' la negativa y se tiene:

$$i_{med,cc} = \frac{2}{\pi} \text{Sen} \frac{\pi}{q} \frac{V_{max}}{N_2 \omega} \quad (3.47)$$

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

$$I_{c,cc} = q i_{med,cc} = \frac{2q}{\pi} \text{Sen} \frac{\pi}{q} \frac{V_{max}}{N_2 \omega} \quad (3.48)$$

CAPITULO IV

EL ONDULADOR

4.1.- CLASIFICACION DE LOS ONDULADORES

Se clasifican en autónomos y no autónomos.

- Un ondulator autónomo es un convertidor estático con tiristores que permite la transformación continua-alterna cuando en el lado de alterna sólo hay receptores de energía.
- Un ondulator no autónomo está unido a una red de alterna que le impone la frecuencia y forma de onda de la tensión de salida, a diferencia del ondulator autónomo que fija la frecuencia y la forma de onda de la tensión de la salida alterna suministrada. En este trabajo se emplea el ondulator no autónomo.

Como se verá posteriormente, cuando en un rectificador controlado el ángulo de disparo aumenta de $\psi = 90^\circ$ la tensión rectificada se invierte; al mantener la corriente su sentido, la potencia suministrada al lado continuo se invierte y se vuelve negativa.

Debido a ésto se comienza con el estudio de los rectificadores controlados para luego pasar con mayor facilidad al estudio del ondulator.

Los rectificadores controlados se clasifican así mismo en: montajes de conmutación paralela, montajes de conmutación paralela doble y montajes de conmutación serie. Los dos últimos tienen a su vez dos posibilidades: montajes que utilizan únicamente tiristores y montajes mixtos.

En este capítulo empezaremos estudiando el caso paralelo para arribar luego más fácilmente al caso paralelo doble.

En el Apéndice A se estudian las características generales de comportamiento de un tiristor, en un circuito serie monofásico RL y RL con f.e.m.; luego se continúa con el circuito bifásico que permite distinguir los estados de conducción continua y discontinua, estudios que son básicos para comprender el funcionamiento trifásico.

4.2.- CASO PARTICULAR ONDULATOR NO AUTÓNOMO DE SEIS TIRISTORES CON CONMUTACION DE LINEA

4.2.1 Funcionamiento del Puente de Tres Tiristores:

Montaje en Conmutación Paralela

Sea la carga tal que la intensidad i_c nunca se anula durante un período, es decir siempre hay un tiristor en conducción. El diodo D_1 unido a la fase cuya tensión es $v_1 = V_{\max} \sin \omega t$, era conductor en el montaje de diodos, para

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

El tiristor TH_1 que lo reemplaza, conduce para

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

Así mismo el tiristor TH_2 conduce durante el intervalo

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

En el montaje P3 se observa, para distintos valores del ángulo ψ , la forma de onda de la tensión rectificadora U'_c a la salida del montaje. Fig. 4-1.

Deben considerarse dos casos:

a.- $\psi < \pi/2$: funcionamiento como rectificador. La tensión U'_c está formada por q fragmentos no simétricos de senoide y de no más de q lomos por período T de las tensiones alternas. A medida que ψ crece, la tensión rectificadora media U'_c disminuye.

Mientras ψ sea inferior a $\pi/2 - \pi/q$ es decir que $\pi/2 + \pi/q + \psi$ sea inferior a π , la tensión U'_c es siempre positiva. Para

$\pi/2 - \pi/q\psi < \phi < \pi/2$, la tensión u'_c es por intervalos negativa; la inductancia de carga hace posible la existencia de estos regímenes con i_c positiva y u'_c negativa. Si U'_{c0} es siempre negativa, entonces el montaje funciona como un rectificador.

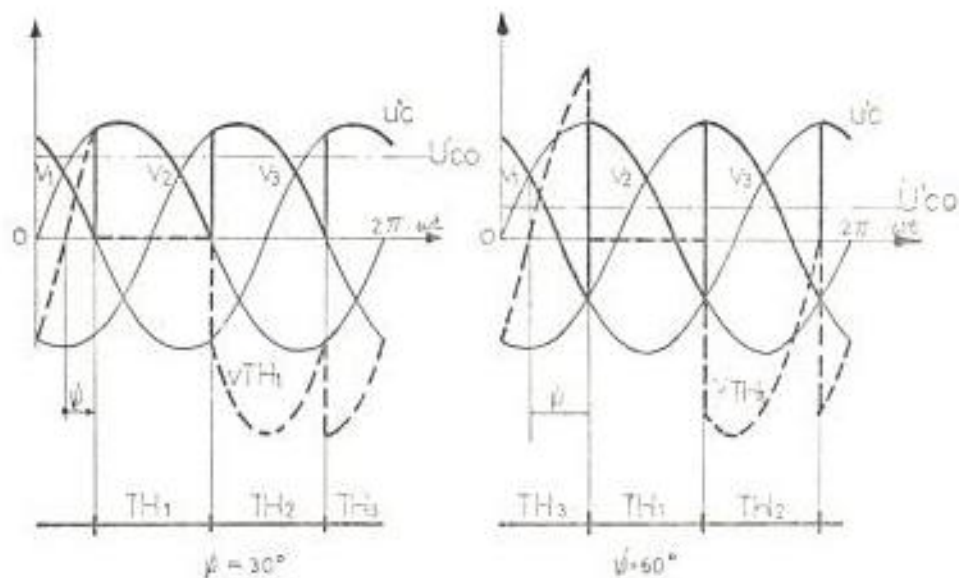


Fig. 4.1.- Funcionamiento como Rectificador

b.- $\psi > \pi/2$: funcionamiento como ondulator. En el montaje PD se necesita 6 tiristores; no es posible hacerlo con 3 diodos y 3 tiristores. Cuando ψ es superior a $\pi/2$ la tensión rectificadora media U'_{c0} se invierte. La tensión U'_{c0} aumenta a medida que ψ se acerca a π .

La corriente i_c conserva necesariamente su sentido, sólo puede salir por el punto de unión de los cátodos. La potencia

suministrada al lado continuo se invierte y ahora es negativa. Entre M y N no hay por tanto un receptor, sino que hay un generador; el montaje funciona como un ondulator.

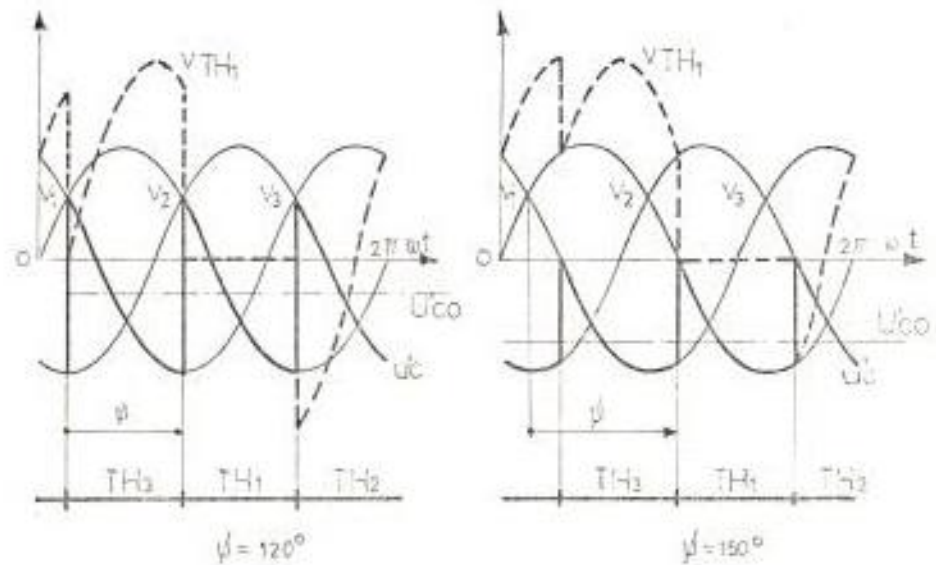


Fig. 4.2.- Funcionamiento como Ondulador

Cuando el sistema funciona como ondulator la red alterna recibe potencia activa, pero sigue suministrando potencia reactiva. Sobre todo sigue imponiendo la forma de onda y la frecuencia de las tensiones alternas.

En estos montajes la propia red alterna nos asegura las conmutaciones: la extinción de un tiristor conductor está automáticamente garantizada al cebar el tiristor siguiente.

- Estudio de Tensiones

a.- Valor Medio

La tensión rectificadora U_c está formada en cada período T , de q fragmentos de senoídes. Así para

$$\left(\frac{\pi}{2}\right) - \left(\frac{\pi}{q}\right) + \psi < \omega t < \left(\frac{\pi}{2}\right) + \left(\frac{\pi}{q}\right) + \psi$$

$$u_c = V_{\max} \text{Sen} \omega t$$

El valor medio es:

$$U_{co} = \frac{q}{\pi} V_{\max} \text{Sen} \frac{\pi}{q} \text{Cos} \psi \quad (4.1)$$

$$U_{co} = U_{co} \text{Cos} \psi$$

La tensión rectificadora media es igual a la obtenida sin retardo en el cebado, montaje con diodos, multiplicada por el coseno del ángulo de retardo. Haciendo variar ψ de 0 a π , se puede teóricamente hacer pasar U'_{co} de U'_{co} a $-U'_{co}$.

b.- Orden y Ondulación

Cuanto menor es $|\cos\psi|$ la tensión $U'c$ tiene un valor medio más pequeño y las variaciones alrededor de esta media son mayores.

El factor de rizado $K'o$ viene dado por:

$$K'o = \frac{u'c_{\max} - u'c_{\min}}{2U'co}$$

Si se acepta la hipótesis de conducción continua

$$u'c_{\max} = V_{\max} \quad \text{para } 0 < \psi < \pi/q$$

$$u'c_{\max} = V_{\max} \cos\left(\psi - \frac{\pi}{q}\right) \quad \text{para } \frac{\pi}{q} < \psi < \pi/2$$

$$u'c_{\min} = V_{\max} \cos\left(\psi + \frac{\pi}{q}\right) \quad \text{para } 0 < \psi < \pi/2$$

$K'o$ crece de K_o , montaje con diodo, a infinito cuando ψ va de 0 a $\pi/2$. Para el funcionamiento como ondulator la curva $K'o = f(\psi)$ es simétrica respecto a la hallada como rectificador; eje de simetría $\psi = \pi/2$.

La amplitud de los armónicos del desarrollo en serie $u'c$ crece a medida que $|\cos\psi|$ disminuye. Así la amplitud del término de pulsación $Kq\omega$ que era

$$U_{kq\max} = U_{co} \frac{2}{k^2 q^2 - 1}$$

con los montajes con diodos, con tiristores vale

$$U'_{kq\max} = U_{co} \cos\psi \frac{2}{k^2 q^2 - 1} \sqrt{1 + K^2 q^2 \operatorname{tg}^2 \psi} \quad (4.2)$$

Cuando $\cos\psi$ se anula, y por tanto $U'co$ es nulo, el valor

de los armónicos es máximo y alcanza el valor

$$U'k_{q\max} = U_{co} \frac{2Kq}{K^2q^2 - 1} \quad (4.3)$$

c.- Tensión inversa en los tiristores

Viene dada por las relaciones

$$\begin{aligned} v_{TH_1} &= v_1 - v_1 = 0 \text{ cuando } TH_1 \text{ conduce} \\ &= v_1 - v_2 \quad \text{cuando } TH_2 \text{ conduce} \\ &= v_1 - v_3 \quad \text{cuando } TH_3 \text{ conduce} \end{aligned}$$

La tensión inversa máxima que puede aparecer en los bornes de los tiristores es la misma que para el mismo montaje utilizando diodos

$$v_{\max} = 2V_{\max}, \text{ si } q \text{ es par} \quad (4.4)$$

$$= 2V_{\max} \cos \frac{\pi}{2q}, \text{ si } q \text{ es impar} \quad (4.5)$$

Sin embargo, para valores elevados de ψ los máximos de tensión inversa desaparecen.

La tensión en bornes de un tiristor no conductor es positiva a partir del instante en que el diodo correspondiente se

cebaría. Esta tensión directa cuando ψ es suficiente toma un valor máximo igual al máximo de la tensión inversa que puede aparecer

$$V_{dmax} = V_{imax} \quad (4.6)$$

Es necesario que los tiristores puedan soportar la tensión directa máxima sin producirse el cebado intempestivo.

Cuanto más próximo a π esté ψ , menor es la tensión directa en bornes de los tiristores en el momento en que deben comenzar a conducir. Así para TH_1 mientras no esté cebado,

$$v_{TH_1} = v_1 - v_q = V_{max} [\text{Sen} \omega t - \text{Sen}(\omega t + \frac{2\pi}{q})]$$

$$v_{TH_1} = -2V_{max} \text{Sen} \frac{\pi}{q} \text{Cos}(\omega t + \frac{\pi}{q}) \quad (4.7)$$

El impulso de cebado enviado para $\omega t = (\frac{\pi}{2}) - (\frac{\pi}{q}) + \psi$ encuentra en bornes del tiristor la tensión $2V_{max} \text{Sen} \frac{\pi}{q} \text{Sen} \psi$. Esta tensión es positiva mientras ψ sea inferior a π . Para ψ superior a π , será negativa y el tiristor no podrá cebarse.

Cuando TH_2 conduce

$$v_{TH_2} = v_1 - v_2 = V_{max} [\text{Sen} \omega t - \text{Sen}(\omega t - \frac{2\pi}{q})]$$

$$= 2V_{max} \text{Sen} \frac{\pi}{q} \text{Cos}(\omega t - \frac{\pi}{q}) \quad (4.8)$$

La conducción de TH₂ empieza para $\omega t = (\pi/2) + \pi/q + \psi$; la tensión de bloqueo es

$$v_B = 2V_{\max} \text{Sen} \frac{\pi}{q} \text{Sen} \psi \quad (4.9)$$

El tiempo de bloqueo es

$$t_B = \frac{1}{\omega} \left[\left(\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{q} \right) - \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \psi \right) \right] = \frac{\pi - \psi}{\omega} \quad (4.10)$$

Para $\psi = \pi$ el tiempo de bloqueo sería nulo. Sin embargo como mínimo debe ser igual al tiempo de recuperación de los tiristores, es decir el tiempo necesario para que éstos puedan, después de un intervalo de conducción, recuperar su poder de bloqueo de tensiones directas. De ahí la razón para prever un ángulo de seguridad, $B = \pi - \psi_{\max}$, que en este trabajo se ha escogido a 30°.

El proceso de conmutación no instantánea nos obligará a aumentar B.

Observaciones:

. La inversión de U'co, Fig. 4.3, curva ABC, supone que el aparato colocado del lado de continua pasa de receptor a generador.

- Si entre M y N siempre se tiene un receptor entonces U'_{co} sólo puede ser positivo o nulo. Si el receptor fuera infinitamente inductivo U'_{co} sería igual a $U_{co} \cos \psi$ para $\psi < \pi/2$, y nulo para $\psi > \pi/2$, curva ABD.
- Si la carga es una resistencia pura, u'_{c} , al igual que i_c no puede invertirse mientras ψ sea inferior a $\pi/2 - \pi/q$; se tiene $U'_{co} = U_{co} \cos \psi$. Para valores superiores de ψ , cada período de u'_{c} está formado por un fragmento de senoide y un segmento de tensión nula. La tensión u'_{c} es nula si el cebado de TH_1 tiene lugar después del instante en que $\psi > \pi/2 + \pi/q$, curva AFGD.

Para el montaje P3, se tiene la Fig. 4.3.

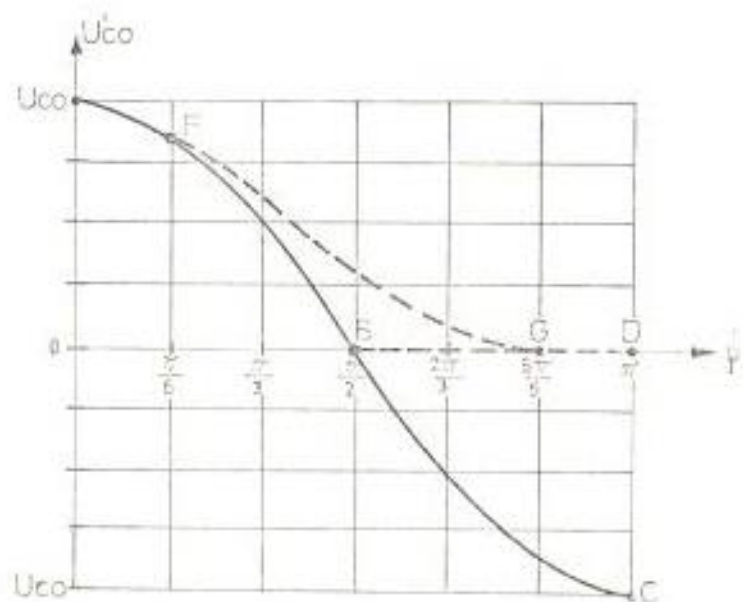


Fig. 4.3.- Tensión Media U'_{co} vs. ángulo de disparo ψ

En el caso de una carga resistiva-inductiva, $U'_{co} = f(\psi)$ está comprendida entre ABD y AFGD.

- Estudio de corrientes

Como cuando teníamos diodos, supondremos que la corriente rectificadora i_c es constante e igual a su valor medio I_c .

Para un valor dado de I_c , todas las intensidades tienen el mismo valor que para el mismo montaje equipado con diodos.

Cada tiristor es atravesado por I_c durante T/q , por lo tanto los valores de las corrientes en los tiristores son

$$i'_{med} = \frac{I_c}{q} \quad i'_{max} = I_c \quad I' = \frac{I_c}{\sqrt{q}} \quad (4.11)$$

El valor eficaz de las corrientes por los devanados secundarios vale

$$I'_s = \frac{I_c}{\sqrt{q}} \quad (4.12)$$

- Estudio de las Caídas de Tensión en funcionamiento normal

Para un valor dado de I_c , las caídas de tensión rectificadora me-

dia debidas a las resistencias y diodos son independientes del valor del ángulo ψ .

a.- Caída de tensión debida a la sobreposición.

A partir de $t = (\pi/2 + \pi/q + \psi)/\omega$, instante del cebado de TH_2 , TH_1 y TH_2 conducen simultáneamente, la tensión rectificada será:

$$u'c = v_1 - N_2 \frac{di_{s1}}{dt} \quad , \quad u'c = v_2 - N_2 \frac{di_{s2}}{dt}$$

pero $i_{s1} + i_{s2} = I_c$, entonces,

$$u'c = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad , \quad \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{v_2 - v_1}{2N_2}$$

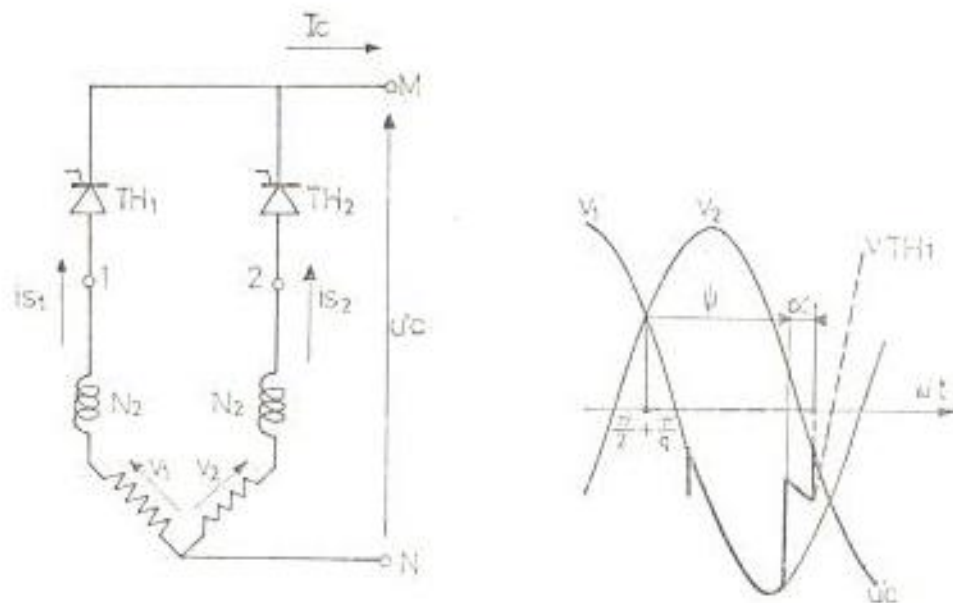


Fig. 4.4.- Ángulo de Comutación para Tiristores, formas de Onda.

Como se vió previamente, rectificación con diodos,

$$\frac{di_{s_2}}{dt} = -\frac{V_{max}}{N_2} \text{Sen} \frac{\pi}{q} \text{Cos}(\omega t - \frac{\pi}{q})$$

$$i_{s_2} = -\frac{V_{max}}{N_2 \omega} \text{Sen} \frac{\pi}{q} \text{Sen}(\omega t - \frac{\pi}{q}) + \text{cte.}$$

como para $\omega t = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \psi$, se tiene que $i_{s_2} = 0$, entonces

$$\text{cte} = \frac{V_{max}}{N_2 \omega} \text{Sen} \frac{\pi}{q} \text{Cos} \psi, \text{ e}$$

$$i_{s_2} = \frac{V_{max}}{N_2 \omega} \text{Sen} \frac{\pi}{q} [\text{Cos} \psi - \text{Sen}(\omega t - \frac{\pi}{q})] \quad (4.13)$$

El fin del intervalo se obtiene para $\omega t = \pi/2 + \pi/q + \psi + \alpha$, cuando i_{s_2} alcanza el valor I_c , por tanto,

$$I_c = \frac{V_{max}}{N_2 \omega} \text{Sen} \frac{\pi}{q} [\text{Cos} \psi - \text{Cos}(\psi + \alpha)] \quad (4.14)$$

$$\text{Cos} \psi - \text{Cos}(\psi + \alpha) = \frac{N_2 \omega I_c}{V_{max} \text{Sen} \pi/q} \quad (4.15)$$

La caída de tensión $\Delta_1 U'c$ se debe a que durante la conducción simultánea de TH_1 y TH_2 la tensión $u'c$ es igual a $(v_1 + v_2)/2$ en lugar de v_2 , lo que permite escribir

$$\Delta_1 U'c = \frac{q}{2\pi} \int_{\pi/2 + \pi/q + \psi}^{\pi/2 + \pi/q + \psi + \alpha} (v_2 - \frac{v_1 + v_2}{2}) d(\omega t)$$

$$\Delta_1 U'c = \frac{q}{2\pi} N_2 \omega I_c \quad (4.16)$$

Ya que para una I_c dada las tres caídas de tensión parciales y por lo tanto su suma son independientes de ψ , las características U_c vs. I_c para diferentes valores ψ son paralelas.

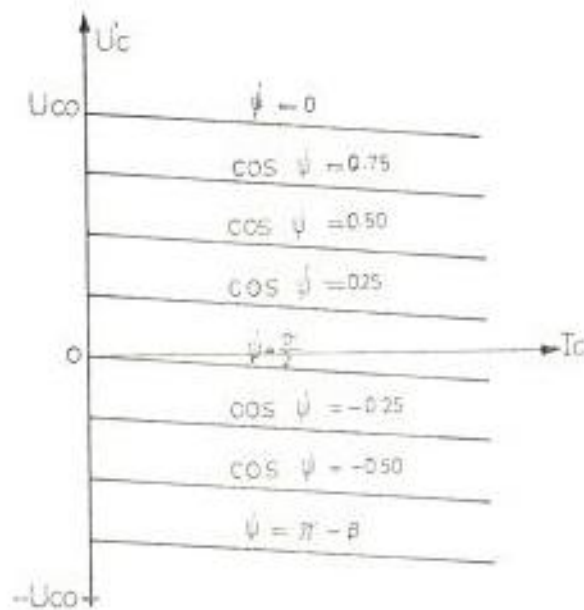


Fig. 4.5.- Característica U_c vs. I_c con ψ como parámetro

Cuando el montaje funciona como ondulador, con tensiones de salida constantes, y la potencia aumenta, el aumento de $(-U_c)$ para I_c creciente, Fig. 4.5., indica que es indispensable aumentar la tensión continua a la entrada del ondulador. Además la reactancia $N_2 \omega$, causa principal de la caída de tensión es la más molesta.

El intervalo de conmutación α/ω reduce el tiempo de bloqueo de los tiristores. Cuanto mayor sea $N_2 \omega I_c$ mayor será el án-

gulo de seguridad y por ello se reducirá el margen posible de tensiones negativas.

- Estudio de Factor de Potencia

La potencia activa suministrada o absorbida por el rectificador ahora es $U'_{co} I_c = U_{co} I_c \cos\psi$ en lugar de $U_{co} I_c$.

A igualdad de tensiones alternas y corriente continua suministrada, las potencias aparentes secundaria y primaria tienen igual valor que para el montaje con diodos. Como las potencias activas se multiplican por $|\cos\psi|$, sucede lo mismo con los factores de potencia,

$$f_s' = f_s |\cos\psi| \quad f_p' = f_p |\cos\psi| \quad (4.17)$$

La disminución de los factores de potencia a medida que ψ se acerca a $\pi/2$ se debe al desplazamiento de las ondas de corriente con relación a las tensiones correspondientes.

Rendimiento.

Las pérdidas son constantes para cualquier ángulo ψ ; el rendimiento por lo tanto es menor cuanto más pequeño sea la potencia U'_{cic} .

Según el tipo de funcionamiento rectificador u ondulator el rendimiento vendrá dado por

$$\eta_{\text{rect}} = \frac{U'cI_c}{u'cI_c + P_{fe} + R_cI_c + (u)_{I_c}^{I_c}}$$
$$\eta_{\text{ond}} = \frac{U'cI_c - (P_{fe} + R_cI_c + (u)_{I_c}^{I_c})}{U'cI_c} \quad (4.18)$$

En el caso de conmutación retardada para $|\cos\phi|$ muy cercano a cero la tensión rectificadora presenta un fuerte rizado; luego la hipótesis de corriente rectificadora constante es una aproximación no muy exacta.

- Funcionamiento en Cortocircuito

No hace falta el estudio del funcionamiento en cortocircuito para los montajes con tiristores, porque en caso de falla se suspende el envío de impulsos de cebado.

Precauciones en funcionamiento como Ondulador.

. Consecuencias de un fallo de bloqueo

Si los tiristores no se bloquean cuando su tensión anódica se hace positiva, es decir, cuando su tendencia es la de conducir,

la tensión U_c pasa de negativa a positiva, lo que equivale a un cortocircuito.

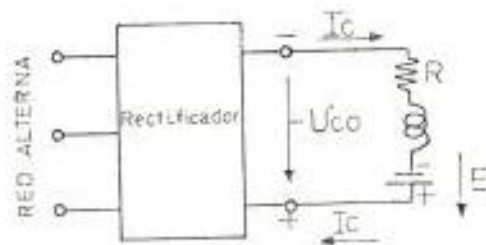


Fig. 4.6.- Funcionamiento normal como Ondulador

En funcionamiento normal como ondulator, Fig. 4.6, y para I_c nominal si no se bloquean los tiristores el sistema funciona con ψ nulo y $U'_{co} = U_{co}$, siendo la corriente mucho más grande que en el primer caso, Fig. 4.7.

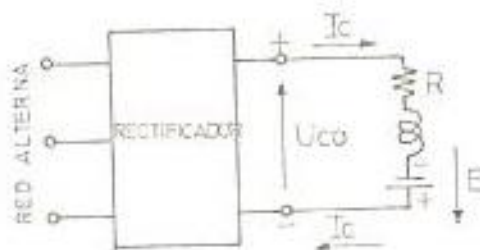


Fig. 4.7.- Falla de Cebado

. Consecuencias de una falla de cebado.

Si un tiristor no se ceba por un impulso de puerta se pierde control del ondulator.

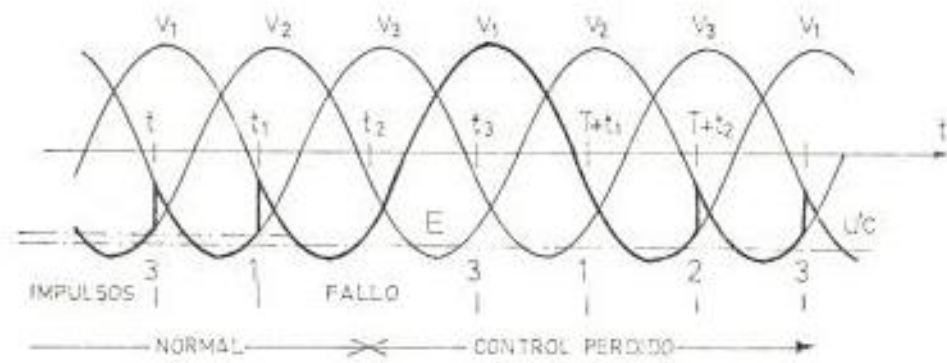


Fig. 4.8.- Consecuencias de una falla de cebado.

En el instante $t = t_2$ el impulso enviado a TH_2 es inoperante y TH_1 continuará conduciendo. Para $t = t_3$ recibe su impulso y la tensión en sus bornes $v_3 - v_1$ es negativa; TH_2 sigue bloqueado y TH_1 conductor. El Impulso que recibe este último para $t = T + t_1$, es innecesario puesto que ya conduce, sólo puede restablecerse el servicio normal en el instante en que $t = T + t_2$ y siempre que el gobierno de TH_2 sea ahora eficaz.

Entre t_2 y $T + t_2$ la diferencia $v_1 - E$ toma valores tan fuertes que el tiristor TH_1 casi siempre resulta destruido. La destrucción de TH_1 es segura en el caso de que resulten defectuosos los sucesivos impulsos enviados a TH_2 .

4.2.2 Funcionamiento del Puente de Seis Tiristores:

Montaje en Conmutación Paralela Doble

Montajes que utilizan únicamente tiristores

- Estudio de Tensiones

El conmutador más positivo da en vacío una tensión rectificadora $v_m - v_0$ formada por q fragmentos de senoide cuyo valor medio es

$$\frac{q}{\pi} V_{max} \text{ Sen } \frac{\pi}{q} \text{ Cos } \psi$$

El conmutador más negativo da una tensión rectificadora $v_n - v_0$ formada también por q fragmentos de senoide cuyo valor medio es

$$- \frac{q}{\pi} V_{max} \text{ Sen } \frac{\pi}{q} \text{ Cos } \psi$$

La tensión rectificadora total $u'c = v_m - v_n$ está formada por q fragmentos de senoide si q es par, o de $2q$ en caso de ser impar.

$$U'co = Uco \text{ Cos } \psi$$

Si las tensiones alternas a rectificar son las mismas, la tensión en bornes de los tiristores tiene la misma forma de onda e igual valor negativo máximo que en conmutación paralela.

La tensión directa capaz de bloquear los tiristores cuando el

sistema funciona como ondulator es igual a la tensión inversa máxima.

- Estudio de Corrientes

Para una corriente rectificadora dada I_c , las corrientes en los tiristores, devanados secundarios y primarios y líneas de alimentación son las mismas que se obtienen con diodos, simplemente éstas están desfasadas de un ángulo, Fig. 4.9

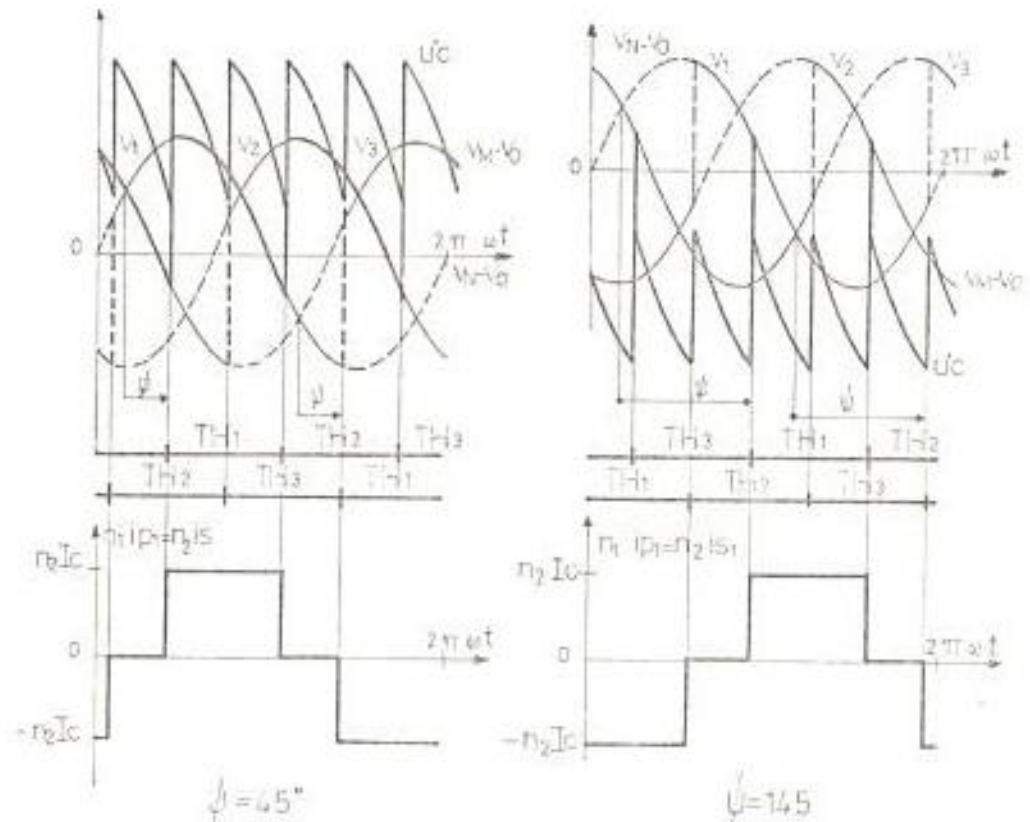


Fig. 4.9.- Gráficos de Voltaje y Corriente, para dos valores de ϕ , en el Montaje PD3.

- Estudio de las Caídas de Tensión en funcionamiento normal.

Las caídas de tensión parciales y la caída total vienen dadas en función de I_c , por las mismas relaciones establecidas en rectificación con diodos.

Las observaciones referentes a las correcciones que deben hacerse en los resultados, sobre todo con la hipótesis de la corriente rectificadora constante, son las mismas que las indicadas en el caso de conmutación paralela con tiristores, P_3 .

Las precauciones a tomar cuando el sistema funciona como ondulator son las mismas que para el modo de operación precedente, P_3 .

En la figura 4.9 se muestra para el montaje PD_3 y para dos valores del ángulo ψ el trazado de las tensiones parciales y totales; también se muestran las ondas de corriente.

- Estudio del Factor de Potencia

Los factores de potencia se obtienen multiplicando por $|\cos \psi|$ los valores encontrados para los montajes con diodos.

CAPITULO V

ANALISIS TEORICO DEL FUNCIONAMIENTO GLOBAL DE UN CONTROL ELECTRONICO DE VELOCIDAD DE UN MOTOR TRIFASICO DE INDUCCION DE ROTOR DEVANADO, UTILIZANDO LA CASCADA HIPOSINCRONA

5.1.- LA REGULACION Y SUS CARACTERISTICAS

Un regulador, a más de hacer concordar el valor de la variable primaria con su valor de referencia, debe satisfacer un cierto número de funciones necesarias para el buen comportamiento de las máquinas.

- Limitación de magnitudes críticas, como la tensión y la corriente. En este caso desempeña la función de protección. Si el valor límite de la variable secundaria es alcanzado, el sistema de regulación abandona el control de la variable primaria y se consagra a controlar la variable secundaria, manteniéndola a su valor de limitación.
- Control preciso de las variables a fin de evitar una rapidez excesiva de sus evoluciones, por ejemplo el control del gradiente de las corrientes $(\frac{di}{dt})$.

- Transferencia en forma no brusca de un modo de control a otro, así, la conmutación de la regulación de velocidad con limitación de corriente a la regulación de corriente debe hacerse de manera continua y no brusca.
- Ajuste y optimización fáciles de un lazo de control independientemente de los otros. Esto es muy importante para el período de puesta en servicio y en el caso en que se cambie un regulador o se modifiquen sus funciones.

En la práctica existen esencialmente tres conceptos de sistemas realimentados: la regulación de lazos convergentes, la regulación lineal de lazos múltiples o en cascada y la regulación de lazos en paralelo. Los tres conceptos permiten el control de la variable principal y además limitan las variables secundarias.

a.- Regulación de lazos convergentes.

En forma simplificada el sistema se comporta como un solo regulador. La señal de corriente está constantemente presente a la entrada del regulador, Fig. 5.1.

La señal proveniente de la variable secundaria, corriente, es comparada a un límite y, en cierta manera bloqueada mientras el valor límite es alcanzado. Más allá de este límite el ex-

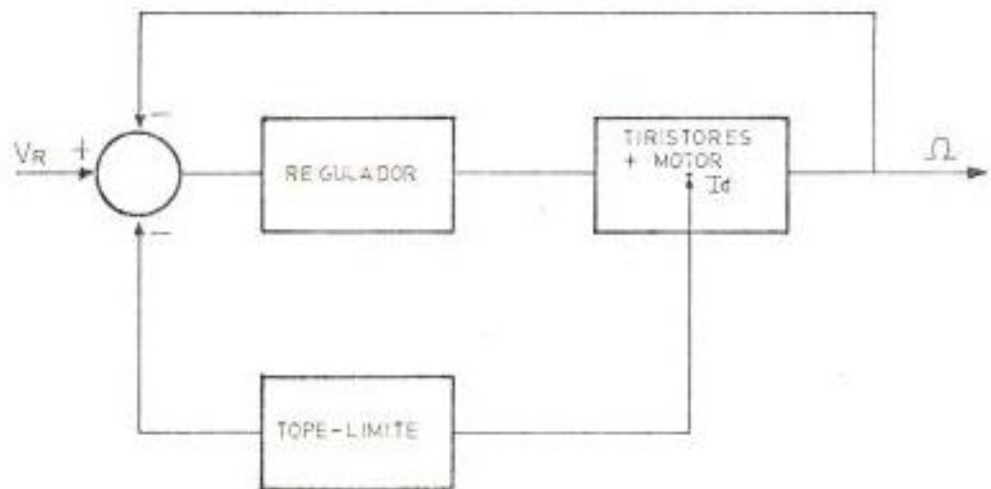


Fig. 5.1.- Regulación de lazos convergentes

ceso alcanza la entrada del regulador e interviene sobre la señal de retroalimentación de la velocidad, tendiendo así a limitar la corriente del rotor.

Una ventaja evidente de este tipo de regulación es que necesita poco material. Por lo tanto, es una solución económica. Sin embargo, presenta ciertos inconvenientes que deben ser considerados con atención. Como hay un solo regulador para dos variables, es imperativo llegar a un compromiso entre las regulaciones de estas dos variables, lo que origina, al momento de la puesta en funcionamiento, un mayor trabajo para ajustar las ganancias que en los otros sistemas citados. Los dos lazos no pueden tener la respuesta óptima y siempre

hay influencia recíproca entre las regulaciones hechas para la respuesta dinámica.

Debido a estas indicaciones la puesta en servicio no es fácil; ésta requiere tiempo y gran experiencia.

Además, es posible que la limitación de corriente dependa no sólo del límite impuesto en la señal de corriente y de la ganancia del lazo de corriente, sino también de la referencia de velocidad. Cuando la referencia de velocidad aumenta, la limitación de la corriente también aumenta. Esto puede remediarse en cierto grado limitando también el aumento de velocidad.

Es muy difícil realizar un sistema que pase, en forma no brusca, de la regulación de velocidad con limitación de corriente, a la regulación de corriente con limitación de velocidad.

b.- Regulación Lineal de Lazos Múltiples o Sistema en Cascada.

Un sistema de regulación en cascada tiene un regulador individual para cada una de las variables controladas. La variable principal "velocidad" es regulada por el lazo externo. La salida del regulador de velocidad sirve de entrada, es decir de señal de referencia, al regulador del lazo interno, "lazo

de corriente" en este caso. De esta forma limitando la salida del regulador externo de velocidad, se limita la referencia del regulador de corriente y se obtiene de una manera sencilla la característica de limitación deseada. Fig. 5.2.

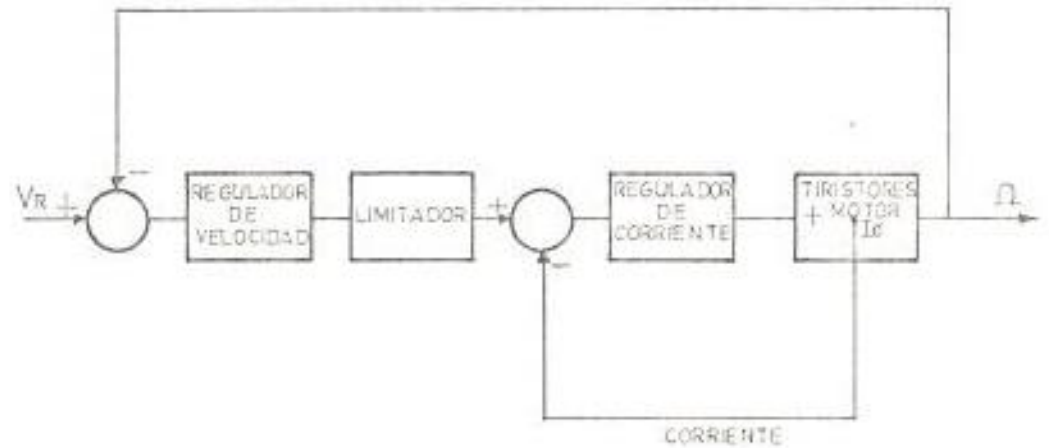


Fig. 5.2.- Regulación Lineal de Lazos Múltiples o Sistema en Cascada.

Podemos decir que mientras el sistema convergente actúa por "pasos" el sistema en cascada actúa por "saturaciones".

Una saturación constante a la salida del regulador de velocidad, da una limitación de corriente de valor constante, independientemente de otro valor. Es frecuente que el valor de saturación de la tensión de salida del regulador dependa de la velocidad: en este caso se tiene una limitación de variable que permite utilizar completamente las características

del motor.

El lazo externo está construido de tal manera que es dos veces menos rápido que el lazo que le es inmediatamente interno: esto trae como consecuencia una separación dinámica de estos dos lazos.

En general los sistemas en cascada son diseñados de manera que haya solamente una o dos constantes de tiempo, principalmente en el lazo, que pueden ser compensadas directamente en el interior de los reguladores correspondientes. De ello resulta que el cálculo y la optimización de los reguladores en tales sistemas, sea relativamente simple. (Cap.VII, sección 2).

La puesta en servicio de una regulación en cascada es fácil ya que las características dinámicas de los lazos son independientes.

El concepto de regulación en cascada ha resultado muy eficaz para el control de motores que arrastran máquinas y en la actualidad es el más frecuentemente utilizado.

c.- Regulación en Paralelo

Igual que en el sistema en cascada, el sistema con comuta -

ción en paralelo utiliza un regulador separado para cada una de las variables controladas. En cambio, las salidas de estos reguladores están conectadas, gracias a un dispositivo de conmutación, a una salida común que es el borne de entrada del sistema de potencia que alimenta al motor. Fig. 5.3.

En un dispositivo como éste, sólo un regulador está en servicio en cada instante: es la diferencia fundamental con el montaje en cascada, donde todos los reguladores actúan permanentemente.

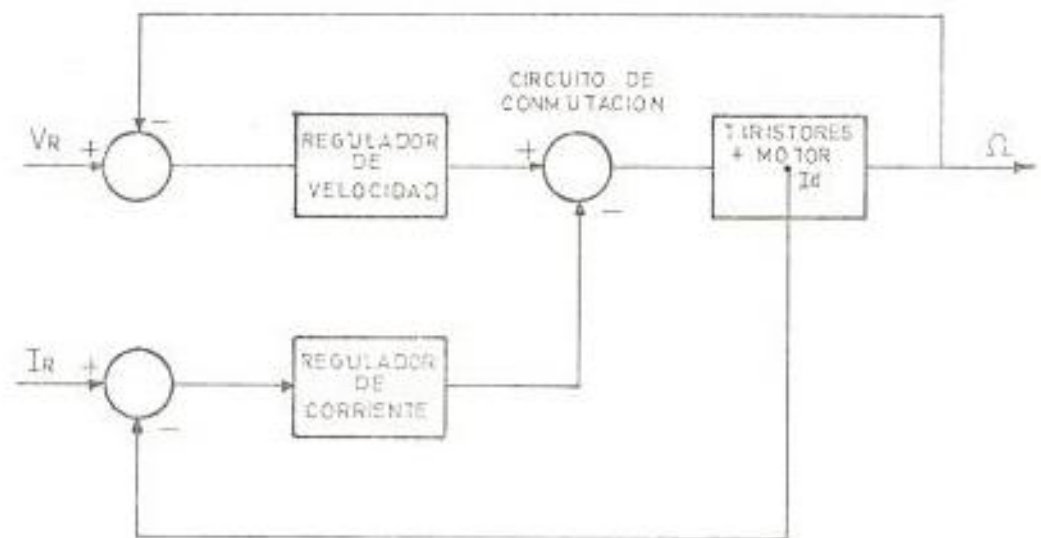


Fig.5.3.- Regulación en Paralelo

En el gráfico de la Fig. 5.3 el regulador de velocidad está funcionando sólo mientras la corriente no haya alcanzado su

valor de limitación; una vez alcanzado este límite, es el regulador de corriente el que entra en funcionamiento y el regulador de velocidad es puesto fuera de servicio. Esto significa que en este sistema el regulador de corriente trabaja como regulador-limitador y el regulador de velocidad funciona como tal mientras la corriente se mantiene inferior a los límites previstos.

El circuito de conmutación consta de algunos componentes pasivos de estado sólido. Son los reguladores los que provocan la conmutación en el momento oportuno: la conmutación se realiza muy rápidamente y en forma no brusca en ambos sentidos, gracias a las características de los amplificadores operacionales de los reguladores.

Las características estáticas y dinámicas son ajustables independientemente la una de la otra. Igualmente, el paso de un modo de funcionamiento a otro se lo obtiene de la misma manera que con el sistema en cascada.

Se optimiza y se pone en servicio los diferentes lazos de manera casi independiente, ya que cada regulador tiene un funcionamiento autónomo y no hay ninguna mezcla de sus señales de salida.

Debe notarse que se puede ajustar cada lazo como si estuviera solo en el sistema: entonces como sus velocidades de respuesta son independientes entre ellas, se obtiene, de manera general, un sistema de regulación dotado de una gran rapidez. Esto es una gran ventaja sobre el montaje en cascada, cuyo lazo externo es relativamente lento para poder ser separado dinámicamente del siguiente.

Una vez estudiadas las principales características de los 3 tipos de reguladores notamos que los dos últimos son netamente superiores al montaje con lazos convergentes, salvo en un punto y es en la cantidad de componentes necesarios, la cual es menor en el caso de una regulación convergente. Sin embargo, la economía es prácticamente pequeña y puede ser considerada despreciable.

Limitando la comparación a los sistemas "cascada" y "paralelo" vemos que el último requiere de un circuito de conmutación entre ambos reguladores; por lo tanto el que vamos a seguir en este trabajo es el sistema de regulación de lazos múltiples o sistema en cascada.

5.2.- EL CIRCUITO DE DISPARO DEL ONDULADOR

Inicialmente los circuitos de disparo analógicos empleados utili-

zaban una gran cantidad de componentes pues usaban un control de fase individual.

Los requerimientos principales de un esquema convencional de control de fase individual para un puente Graetz 3ϕ pueden ser resumidos como sigue:

- a.- El control de fase es obtenido comparando un voltaje triangular o senoidal sincronizado a la fuente principal con un voltaje de control de corriente continua variable o error.
- b.- El desplazamiento de fase es sobre un rango de 180° y tiene una función lineal (o arco coseno) del voltaje de control siempre que la referencia sincronizada sea un voltaje triangular (o senoidal).
- c.- Hay seis circuitos idénticos que proveen pulsos de disparo desplazados para los seis tiristores (en un esquema puente 3ϕ) a través de amplificadores de pulso y transformadores de aislamiento.

Luego apareció el esquema de pulsos equidistantes, en el cual se genera un simple tren de pulsos, cuya fase puede ser desplazada con respecto al voltaje de control. Un contador de anillos es usado para dirigir el tren de pulsos en seis caminos diferen-

tes a través de un amplificador de pulsos y un transformador de pulsos. Se usa un número máximo de circuitos integrados y el número total de componentes discretos se reduce a un mínimo tal como se requiere para circuitos integrados.

Se usa un P.L.L. para la generación de pulsos equidistantes: filtro adaptable autocontenido y demodulador para el rango de frecuencia desde 0.001 Hz a 500kHz. El circuito consta de un oscilador de voltaje controlado VCO de excepcional estabilidad y linealidad, un comparador de fase, un amplificador, y un filtro paso bajo como se muestra en la Fig. 5.4.

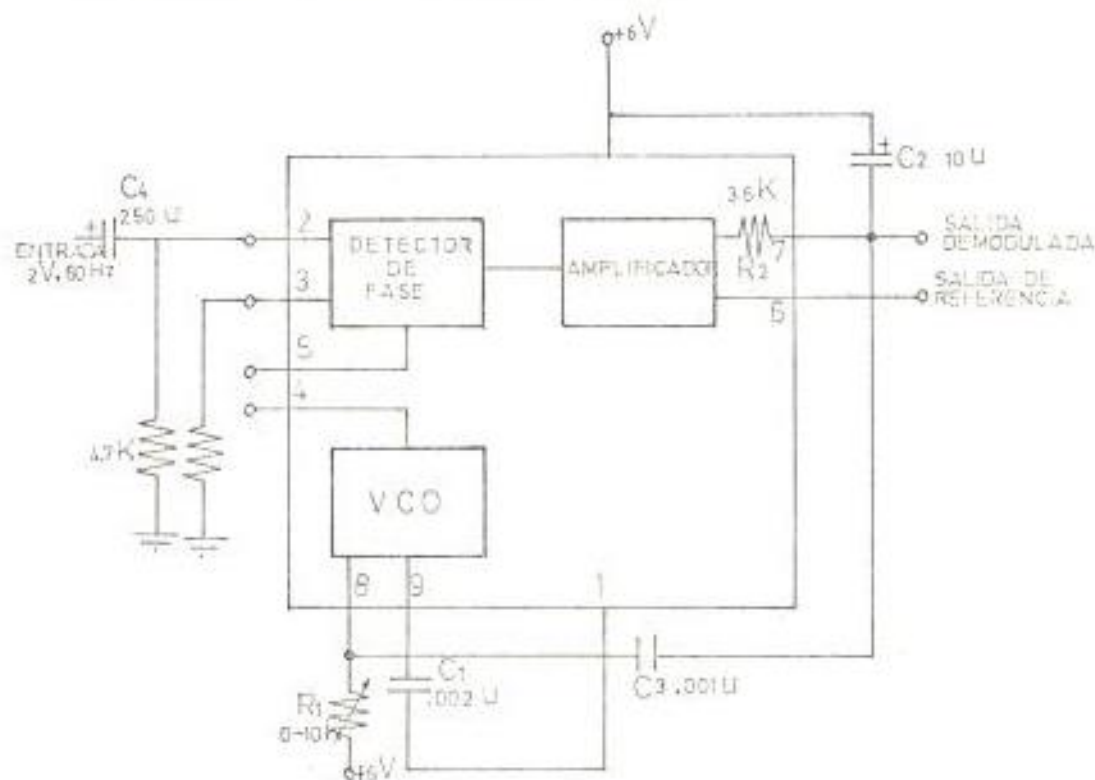


Fig. 5.4.- P.L.L.

La frecuencia central del P.L.L. está determinada por la frecuencia de barrido libre del oscilador de voltaje controlado, la cual se define como la frecuencia sin señales de entrada, con ambas entradas puestas a tierra. El filtro paso bajo que determina la característica de captura del lazo es formado por un resistor interno R_2 y un capacitor externo C_2 .

El principio de operación del esquema de disparo propuesto puede ser explicado refiriéndose al diagrama de bloques de la figura 5.5 y a las formas de onda de las principales salidas del mismo. Fig. 5.6. El P.L.L. mantiene la frecuencia de salida de su VCO a exactamente $6N$ veces la frecuencia principal. La frecuencia principal f_m puede cambiar, y en ese caso, habrá una acción correctiva y el VCO desarrollará una salida de frecuencia $6N$ veces la frecuencia principal. La frecuencia de salida VCO es dividida por un contador $6N$ el cual desarrolla una frecuencia f_c , que es comparada con la frecuencia principal de entrada y mantenida en el valor de esta última.

De allí resulta una diferencia de fase entre la frecuencia principal y la frecuencia obtenida a la salida del circuito divisor. En el presente trabajo se trata de mantener esta variación de desplazamiento de fase en un mínimo a la salida del VCO, la cual nos dará un criterio para la selección de la frecuencia central del VCO. Otra consideración podría ser el máximo error que pue-

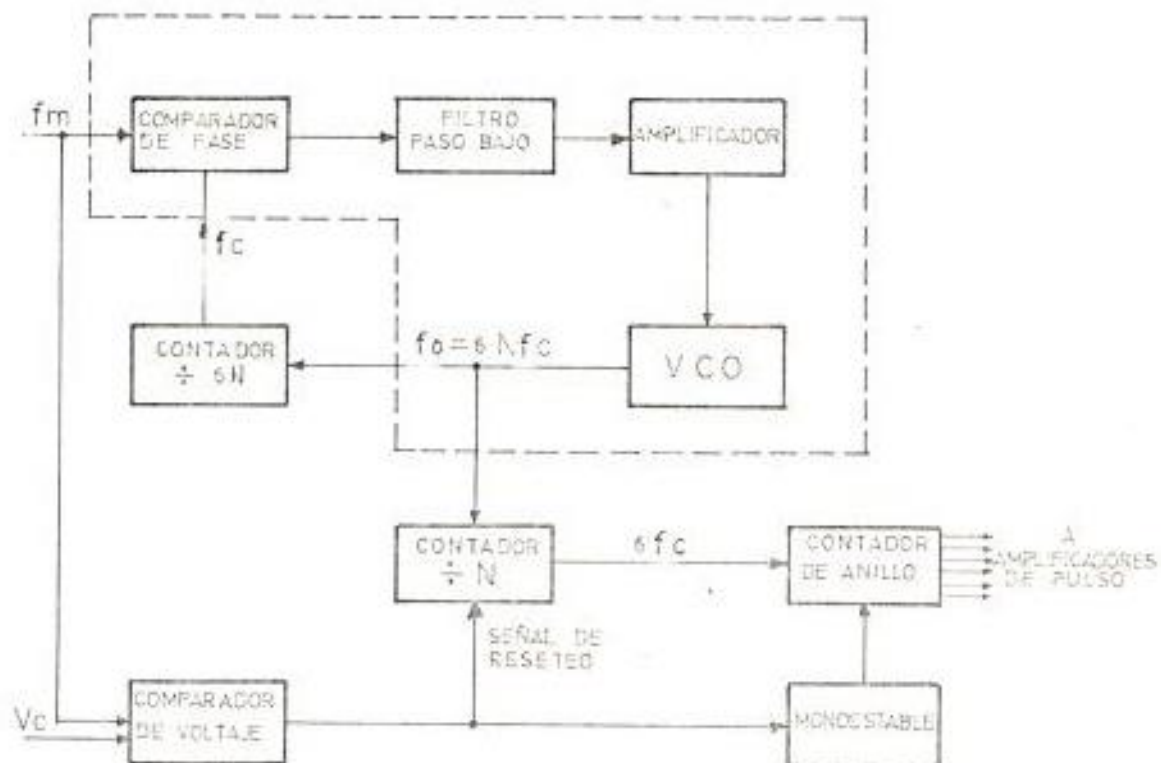


Fig.5.5.- Diagrama de Bloques para la obtención económica de pulsos equidistantes.

de ser introducido en los espaciamentos equidistantes de los seis pulsos consecutivos.

Este máximo error puede ser probado: en tiempo, como igual al período de la frecuencia central y en ángulo, como el que corresponde al de disparo con respecto a la frecuencia principal, cuyo máximo error será $360^\circ/N$.

Por ejemplo, si el divisor tiene un factor 600, el máximo error en el espaciamento equidistante es 0.6° . La sincronización del

tren de pulsos con respecto a la alimentación principal, se obtiene por el receteo del contador N a través del pulso de salida, indicado en el comparador-detector cuando éste cruza por cero. El control de fase del tren de pulsos con respecto a la alimentación principal se obtiene por el control de voltaje aplicado como entrada al comparador. La originalidad y la simplicidad del esquema propuesto se basan en el método por el cual se obtiene el tren de pulsos sincronizados y con control de fase.

Un control de fase individual de rectificadores trifásicos para aplicaciones industriales, usa un gran número de componentes, pero su ventaja proviene de la posibilidad de obtención de un mínimo retraso de $1/6$ del período para la corrección del ángulo de disparo. Un esquema económico de disparo mediante pulsos equidistantes utiliza un número mínimo de componentes, emplea chips de circuitos integrados que dan un insignificante error en el ángulo de disparo en el espaciado equidistante y una generación más simple de un tren de pulsos sincronizados con control de fase.

Pero, la principal desventaja del último sistema es la inhabilidad de corregir el ángulo de disparo antes de un período T.

Seguidamente apareció el esquema de pulsos simultáneos que será el utilizado en este trabajo y cuyo diagrama de bloques es el que se presenta en la Fig. 5.7.

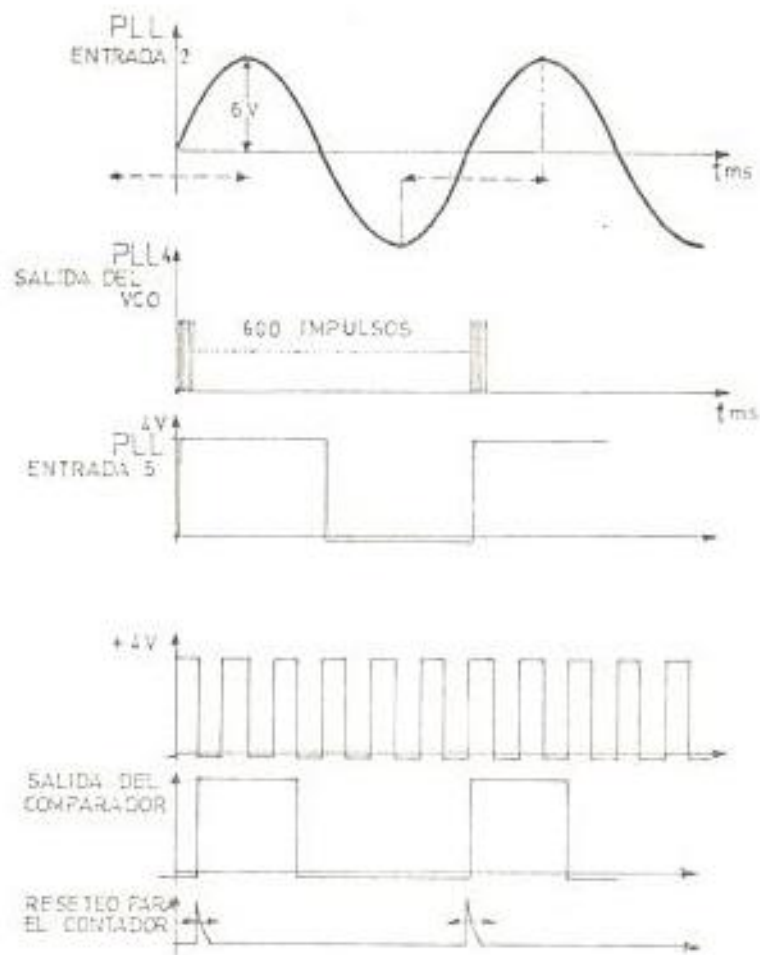


Fig. 5.6.- Principio de Operación para la obtención económica de pulsos equidistantes.

Los rizados del rectificador de voltaje de media onda se usan para los pulsos de disparos simultáneos de los tiristores en la configuración puente; este esquema simplifica sólo un control del 25 al 100% del ángulo de conducción.

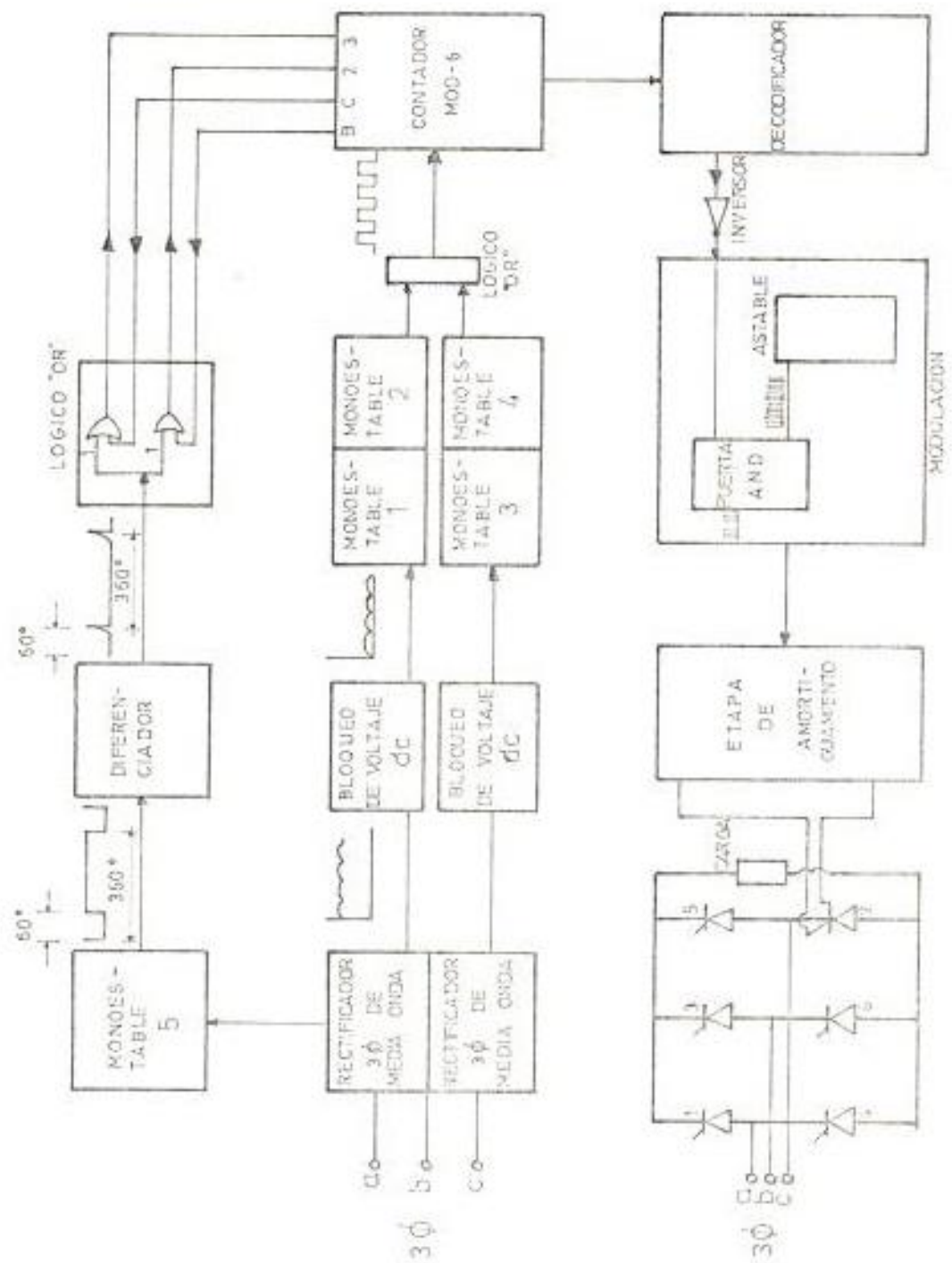


Fig 5.7.- Diagramas de Bloques del Circuito de Disparo.

En el esquema propuesto, los voltajes rectificadas son obtenidos a través de un rectificador de onda completa, Figs. 5.8 y 5.10, luego su voltaje dc es bloqueado. El potencial de rizado resultante es utilizado para generar pulsos de disparo y para sincronización. La orientación de los pulsos al tiristor apropiado se logra a través del circuito lógico mostrado en la Fig. 5.7.

Un voltaje de control altera el ángulo de disparo dentro de un máximo período de $1/6$ de ciclo.

Este esquema está implementado con un mínimo número de chips de circuitos integrados.

a.- Desarrollo del circuito de disparo

Un tiristor dado en el puente 3ϕ de onda completa empieza a conducir cuando su voltaje de ánodo es positivo (su voltaje está cruzando 60°) siempre que se aplique un pulso de puerta en este instante, dentro de un ciclo 6 tiristores deberán ser disparados. Así, los pulsos de puerta deben tener una frecuencia de seis veces la frecuencia de la fuente.

Se seleccionó tres transformadores idénticos de filamento, cada uno con derivación central en el secundario; los secundarios se conectan en doble estrella. Los dos rectificadores

de media onda están compuestos por seis diodos; así el voltaje rectificado es d.c. superpuesto por rizados de tercera armónica.

b.- Bloqueo de voltaje d.c.

Los rizados de tercera armónica, Fig. 5.9, pueden ser usados como la fuente de disparo. Así el voltaje d.c. indeseado se lo bloquea usando una combinación de resistencia y capacitancia. Fig. 5.10. El valor de resistencia está determinado por la máxima resistencia de entrada para el monoestable 1 y 3, Fig. 5.7.

Para un bloqueo d.c. efectivo la constante de tiempo del acople R-C debe ser grande comparada con el período de rizado.

c.- Control del Ángulo de Disparo

Los rizados del tercer armónico del rectificador 1 son las entradas de disparo del monoestable 1, Fig. 5.7. La salida del monoestable 1, Fig. 5.12, son pulsos rectangulares de frecuencia de rizado. La entrada al monoestable requiere un voltaje mayor a 0,8 V para generar pulsos a la salida, al instante del cruce por cero del rizado de entrada. Las variaciones en el ángulo de disparo son obtenidas con el mono-

estable 2, Fig. 5.13.

Variando la combinación RC del monoestable 1, se varía el flanco negativo del pulso de salida. Este pulso de salida es usado como pulso de entrada al monoestable 2. Variando el flanco negativo del monoestable 1 se puede variar el flanco positivo de la salida del monoestable 2, aún desde el cruce por cero del rizado.

Lo mismo se muestra para el rectificador de media onda 2, Fig. 5.14 y Fig. 5.15.

La salida de los monoestables 2 y 4 son las entradas de la puerta OR.

Variando la resistencia en la combinación RC del monoestable 1, se logra un control total sobre el ángulo de conducción.

d.- Contador Módulo 6, y Decodificador

Los pulsos de salida del monoestable 2 son los pulsos de reloj del contador Mod-6. Las salidas del contador Mod-6 son las entradas del decodificador. El decodificador decodifica los seis pulsos de entrada de tal manera que a la salida deberá haber un pulso para seis pulsos de entrada, Fig. 5.16.

Se requiere de un inversor para tener pulsos positivos.

e.- Proceso de orientación de los pulsos a los tiristores correspondientes.

Al momento de la conmutación el contador puede almacenar cualquier número de cero a cinco. Así el pulso de disparo puede llegar a cualquier tiristor. Si por ejemplo el contador almacena el número tres, ésto hace que el pulso de disparo deba ser enviado al tiristor 4, el cual puede o no tener el ánodo positivo, mientras que el tiristor al cual debe ser enviado el pulso es el TH_1 (su ánodo es positivo). Para evitar ésto se produce un pulso de orientación a fin de asegurar el correcto suministro del pulso de puerta al tiristor correcto.

Para la producción de la señal de orientación se usa un tercer monoestable, que toma su entrada del secundario de cualquiera de los transformadores de filamento (la forma de onda de este voltaje de entrada es similar al voltaje de ánodo, por ejemplo de TH_1). La salida del monoestable 5 se toma de Q, Fig. 5.18. La posición del flanco positivo de esta salida puede ser variada, variando el RC del monoestable 5.

Este flanco positivo se lo coloca a 60° con respecto a la on-

da de entrada al monoestable 5. La salida del monoestable 5 es derivada, Fig. 5.19; el pulso negativo resultante puede ser recortado con lo cual el pulso positivo restante ocurre a lo 60° del punto de voltaje de entrada al monoestable, Fig. 5.20, que está al mismo punto del voltaje del ánodo del tiristor 1. Esto es: la posición del pulso positivo indica que el ánodo del TH_1 es positivo. Este pulso positivo se repite para cada 360° lo cual puede ser aprovechado para parar el contador de décadas y resetear a cero. Así 0 aparecerá en la puerta del tiristor 1 (su ánodo es positivo).

El pulso positivo del diferenciador es aplicado a una de las entradas de dos puertas OR. Las otras entradas de las puertas OR son tomadas de B y C del contador de décadas. Las salidas de las puertas OR son aplicadas a 2 y 3 del contador de décadas.

La Tabla 5.1 da la tabla de verdad de un contador de décadas. Sólo al sexto pulso las salidas B y C se harán 1 y 1. Cuando B y C traten de enviar 1 y 1 a 2 y a 3 del contador de décadas, éste resetea a cero. Así el contador actúa como un contador Mod-6.

La Tabla 5.2 da la salida de las puertas OR para todas las seis posibles entradas B y C del contador de décadas y 1 del

diferenciador (Este I es un pulso positivo que representa el cruce 60° del voltaje de ánodo del tiristor). Las salidas son siempre I y I y son aplicadas a 2 y 3 del contador de décadas, que en ese instante resetea a cero.

La tabla 5.3 da la salida de las puertas OR para todas las seis posibles entradas B y C del contador de décadas y 0 del diferenciador (el 0 del diferenciador indica que el ángulo del voltaje de ánodo del tiristor I es menor a 60° , es decir el ánodo del TH₁ es negativo). En ese momento las salidas de las puertas OR son 0 y 0, el contador no resetea y continúa su operación de conteo.

CONTADOR	SALIDA			
	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Tabla 5.1.- Tabla de verdad de un contador de décadas.

CONTADOR	ENTRADA A OR DESDE			SALIDAS DE	
	C	B	DIFERENCIADOR	OR LOGICO	
0	0	0	1	1	1
1	0	0	1	1	1
2	0	1	1	1	1
3	0	1	1	1	1
4	1	0	1	1	1
5	1	0	1	1	1
6	1	1	1	1	1

Tabla 5.2.- Salida de las puertas OR para todas las seis posibles entradas B y C del contador de décadas y I del diferenciador.

Nota.- El contador resetea a cero si las salidas de OR lógico son 1 y 1 y las entradas del diferenciador son 1.

Así el monoestable 5, seguido del diferenciador, las puertas OR y el contador envían una señal que conduce a la aplicación del pulso de puerta al tiristor para el cual el ánodo es positivo, cualquiera fuese el número almacenado al inicio.

CONTADOR	ENTRADA A OR LOGICO DESDE			SALIDAS DE	
	B	C	DIFERENCIADOR	OR LOGICO	
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0
2	1	0	0	1	0
3	1	0	0	1	0
4	0	1	0	0	1
5	0	1	0	0	1
6	1	1	0	1	1

Tabla 5.3.- Salida de las puertas OR para todas las seis posibles entradas B y C del contador de décadas y D del diferenciador.

Nota.- El contador procede a contar si ambas salidas del OR lógico son 0 y D y las entradas del diferenciador son 0.

f.- Modulación

Es necesario un disparo sostenido para asegurar una operación confiable para diferentes características de puerta y carga. La disipación de potencia en la puerta del tiristor es menor comparada con el disparo continuo sostenido. (Capí-

tulo I, Sección 1.c.).

Para tener pulsos sostenidos de disparo es necesario la modulación de los pulsos de disparo. Estos pulsos de control junto a una salida de alta frecuencia, del orden de 5 KHz, proveniente de un múltiple vibrador astable, se dan como entradas a una puerta AND. La salida de esta puerta serán los pulsos modulados de control, Fig. 5.21.

g.- Etapa de Amortiguamiento (BUFFER)

En el caso de operación 3 ϕ de un circuito puente debido al aislamiento, entre las diferentes fases o entre los circuitos de disparo, las puertas deben ser activadas a través de transformadores de pulsos.

h.- Protección

La combinación RC de bloqueo d.c. conectada a los monoestables 1 y 3 es eliminada por un transistor. La base del transistor recibe una señal en caso de falla en el circuito de potencia llevando al transistor a saturación. Esto corta la entrada de pulsos a los monoestables 1 y 3 y por lo tanto los tiristores no tendrán pulsos de puerta.



Fig. 5.8.- Salida del Rectificador 3 ϕ ,1



Fig. 5.9.- Rizado de 3er. armónico
después del bloqueo d.c.,1



Fig.5.10.- Salida del Rectificador 3 ϕ , 2



Fig.5.11.- Rizado de 3er. armónico
después del bloqueo d.c.,2



Fig. 5.12.- Salida del Monoestable 1



Fig. 5.13.- Salida del Monoestable 2



Fig. 5.14.- Salida del Monoestable 3



Fig. 5.15.- Salida del Monoestable 4



Fig. 5.16.- Salida de la puerta OR/entrada del Contador Mod-6

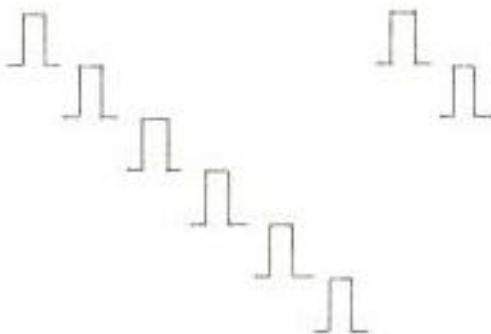


Fig. 5.17.- Salida del Decodificador después de la inversión.

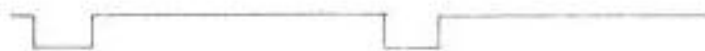


Fig. 5.18.- Salida del Monoestable 5



Fig. 5.19.- Salida del diferenciador



Fig. 5.20.- Pulsos positivos cuando el voltaje del ánodo del TH₁ cruza los 60°

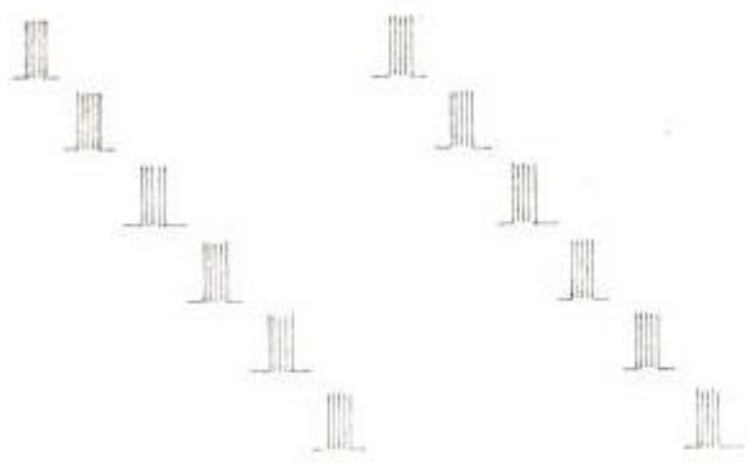


Fig. 5.21.- Salida de la puerta and.



Fig. 5.22.- Forma de onda aplicada al Mono-estable 5/ánodo del TH₁.

5.3.- CONTROLADOR DE VELOCIDAD

- Lazo de Control de Velocidad

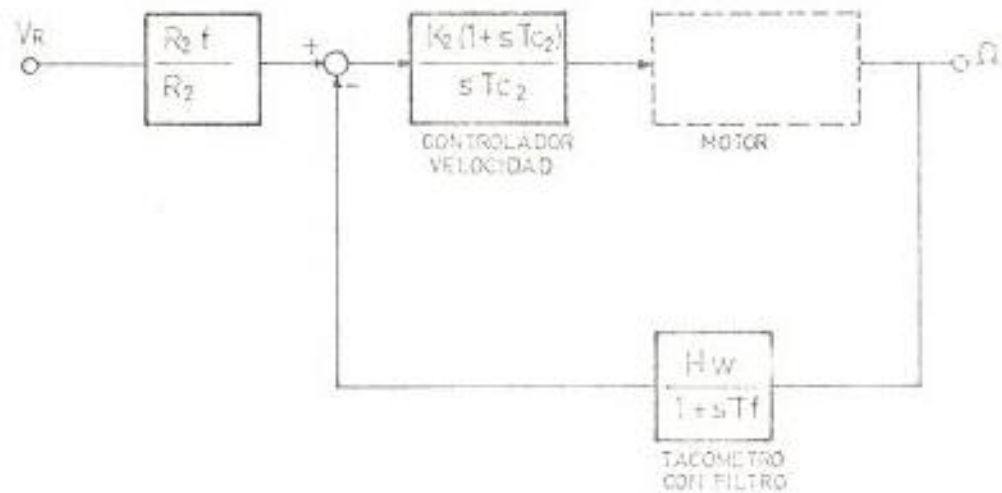


Fig. 5.23.- Lazo de Control de Velocidad

- Controlador de Velocidad

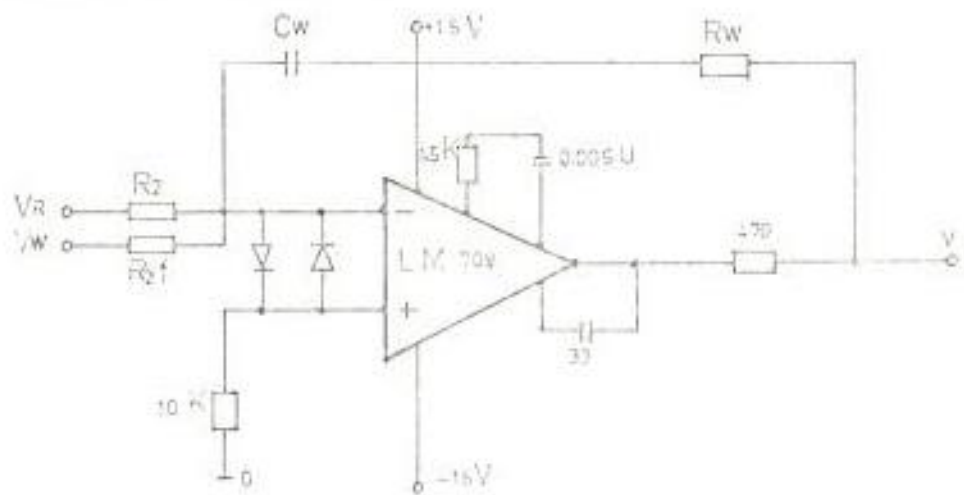


Fig. 5.24.- Controlador de Velocidad

Este lazo, Fig. 5.23, mantiene la velocidad deseada independientemente de las variaciones de carga sobre el motor. La saturación inherente en el controlador de velocidad se usa para proveer la característica de limitación de corriente. En operación, el controlador de velocidad establece automáticamente la corriente de referencia, de tal manera que la velocidad deseada es mantenida, independiente de la carga del motor.

Además, se usa un controlador PI en el lazo de velocidad cuya función de transferencia es:

$$\frac{K_2(1 + sT_c)}{sT_c} \quad (5.1)$$

La ganancia proporcional K_2 del controlador para la señal de realimentación V_w es $\frac{R_w}{R_2 f}$. La constante de tiempo T_c es $R_w C_w$. El valor R_2 se escoge de tal manera que la máxima velocidad del motor corresponda a 15 voltios, máximo voltaje de referencia para la velocidad.

Debido a que $R_2 \neq R_2 f$ la ganancia del controlador es diferente para el camino directo y el de realimentación, de aquí que la ganancia del bloque $\frac{R_2 f}{R_2}$ debe ser incluida en el camino de V_r antes del sumador, de tal manera que tenga en cuenta esta situación física.

$$\frac{\Omega(s)}{V_R(s)} = \frac{R2f}{R2} \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (5.2)$$

5.4.- CONTROLADOR DE CORRIENTE

- Lazo de Corriente

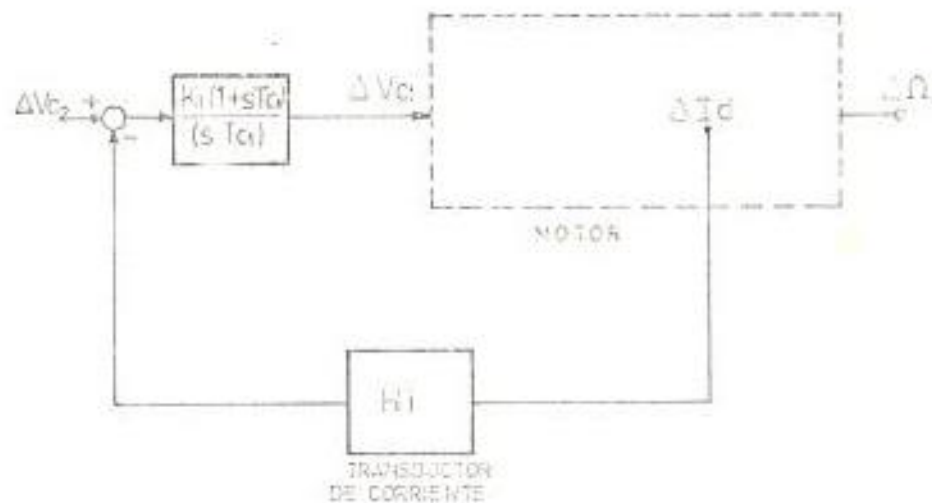


Fig. 5.25.- Lazo de Corriente

Este es un lazo interior, que protege a los tiristores contra sobrecorrientes. Este lazo provee una respuesta rápida venciendo el efecto de disturbios tales como las variaciones en el voltaje de alimentación. La corriente del rotor es sensada en el lado a.c. del ondulator; cada salida es rectificadada por un rectificadador de onda completa; el voltaje V_i , así obtenido es un voltaje d.c. proporcional a la corriente del rotor.

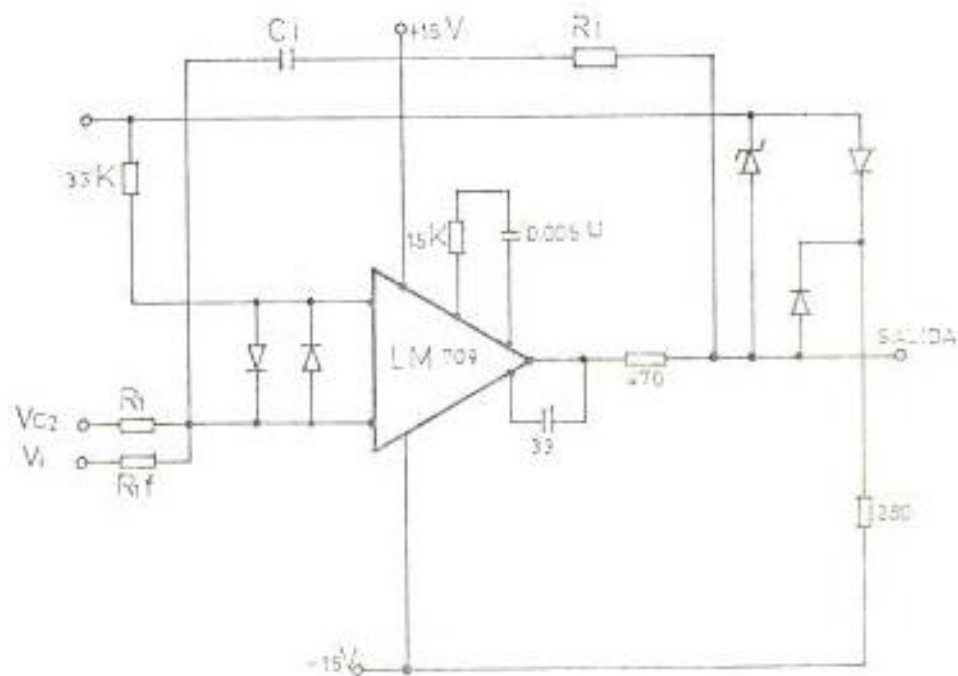


Fig. 5.26.- Controlador de Corriente

El controlador PI del lazo de corriente tiene la función de transferencia:

$$\frac{K_1(1 + sTc_2)}{sTc_1} \quad (5.3)$$

La ganancia proporcional K_1 del controlador para la señal de realimentación V_i es $\frac{R_i}{R_{if}}$, la constante de tiempo Tc_1 es R_iC_1 .

La salida del controlador de corriente es limitada de tal manera que el ángulo de disparo siempre se encuentre entre 0° y 150° , siendo este límite escogido para asegurar la conmutación apropiada del puente de tiristores en el funcionamiento como ondulator.

Este límite se lo consigue con el uso de diodos 2XBAX13 y el diodo Zener mostrados en la Fig. 5.26.

El valor $R1$ se escoge de tal manera que se obtenga la máxima corriente a la salida del ondulator cuando tenemos el voltaje de saturación del controlador de velocidad.

Debido a que $R1 \neq R1f$ la ganancia para la señal $Vc2$ del camino directo es diferente y es igual a $\frac{R1f}{R1}$, por lo tanto el diagrama de bloques debe incluir una ganancia de $R1f/R1$, en el camino de $Vc2$ solamente, que corresponde a la situación física real.

5.5.- DESCRIPCIÓN GLOBAL DEL FUNCIONAMIENTO DEL CONTROL DE VELOCIDAD DEL SISTEMA

El circuito de fuerza es el siguiente:

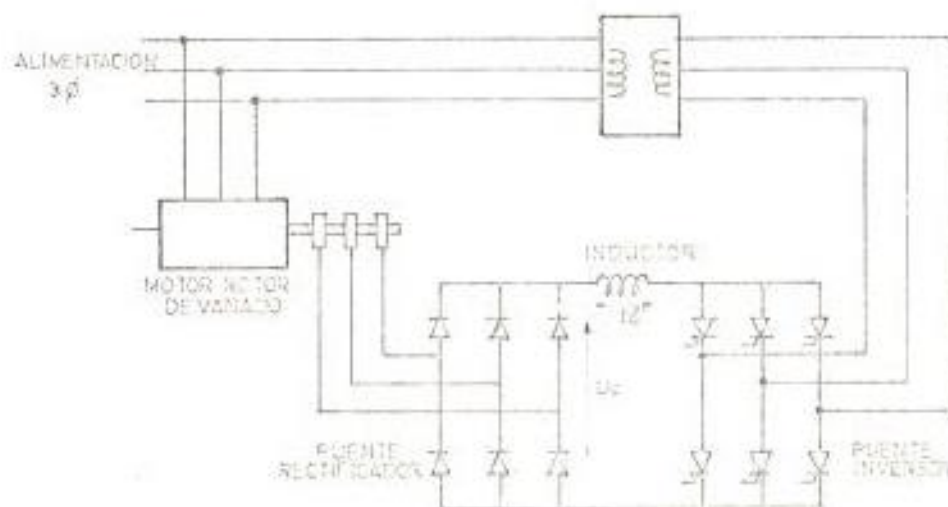


Fig. 5.27.- Circuito de Fuerza de la Cascada Hipsíncrona

Con el regulador incorporado, el diagrama del sistema es el siguiente:

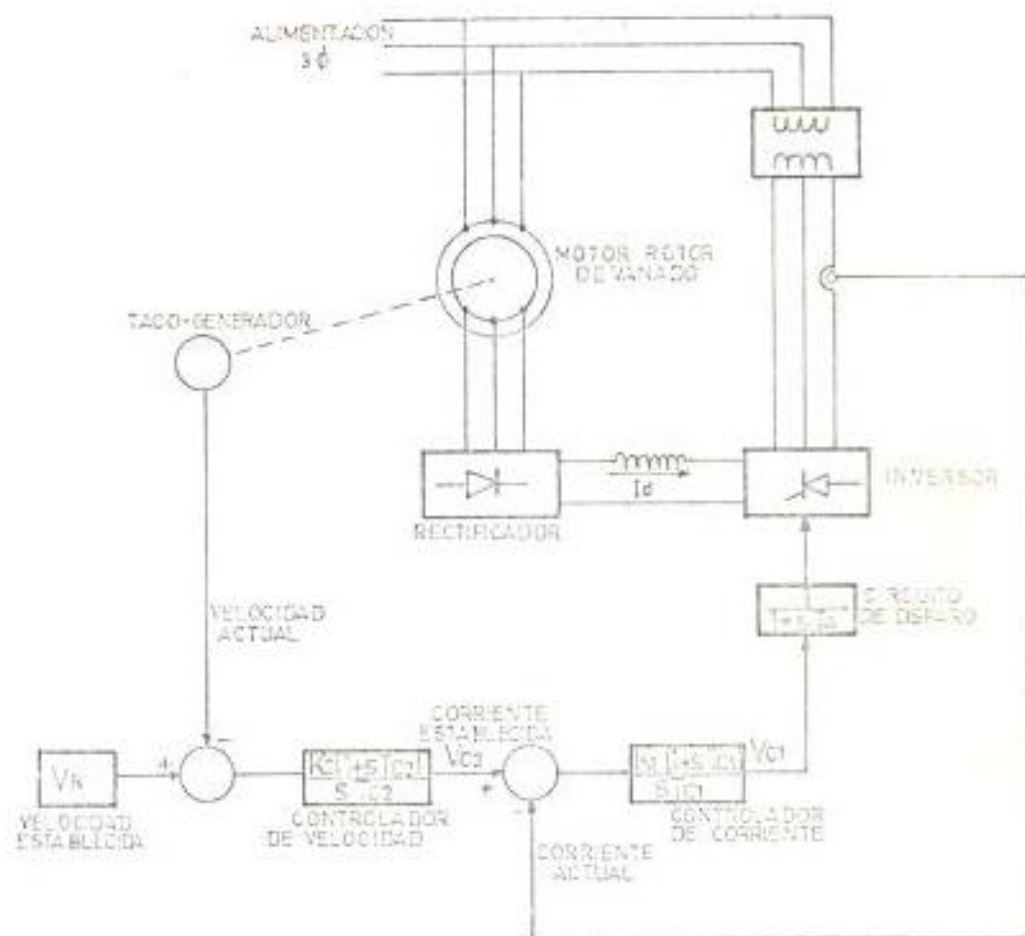


Fig. 5:28.- Diagrama de Bloques de la Cascada Hiposíncrona

a.- Cálculo de Velocidad

Las tensiones simples rotóricas en vacío tienen: S_v como pulsación y $V_{20m} = KSV_{1m}$ como amplitud. Siendo V_{1m} la amplitud

de las tensiones simples de alimentación y K la relación de tensiones en vacío en el motor en reposo ($S = 1$).

El puente rectificador, como se vió, da en vacío una tensión rectificadora de valor medio (Cap. IV, Sección 2).

$$U_{c0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{20m} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} KSV_{1m} \quad (5.4)$$

Debido a la impedancia interna del motor, en particular a su reactancia, la tensión rectificadora, supuestamente constante, es:

$$U_c = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} KSV_{1m} - \Delta U_c \quad (5.5)$$

Siendo ψ el ángulo de disparo de los tiristores del puente funcionando como ondulator, $\pi/2 < \psi < \pi$, la relación entre la tensión del lado de continua a la del lado de alterna es:

$$U_c = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{1m} |\cos\psi| \quad (5.6)$$

La comparación de las dos expresiones de U_c da:

$$U_c = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} KSV_{1m} - \Delta U_c = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{1m} |\cos\psi|$$

$$S = \frac{|\cos\psi|}{K} + \frac{\Delta U_c}{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} KV_{1m}} \quad (5.7)$$

Esta relación muestra que aumentando $|\cos\psi|$ aumenta el deslizamiento.

En vacío, ΔU_c es despreciable y el deslizamiento es aproximadamente igual a

$$S_o = \frac{|\cos\psi|}{K} \quad (5.8)$$

Variando $|\cos\psi|$ de 0 a 1, S_o varía de cero a $1/K$. El deslizamiento máximo es pues proporcional a la tensión rotórica cuando el rotor está parado. Por lo tanto, se podrá obtener funcionamiento a baja velocidad si nos proveemos de un auto-transformador a la salida del ondulator.

En carga, con un $|\cos\psi|$ dado, el crecimiento del par se traduce en un aumento de la corriente I_c y de la caída de tensión ΔU_c y por lo tanto del deslizamiento.

b.- Cálculo del Par

La potencia sacada del rotor $U_c I_c$ es igual al producto del deslizamiento por la potencia p' que atraviesa el entrehierro, despreciando las pérdidas en el circuito rotor-rectificador. Además el par T es el cociente de esa potencia (p') por la velocidad angular sincrónica y se tiene:

$$UcIc = SP' = STw_s \quad (5.9)$$

$$T = \frac{UcIc}{Sw_s} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{K}{w_s} V_{im} - \frac{\Delta Uc}{Sw_s} \right) Id \quad (5.10)$$

La caída de tensión ΔUc hace que el par no crezca rigurosamente proporcional con Id . La figura 5.29 nos da la forma de la característica velocidad-torque para diversos valores de ψ comprendidos entre $\pi/2$ y $\pi - \beta$, designando con β el ángulo de seguridad, tomado igual a 30° . (Cap.IV).

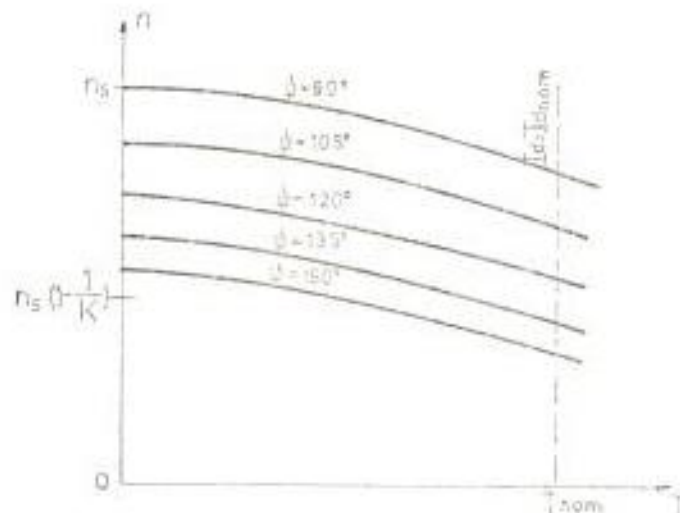


Fig. 5.29.- Curvas velocidad-torque con ψ como parámetro.

Con el objeto de obtener un buen factor de potencia de entrada al sistema ψ debe ser pequeño. Esto es posible si el voltaje del rotor es alto. La expresión necesaria para tener un deslizamiento S_{max} es:

$$S_{max} E_2 = V_r \cos \psi \quad (5.11)$$

CAPITULO VI

DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA DE LA CASCADA HIPOSINCRONA

El diseño de una cascada hiposíncrona con el uso de dispositivos de estado sólido de alta potencia requiere consideraciones adicionales debido a sus inherentes limitaciones.

Así, en el caso de un esquema Scherbius convencional, el sistema puede resistir condiciones de sobrecargas transientes sin sufrir daños debido a la inercia inherente de las máquinas auxiliares. Sin embargo, debido a la ausencia de inercia mecánica en la versión estática se necesita un adecuado margen de seguridad en el diseño de sus elementos. Es indispensable tomar precauciones para evitar posibles cortocircuitos, altos valores de $\frac{di}{dt}$, $\frac{dv}{dt}$ y de transientes del voltaje de línea.

Los datos del Motor HAMPDEN Trifásico con Rotor Devanado utilizado se dan a continuación:

KVA	2.0
CPS	60
RPM	3600

6.1.- DISEÑO DEL CONVERTIDOR

6.1.1 Rectificador y Ondulador

El diseño del rectificador y del ondulador responde al mismo principio básico, puesto que pertenecen a la misma clase de convertidores (trifásicos con conmutación de línea). Sin embargo esta proximidad difiere según el modo de arranque del motor de inducción.

a.- Motor arrancado por medio de resistencias auxiliares

Este tipo de arranque es similar al usado para arrancar un motor ordinario de anillos deslizantes. La selección de la capacidad del diodo y del tiristor se basa en la corriente a plena carga del rotor.

b.- Esquema estático de la cascada hiposíncrona usado para propósito de arranque.

El método de arranque directo es aplicable a motores que tienen una relación de transformación estator-rotor mayor que la unidad. Dos condiciones deben ser detalladas: arranque sin carga y arranque con carga.

Para ambas condiciones de arranque del motor, la selección de los diodos y tiristores se basa en la máxima corriente del rotor al momento del arranque, necesaria para acelerar el motor y la carga. La máxima corriente directa de arranque del motor, que debe ser soportada por el convertidor, puede ser expresada a partir de la ecuación (3.27), con $q = 3$.

$$I_d = \sqrt{3/2} I_{r.st} \quad (6.1)$$

donde $I_{r.st}$ es la corriente r.m.s. del rotor para $S = 1$. Para la máquina HAMPDEN seleccionada la corriente de arranque directo es de 22 amperios pico, la relación K es 2. Luego la corriente de arranque en el rotor será alrededor de los 44 amperios pico y el valor R.M.S. será 31.1 amperios.

Esta corriente es conducida simultáneamente por dos diodos y dos tiristores en serie y el período de conducción es de $2/3$ el período del voltaje de línea. En consecuencia la máxima corriente directa por ciclo del diodo y del tiristor es: $\sqrt{2/3} I_{r.st}$. Por lo tanto, los diodos y los tiristores seleccionados tienen las siguientes características:

$$I_{(med)} \geq \sqrt{2/3} I_{r.st} = 25.40 \text{ A} \quad (6.2)$$

$$I_{(max)} \geq \sqrt{3/2} I_{r.st} = 38.09 \text{ A} \quad (6.3)$$

Los máximos voltajes inversos posibles son a partir de las ecuaciones (3.23) y (4.5), para $q = 3$

$$\text{para el diodo} = \sqrt{6} \text{ (V línea/K)} = 269.44 \text{ V} \quad (6.4)$$

$$\text{y para el tiristor} = \sqrt{6} \text{ V línea} = 538.9 \text{ V} \quad (6.5)$$

Los diodos y tiristores usados deben soportar un voltaje inverso de pico mayor que el obtenido de las ecuaciones (6.4) y (6.5).

NOTA: En el caso del tiristor, no se considera el transformador entre el lado ac. del puente y la red, en el caso que se necesite variar S entre cero y uno el transformador no puede ser eliminado.

6.1.2.- SELECCION DE LA BOBINA DE CHOQUE

Entre el rectificador y el ondulador es necesario un inductor. Este actúa como un amortiguador entre dos voltajes cuyos rizados son de frecuencias diferentes. Antes de seleccionar el valor de inductancia es necesario determinar los voltajes de rizado para ambas fuentes. En el caso extremo los voltios-segundos aplicados al filtro inductor son iguales a

$$\pm \frac{V_{Lmax}}{\omega} \left(\frac{0.134}{b} + \frac{0.017}{k} \right) \quad (6.6)$$

Donde k es la relación de transformación entre estator y rotor,
 b = relación entre el voltaje alterno a la entrada del ondulator
 y el voltaje de la red de alimentación.

La corriente armónica máxima resultante de este filtrado insuficiente es ΔI_{dc} , que se expresa como

$$\Delta I_{dc} = \frac{V_{Lmax}}{2\pi f} \left(\frac{0.134}{b} + \frac{0.017}{k} \right) \frac{1}{L_f + 2L} \quad (6.7)$$

donde L = Inductancia de dispersión del motor

$$L_f = L_{fr} + L_{fi}$$

L_{fr} = Inductancia del filtro en el circuito rectificador a diodos.

L_{fi} = Inductancia del filtro en el circuito ondulator

La corriente de rizado ΔI_{dc} puede ser superpuesta sobre una corriente d.c. pura que fluye en el enlace d.c. del rectificador-ondulator

$$I_d = I_{dc} + \Delta i \quad (6.8)$$

Sea $u\%$ por ciento el incremento en las pérdidas del rotor I^2R debido a la corriente Δi

$$u^2 = \frac{I_r^2}{I_{dc}^2} \cdot \frac{1}{100} \quad (6.9)$$

donde I_r es el valor r.m.s de la corriente de rizado = $\frac{\Delta I_{dc}}{\sqrt{2}}$

$$\therefore u = \frac{\Delta I_{dc}}{17.32 I_{dc}} \quad (6.10)$$

$$u = \frac{10}{\sqrt{2}} \times \text{porcentaje de la corriente de rizado} \quad (6.11)$$

La variación de la corriente de rizado ΔI_{dc} como una función de k , b y L_f está graficada en la figura 6.1

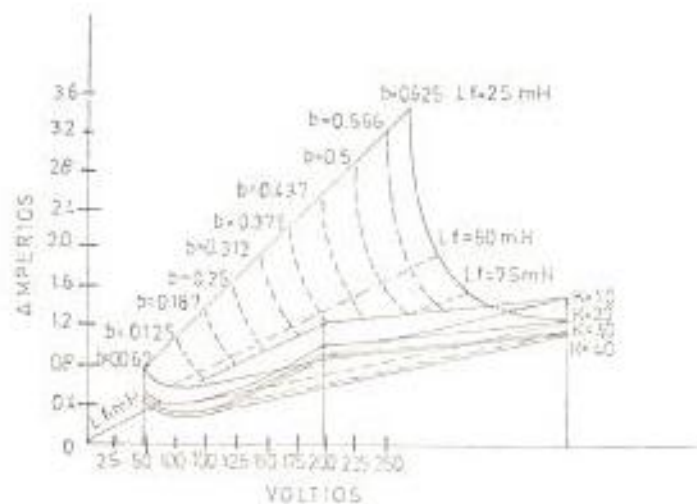


Fig. 6.1.- Variación de la corriente de rizado con el voltaje del ondulator y la inductancia de la bobina de choque.

De la última expresión es claro de que para un valor dado de corriente I_{dc} las pérdidas del rotor pueden ser minimizadas con un gran valor de inductancia de filtrado. Sin embargo, la inductancia de filtrado L_f determina el comportamiento transiente del sistema. (Cap. VII, Sección 2), de aquí que debemos tener un compromiso entre eficiencia y rapidez de respuesta.

Es aconsejable limitar las pérdidas usando un inductor de alto valor, puesto que la velocidad de respuesta puede ser mejorada usando realimentación negativa apropiada.

CAPITULO VII

ANALISIS DE LA ESTABILIDAD DEL SISTEMA

7. 1.- CARACTERISTICAS DE LOS SISTEMAS DE LAZO ABIERTO Y LAZO CERRADO

- Un sistema de lazo abierto es aquel cuya salida no tiene influencia sobre la entrada; en este caso, la salida es la velocidad y la corriente y la entrada es el voltaje de control de disparo del ondulator.
- Un sistema de lazo cerrado es aquel cuya salida afecta a la entrada de tal manera que mantenga el valor de salida deseado; en este caso el lazo de velocidad con un control proporcional-integral mantiene la velocidad a pesar de las variaciones de carga. El lazo interior de corriente protege los tiristores contra sobrecorrientes; además provee una respuesta rápida a perturbaciones tales como variaciones de voltaje de la fuente de alimentación; es decir, un sistema realimentado de control es aquel que tiende a mantener una relación prescrita de una variable del sistema respecto a otra, por medio de la comparación de las funciones de estas variables y empleando su dife-

rencia como medio de control.

Para ilustrar lo anteriormente dicho consideremos el siguiente diagrama de flujo, donde introducimos un torque de perturbación T_d .

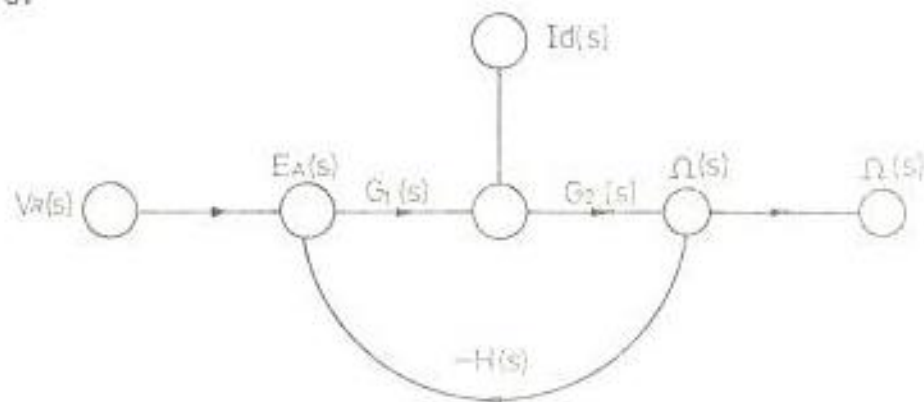


Fig. 7.1.- Gráfica del Flujo de señal del Sistema de Red Cerrada.

Donde $\Omega(s)$ es la velocidad de salida, $V_R(s)$ la referencia, $T_d(s)$ la perturbación.

Resolviendo para la perturbación se tiene:

$$\Omega(s) = \frac{-G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)} T_d(s)$$

Si $G_1(s)G_2(s)H(s)$ es mucho mayor que uno sobre el rango de s , se obtiene el resultado aproximado

$$\Omega(s) = \frac{-1}{G_1(s)H(s)} T_d(s)$$

y si $G_1(s)$ se hace suficientemente grande, el efecto de la perturbación puede disminuirse por la retroalimentación de red cerrada. (Cap. VII , Sec. 2).

7.2.- MODELO MATEMATICO DE LA CASCADA HIPOSINCRONA

- Función de Transferencia del Motor de Inducción

En el Cap. VI se dedujo la expresión para el torque motor (Ecuación 6.10) que se escribe:

$$T_d = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{KV_m}{w_s} - \frac{\Delta U_c}{S w_s} \right) I_c$$

$$T_d = \left(\frac{E}{w_s} - \frac{\Delta U_c}{S w_s} \right) I_c \quad (7.1)$$

donde $E = \frac{3\sqrt{3}KV_m}{\pi}$ es el voltaje de salida de corriente continua del rectificador trifásico, ΔU_c es la caída de tensión con carga, S es el deslizamiento y w_s es la velocidad síncrona.

El análisis transiente de un motor de inducción convencional es muy complicado y la presencia del puente rectificador-ondulador lo hace aún más. En consecuencia, no es posible derivar una función de transferencia analítica que sea válida bajo todas las condiciones. Sin embargo, funciones de transferencia válidas

das para pequeñas perturbaciones pueden ser derivadas bajo ciertas hipótesis. Los parámetros son dados considerando las condiciones dadas de estado estable. Entonces se analizará un modelo que responde a pequeños cambios de velocidad alrededor del punto de operación, conociendo que la variación de la velocidad del motor sin carga hasta plena carga está comprendida entre el 10 al 15% de ω_s .

Si se desprecia la caída de voltaje a través de la impedancia del estator y la caída debida a la conmutación. El torque desarrollado por el motor en estado estable será:

$$T_d = \frac{E I_d}{\omega_s} \quad (7.2)$$

es decir, es una función lineal de I_d . Esto es válido sólo cuando el motor no está muy sobrecargado.

La corriente rotórica depende tanto del voltaje E , del deslizamiento, de la resistencia R del circuito rotórico y del ángulo de disparo.

$$I_d = \frac{SE}{R} f(\alpha) \quad (7.3)$$

En la ecuación superior $f(\alpha)$ es una función no lineal de α , que es la entrada del circuito de disparo.

Definiendo en el punto de operación: $I_d = I_{d0}$, $S = S_0$, $v_{C1} = v_{C10}$ y utilizando una expansión en series de Taylor se tiene:

$$\Delta I_d = \frac{E}{R} \left[S_0 \left(\frac{df}{dv_{C1}} \right)_0 \Delta v_{C1} + f(v_{C10}) \Delta S \right] \quad (7.4)$$

$\left(\frac{df}{dv_{C1}} \right)_0$ es la derivada en el punto de operación de la función $f(v_{C1})$; ΔI_d , Δv_{C1} , ΔS representan perturbaciones alrededor del punto de operación.

Considerando la definición de deslizamiento, $\Delta S = - \frac{\Delta \omega}{\omega_s}$

y si $k_R = \left(\frac{df}{dv_{C1}} \right)_0$ y $k_{R0} = f(v_{C10})/v_{C10}$

La ecuación 7.4 da:

$$\Delta I_d = \frac{E}{R} \left[S_0 k_R \Delta v_{C1} - k_{R0} v_{C10} \frac{\Delta \omega}{\omega_s} \right] \quad (7.5)$$

$$f(v_{C10}) \frac{E}{R} = \frac{I_{d0}}{S_0} \quad (7.6)$$

De las ecuaciones (7.4) (7.5) y (7.6)

$$\Delta I_d = \frac{E}{R} (S_0 k_R \Delta v_{C1}) - \frac{I_{d0}}{S_0} \frac{\Delta \omega}{\omega_s} \quad (7.7)$$

y de la ecuación (7.2)

$$\Delta T = E \frac{\Delta I_d}{\omega_s}$$

Si la perturbación de torque de carga TL es $\Delta TL = 0$, la perturbación en la velocidad del motor en estado estable es:

$$\Delta w = \frac{\Delta T}{f} = \frac{E \Delta I_d}{w_s f} \quad (7.8)$$

donde f es el coeficiente de fricción de la carga.

De las ecuaciones (7.7) y (7.8) en estado estable:

$$\frac{\Delta I_d}{\Delta v_{c1}} = \frac{f_1}{1 + k_{eb}} \quad , \quad \frac{\Delta w}{\Delta v_{c1}} = \frac{(f_1/f)(E/w)}{1 + k_{eb}} \quad (7.9), (7.10)$$

$$\text{donde } k_{eb} = \frac{E}{w s^2 f} \frac{I_{d0}}{S_o} \quad , \quad f_1 = \frac{E}{R} S_o K_r$$

- Constante de Tiempo del Controlador

Aunque el ángulo de disparo es proporcional a v_{c1} , el disparo del ondulador no es corregido instantáneamente. Una vez que el pulso de disparo ocurre la información de v_{c1} no tiene valor hasta que el siguiente pulso ocurre. De allí que cualquier sistema que utiliza un amplificador de potencia a tiristores debe ser considerado como un sistema de tiempo discreto, lo que exige un análisis riguroso. Para hacer el análisis más simple, el retraso en la unidad de disparo es aproximado por un retraso de tiempo de primer orden con una constante de tiempo T_d .

igual a la mitad del periodo entre dos pulsos consecutivos.

Así

$$V'c_1(s) = \frac{Vc_1(s)}{1 + sT_A} \quad (7.11)$$

- Constante de Tiempo del Circuito del Rotor

La constante de tiempo del circuito del rotor es $T_R = L_R/R$, donde L_R y R son la inductancia y la resistencia totales del circuito del rotor, respectivamente. La constante de tiempo T_A del convertidor actúa sólo cuando se considera una variación de Vc_1 , sin embargo, T_R se la considera para variaciones de w y también de Vc_1 .

Considerando estas constantes de tiempo, las ecuaciones (7.5) y (7.7) se escriben:

$$\Delta Id(s) = \frac{E}{R(1 + sT_R)} \left[\frac{S_0 k_r}{1 + sT_A} \Delta Vc_1(s) - Vc_{10} k_r \frac{\Delta \omega(s)}{w_s} \right] \quad (7.12)$$

$$\Delta Id(s) = \frac{f_1 \Delta Vc_1(s)}{(1 + sT_R)(1 + sT_A)} - \frac{Id_0}{S_0} \frac{\Delta \omega(s)}{w_s (1 + sT_R)} \quad (7.13)$$

Considerando las perturbaciones en velocidad y torque y con la ayuda de la ecuación (7.8) se tiene:

$$\Delta \omega(s) = \frac{(E/w_s)}{f(1 + sT_m)} \Delta Id(s) \quad (7.14)$$

donde $T_m = J/f$ es la constante de tiempo mecánica del motor y la carga, f es el coeficiente de fricción del conjunto motor-

carga.

De (7.11), (7.13) y (7.14)

$$\frac{\Delta I_d}{\Delta V_{C_1}}(s) = \frac{f_1(1 + sT_m)}{(1 + sT_R)(1 + sT_m) + keb} \quad (7.15)$$

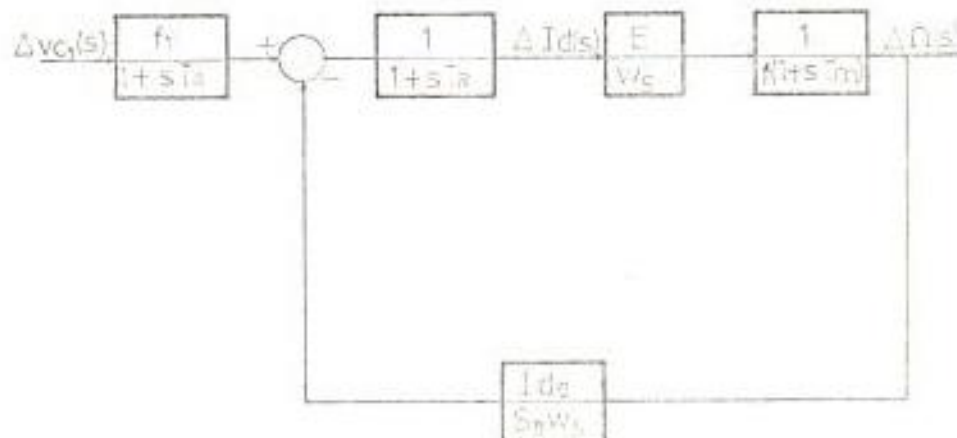


Fig. 7.2.- Diagrama de Bloques de la Cascada Hipsíncrona sin los Controladores.

Los polos T_1 y T_2 de esta función de transferencia están dados

$$\text{por } \frac{1}{T_1}, \frac{1}{T_2} = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{T_R} + \frac{1}{T_m} \right) \pm \left[\frac{1}{4} \left(\frac{1}{T_R} + \frac{1}{T_m} \right)^2 - \frac{1}{T_R T_m} (1 + keb) \right]^{1/2}$$

Así, con los valores de T_m , T_R y keb registrados en el Apéndice D, T_1 es igual a 427 ms y T_2 es igual a 101 ms.

Substituyendo en (7.15) se obtiene:

$$G_C(s) = \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{C_1}}(s) = \frac{[f_1 / (1 + keb)](1 + sT_m)}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)(1 + sT_R)} \quad (7.16)$$

Del diagrama de bloques, Fig. 7.2 y con (7.16)

$$\frac{\Delta \Omega}{\Delta V_{c1}}(s) = \frac{[E/(ws)f]f_1/(1 + keb)}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)(1 + sT_A)} \quad (7.17)$$

- Diseño de los Controladores

a.- Controlador de Corriente

De acuerdo a (7.17) y la Función de Transferencia del Controlador establecido en el Capítulo V, la función de transferencia de lazo es

$$G_c G_{cc} H_i(s) = \frac{[f_1/(1 + keb)](1 + sT_m)(1 + sT_{c1})K_i H_i}{T_{c1}s(1 + sT_A)(1 + sT_1)(1 + sT_2)} \quad (7.18)$$

Donde H_i es el factor de la realimentación de corriente. h_i es igual a $0.45 \left[\frac{V}{A} \right]$ que multiplicado por los valores bases, $I_{r.st} = 31.1 [A]$ y $V_{cb} = 15 [V]$, se obtiene $H_i = 0.93$.

Debido a que la constante de tiempo T_m es muy grande comparada con las constantes de tiempo T_1 y T_2 , la función de transferencia de lazo abierto válida en la cercanía de la frecuencia de cruce puede ser aproximada a:

$$GH_i(s) = \frac{k'(1 + sT_{c1})}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)(1 + sT_A)} \quad (7.19)$$

$$\text{donde } k' = \frac{[f_1/(1 + keb)]H_i k_i T_m}{T_{c1}} \quad (7.20)$$

Para obtener una solución de segundo orden es recomendable escoger T_{c1} de tal manera que cancele uno de los polos de

la planta o motor. El sistema de segundo orden resultante podría tener un factor de amortiguación de 0.707, ampliamente aceptado por los Ingenieros, y una ganancia de K' tan grande como sea posible debido a que la exactitud incrementa con K' , pero considerando los límites de estabilidad.

Debido a que $T_A < T_2 < T_1$, el requerimiento antes mencionado se satisface cuando $T_c = T_2$ y el correspondiente valor de la ganancia es $K' = (1/2)T_1/T_A$. Así el valor de K_1 es

$$K_1 = (1/2) \left(\frac{T_1}{T_A} \right) \left[\frac{T_2 (1 + k_e b)}{f_1 H_1 T_m} \right] \quad (7.21)$$

K_1 se asume es igual a 0.80. Si se escoge en la fig. 5.26 $C_j = 0.47 \text{ uf}$, R_j resulta 215 K Ω y $R_1 f$ es igual a 172 K Ω . El valor de R_1 , fig. 5.26, se lo escoge de tal manera que para el voltaje de saturación del controlador de velocidad, $v_{c_2, \text{sat}} = 13.6 \text{ [V]}$, corresponda la máxima corriente permitida a la salida del ondulator, 12.10 [A], valor que corresponde a un 10% de sobrecarga.

$$\frac{v_{c_2, \text{sat}}/V_{cb}}{R_1} = \frac{(12.10/I_{r, \text{st}})I_i}{R_1 f}$$

así, el valor de R_1 es 401 K Ω .

b.- Controlador de Velocidad

El lazo de corriente puede aún ser aproximado a un siste-

ma de primer orden con constante de tiempo τ_1 , valor que colocado en el plano s , representa un polo cuya respuesta es mucho más rápida que las respuestas debidas a las otras constantes presentes en el lazo de velocidad.

Se usa la salida de un taco-generador para sensor la señal de velocidad, el cual tiene un rizado de 600 Hz con un voltaje pico-pico del 20% del voltaje máximo cerca de la velocidad nominal, por lo tanto un filtro RC con una constante de tiempo $T_f = 50$ ms será utilizado en el lazo de realimentación; este filtro hace que el rizado resultante sea de $r < 3.28\%$.

La función de transferencia de lazo abierto queda

$$GH_{OL}(s) = k_p \frac{(1 + sT_{C2})}{T_{C2}s} \frac{R_2 f}{R_1 H_f (1 + s\tau_1)} \frac{(E/w_s)}{f(1 + sT_m)} \frac{H_w}{(1 + sT_f)} \quad (7.22)$$

H_w es la ganancia normalizada del transductor de velocidad para el punto de operación, n_s es $\frac{12.5}{3138} [\frac{V}{r.p.m.}]$, que multiplicado por los valores bases $n_s = 3600$ r.p.m. y $V_{cb} = 15$ [V], $H_w = 9.56$.

Basándose en el método de la trayectoria de las raíces y considerando los valores numéricos de las constantes de tiempo dadas, la constante de tiempo τ_1 puede ser despreciada. Con esta aproximación la función de transferencia de lazo puede ser simplificada

$$GH_{\Omega}(s) = \frac{(k-R_1 fEHw)(1 + sTc_2)}{(Tc_2 R_1 H_1 W s f) s^k (1 + sTf)(1 + sTm)} \quad (7.23)$$

$$= \frac{k_2(1 + sTc_2)}{Tc_2^k} \frac{1}{T_g s (1 + sTf)(1 + sTm)} \quad (7.24)$$

Se diseña el controlador para satisfacer las siguientes especificaciones: a.- error en estado estacionario, ϵ_{ss} , para una entrada rampa $\leq 10\%$ de la magnitud de entrada; b.- relación de amortiguación de las raíces dominantes ≥ 0.707 y c.- el tiempo de estabilización del sistema sea el menor posible.

$$\epsilon_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s(|R|/s^2)}{1 + GH_{\Omega}(s)}$$

donde $E(s)$ es la señal actuante. Por lo tanto el requisito sobre el error en estado estacionario es

$$\frac{\epsilon_{ss}}{|R|} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{sGH_{\Omega}(s)} \leq 0.10$$

se requiere que $\frac{K_1}{Tc_2} \geq 10$, donde $K_1 = \frac{K_2}{T_g}$

Los parámetros por seleccionar son $a = \frac{K_2}{Tc_2}$ y $B = K_1$. La ecuación característica es

$$1 + GH_{\Omega}(s) = s(1 + sTm)(1 + sTf) + a + Bs = 0 \quad (7.25)$$

Los dos parámetros variables pueden ser separados, como lo muestra la ecuación 7.25. El efecto de la variación

de B desde cero hasta infinito determina una ecuación $1 + (GH)_B = 0$; el denominador de $(GH)_B$ es la ecuación característica del sistema con $B = 0$, por tanto, primero calculamos la variación de α desde cero hasta infinito. Entonces, tras calcular el efecto de α , se selecciona un valor de este parámetro y se utiliza la ecuación (7.25) para calcular el efecto de B.

El lugar geométrico de las raíces a medida que varía α se determina por la siguiente ecuación

$$1 + \frac{\alpha}{(1 + sT_m)(1 + sT_f)} = 1 + \frac{\alpha'}{s(s + 2.22)(s + 20)} = 0$$

donde $\alpha' = 44.44\alpha$ y se grafica en la Fig. 7.3a.

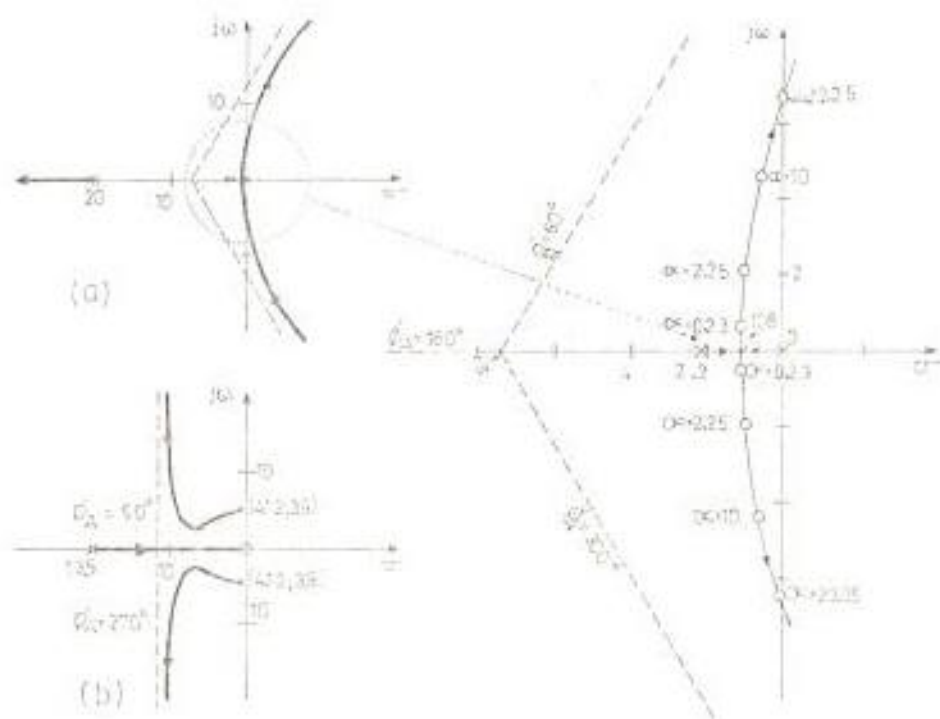


Fig. 7.3.- Lugares geométricos de las raíces en función de α y B.

Para una ganancia $\alpha = 10$, el efecto de la variación de B , se determina por la ecuación del lugar geométrico

$$1 + \frac{Bs}{s(1+sT_m)(1+sT_f)} = 10$$

$$1 + \frac{B's}{(s+20.65)(s+0.54+j 4.56)(s+0.54-j 4.56)} = 0 \quad (7.26)$$

donde los polos de este lugar geométrico de las raíces son las raíces del lugar geométrico de la Fig. 7.3a. En la Fig. 7.3b se muestra el lugar geométrico para la ecuación (7.25). Las raíces con $\xi = 0.707$, se obtienen cuando $B' = 100$. La parte real de estas raíces es 4.12, por lo tanto el tiempo de estabilización es aproximadamente 0.97 seg.

Los parámetros de los controladores entonces están dados por $T_{c2} = 230$ ms, $K_2 = 113.34$. Asumiendo en la Fig. 5.24, $c_w = 1$ μ f, se tiene $R_w = 230$ k Ω y $R_2 f = 2.03$ k Ω . El valor de R_2 , Fig. 5.24, se la calcula asumiendo que la máxima velocidad de operación será de 3100 r.p.m., que ocurrirá cuando $V_R = 15$ [V].

$$\text{Así, } \frac{15/V_{cb}}{R_2} = \frac{(3100/3600)H_w}{R_2 f}$$

$$\text{luego, } R_2 = 246 \Omega$$

La función de transferencia de lazo cerrado en p.u. está dada por

$$\frac{\Omega(s)}{V_R(s)} = \frac{R_2 f}{R_2} \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (7.27)$$

donde:

$$G(s) = \frac{k_2(1 + sTc_2)}{sTc_2} = \frac{R_2 f}{R_1 H_i} \frac{1}{f(1 + sTm)}$$

$$H(s) = Hw(1 + sTf)$$

tomando los valores numéricos se obtiene

$$\frac{\Omega(s)}{V_R(s)} = \frac{4.67(s + 4.40)(s + 18.92)}{(s + 13.49)(s + 4.12 + j3.90)(s + 4.12 - j3.90)} \quad (7.28)$$

7.3.- REALIZACION PRACTICA DE LA SIMULACION DEL SISTEMA EN LA COMPUTADORA ANALOGICA.

Desarrollando 7.28 queda

$$\frac{\Omega(s)}{V_R(s)} = \frac{4.67s^2 + 109s + 389.32}{s^3 + 21.74s^2 + 143.48s + 434.78} \quad (7.29)$$

De acuerdo a las reglas establecidas en el Apéndice B, sección 4

$$b_2 = 4.67$$

$$a_2 = 21.7$$

$$b_1 = 109$$

$$a_1 = 143$$

$$b_0 = 389$$

$$a_0 = 435$$

De acuerdo al Apéndice B el diagrama de simulación del sistema con escalamiento se muestra en la Fig. 7.4.

Los resultados para varios voltajes de referencia V_R están grafi-

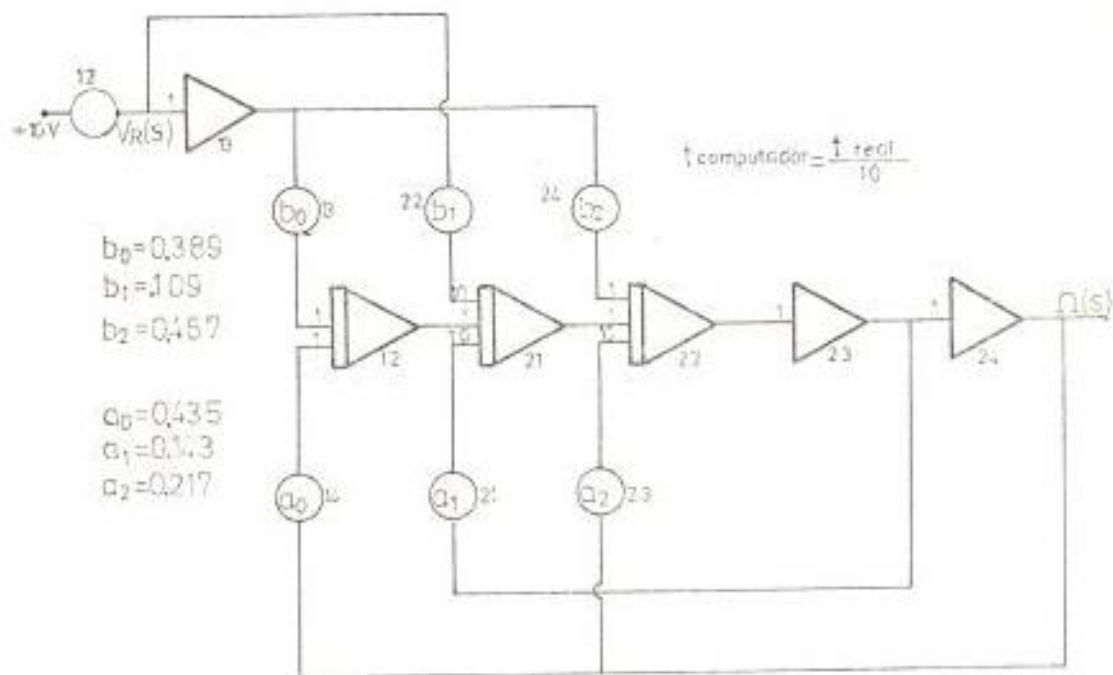


Fig. 7.4.- Diagrama de Computadora con Escalamiento

cados en la Fig. 7.5.

7.4.- ESTUDIO DE LA TRAYECTORIA DE LAS RAICES PARA EL SISTEMA

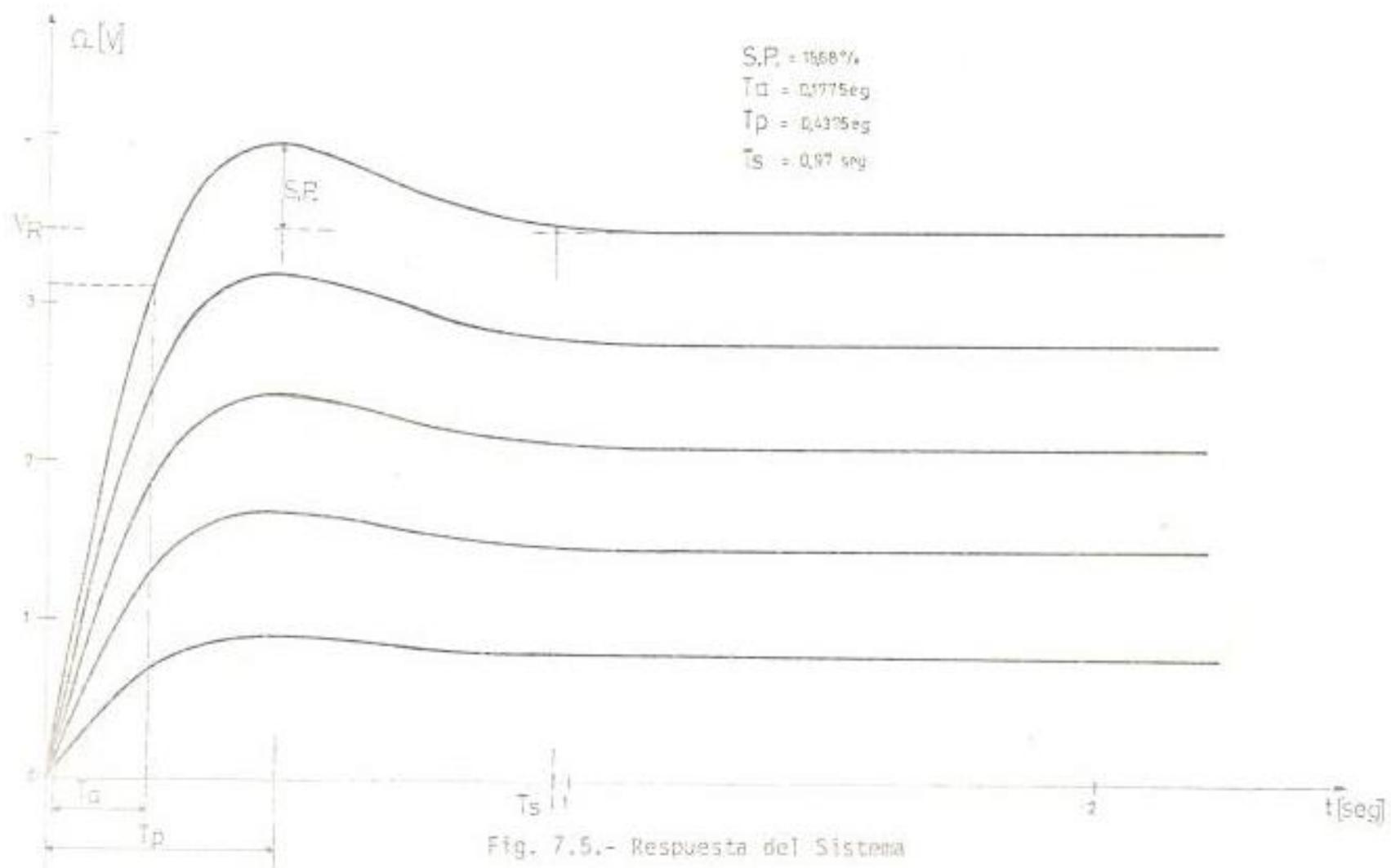
En esta sección se presenta el lugar geométrico de la raíces, Fig. 7.6, para la ecuación característica del sistema

$$\Delta s = 1 + \frac{\alpha + Bs}{s(1 + sT_m)(1 + sT_f)} = 0$$

cuando α varía de 0 hasta $+\infty$ con varios valores de B .

7.5.- ANALISIS DEL COMPORTAMIENTO DINAMICO DEL SISTEMA ANTE DIVERSOS TIPOS DE PERTURBACIONES

Las señales estándar de prueba utilizadas son el escalón y la rampa.



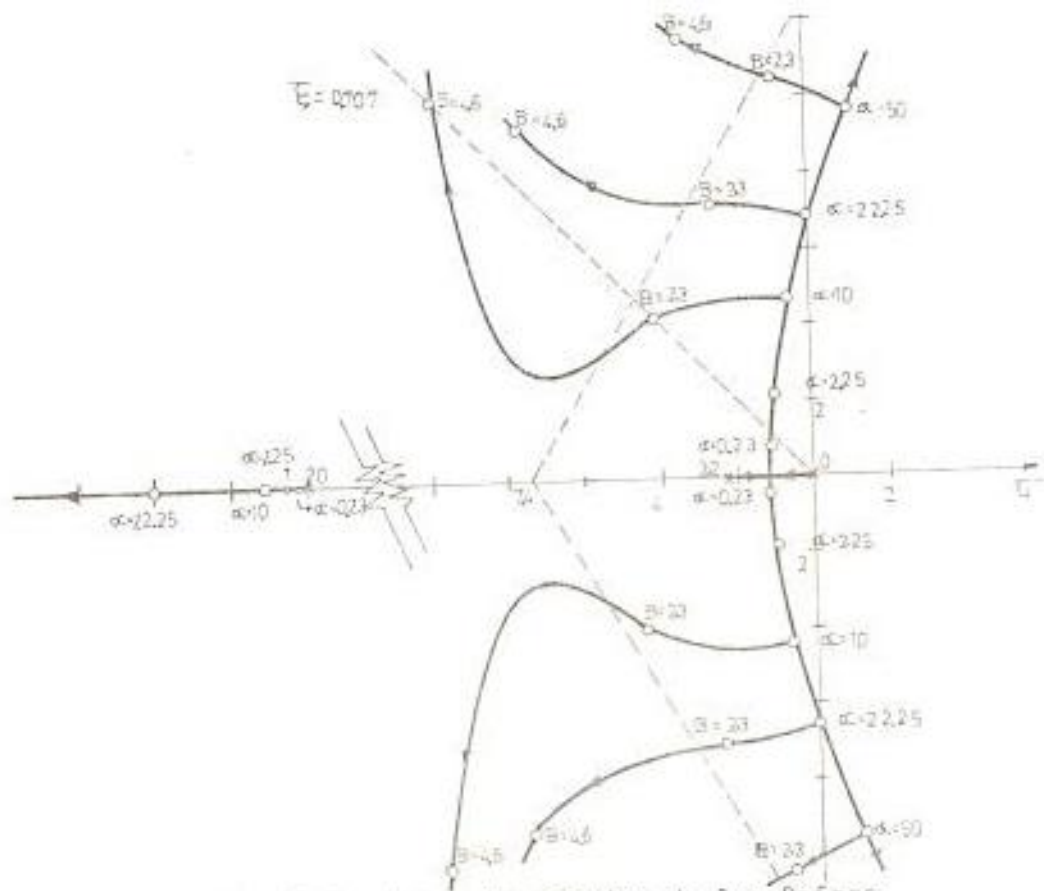


Fig. 7.6.- Lugar Geométrico de las Raíces para el Sistema.

La aplicación de una señal escalón A y de una señal rampa At dan como respuestas los gráficos 7.7 y 7.8 respectivamente.

Observamos que en ambos casos el sistema es totalmente estable, y que las características de la respuesta transitoria corresponden a los valores esperados.

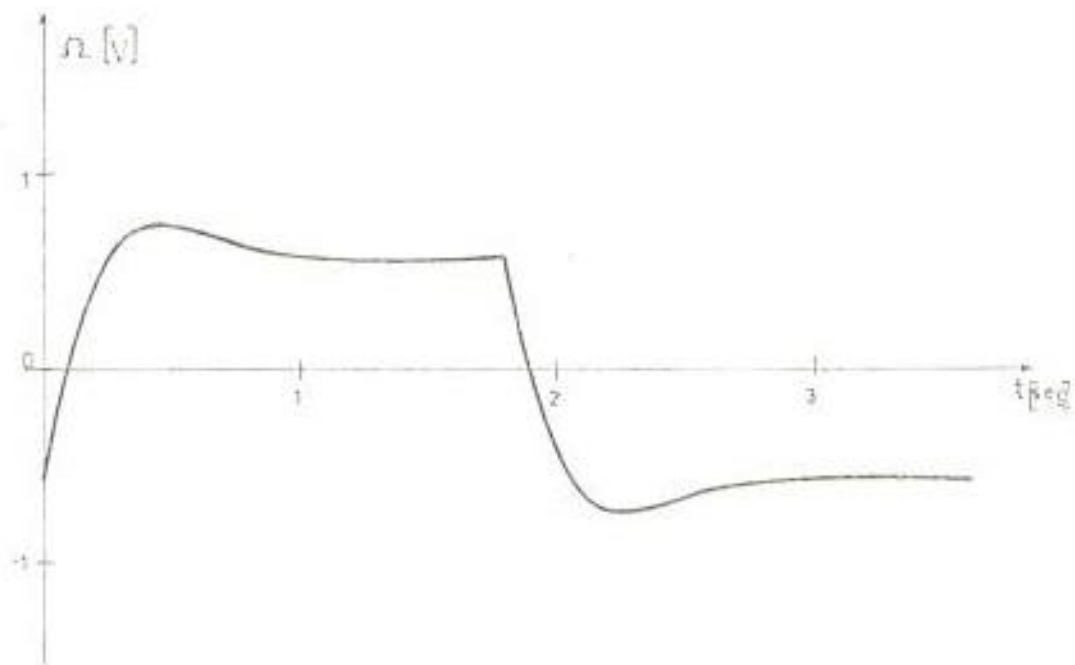


Fig. 7.7.- Respuesta a una Señal Escalón (Velocidad)

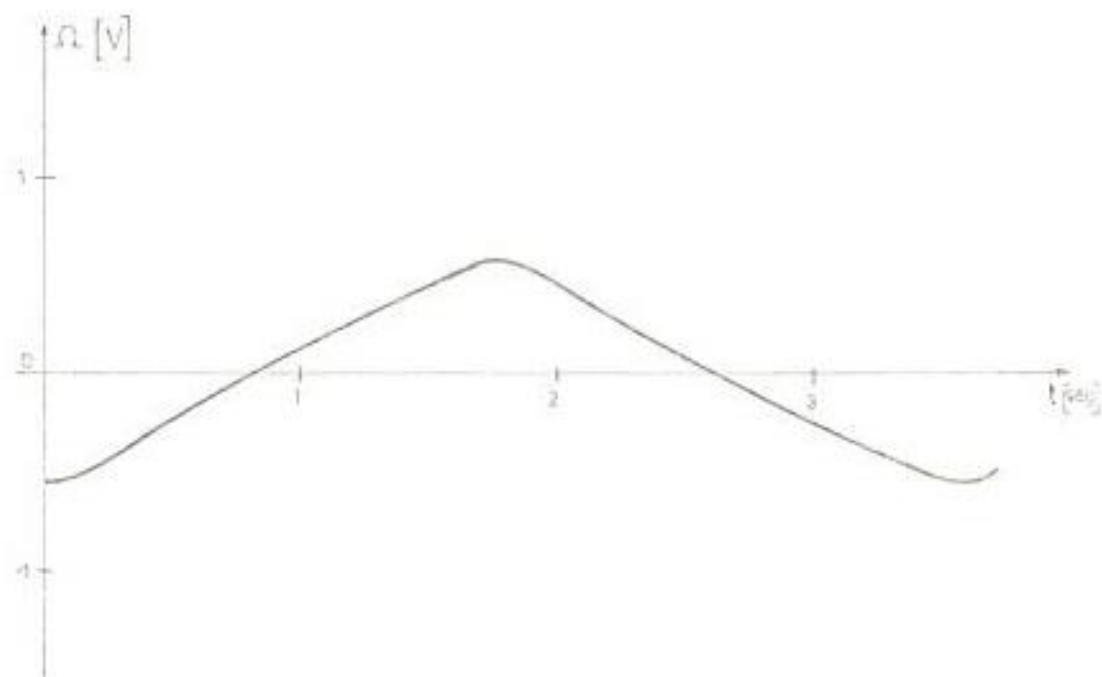


Fig. 7.8.- Respuesta a una Señal Rampa (o aceleración)

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES.-

Este trabajo sobre la Cascada Hipsíncrona comprende el comportamiento en estado estable y el comportamiento dinámico.

El comportamiento en estado estable se inició con el funcionamiento del convertidor a diodos y del inversor a tiristores funcionando como ondulator no autónomo. Se hizo énfasis en el estudio de tensiones, corrientes, caídas de tensión en funcionamiento normal, factor de potencia y cortocircuitos, llegando a concluir, para el tipo de montaje empleado, PD_3 , que ambos puentes tienen un factor de potencia bajo y presentan un aumento de $\sqrt{3}$ en la corriente de cortocircuito cuando se encuentra ya acoplado el puente de diodos al secundario del motor.

Al no ser transmitida la componente media de las corrientes secundarias al primario del motor, las corrientes primarias y las de la línea del motor son iguales a las de un cortocircuito normal.

Entre las caídas de tensión estudiadas la más significativa es la debida a las reactancias o sobreposición.

El paso a un montaje con tiristores a partir de un montaje con diodos hace necesario multiplicar por $|\cos\psi|$ el valor medio de la tensión proporcionada por el puente de diodos, en cambio para un valor dado de I_c todas las corrientes tienen el mismo valor, sea en el puente de diodos o de tiristores.

Al aplicar ambos convertidores a un motor de inducción para controlar su velocidad mediante el método de la Cascada Hiposíncrona, la salida del puente de diodos tiene un rizado S veces la frecuencia de la línea, mientras que la entrada del puente ondulator tiene un rizado de frecuencia de línea, por lo tanto es necesario colocar entre ellos un filtro inductor de choque, que fue seleccionado de tal manera que la corriente en el enlace d.c. sea aproximadamente constante (con rizado mínimo) y al mismo tiempo de un valor no muy grande para que no aumente la constante de tiempo eléctrica del circuito del rotor, ya que ésto pone en peligro la estabilidad del sistema.

Además se estableció que el deslizamiento es proporcional al coseno del ángulo de disparo del ondulator, y que la máxima variación posible en el deslizamiento es de 0 a $1/K$. Para procurar un aumento en el valor de S se debe proveer un transformador a la salida del ondulator.

El factor de potencia del conjunto es bajo, siendo éste uno de los mayores inconvenientes para la aplicación práctica de este sistema.

La caída de tensión ΔU_c del montaje de diodos hace que el torque no crezca rigurosamente proporcional con la corriente.

Para el comportamiento dinámico se estableció primeramente un modelo matemático del motor de inducción válido para pequeños cambios alrededor de un punto tomado como referencia.

El estudio del convertidor a tiristores se lo realizó asumiendo que responde como un sistema de primer orden, siendo en realidad, un sistema de tiempo discreto.

Se establecieron los transductores de corriente y de velocidad y finalmente se escogió el sistema de regulación tipo cascada, teniendo éste dos lazos, uno interno de corriente y otro externo de velocidad, el segundo más lento que el primero debido a que la respuesta mecánica es mucho más lenta que la eléctrica.

Se trató, para facilidad de diseño, en ambos lazos de reducir el orden del sistema al menor posible, anulando los polos de la planta, mediante el uso de dos controladores P.I. logrando una respuesta rápida y con un menor sobrenivel, criterios ambos contrapuestos que obligaron a tomar una solución de compromiso.

Finalmente, se analizó la respuesta del sistema a dos tipos de perturbaciones: escalón, correspondiente a velocidad; y rampa, correspondiente a aceleración, para las cuales el sistema era estable.

RECOMENDACIONES.-

Debido a que la principal desventaja de este sistema es su bajo factor de potencia se recomienda un estudio sobre un método para mejorarlo, tal como la introducción de un troceador en el circuito del rotor actuando como interruptor de potencia.

- Sería interesante analizar el convertidor a tiristores, rectificador u ondulator, basándose en la teoría de los sistemas muestreados, lo que proporcionará un análisis más completo para un diseño.

- Además, debido a la pequeña capacidad de la Computadora Analógica de la ESPOL, se recomienda que cualquier otra simulación de un sistema complejo, como es la Cascada Hipsíncrona, sea realizada en la computadora digital.

B I B L I O G R A F I A

- 1.- Curso Moderno de Máquinas Eléctricas Rotativas, Tomo III, Manuel Cortés, 1974, Editores Técnicos Asociados S.A., Barcelona, España.
- 2.- Electrónica de Potencia, Guy Séguier, 1976, Editorial Gustavo Gili S.A., Barcelona España.
- 3.- Electrónica de Potencia, Raymond Ramschaw, 1977, Marcombo S.A., Barcelona, España.
- 4.- El Tiristor, Funcionamiento, Características, Aplicación, Rudolf Swoboda, 1968, Rede, Barcelona, España.
- 5.- Fundamentos de la Electrónica de Potencia, K. Heumann, 1978, Paraninfo S.A., Madrid, España.
- 6.- Power Semiconductor Application, Harden, Golden, 1972, IEEE Press, USA.
- 7.- Thyristor Control of a.c. Motors, John Mc-Murphy, 1978 Pergamon Press Ltda., Oxford, Inglaterra.

- 8.- Máquinas de Corriente Alterna, Liwschitz, 1978, Compañía Editorial Continental S.A., Méjico.
- 9.- Principles of Inverter Circuits, B.D. Bedford, 1964, Wiley & Sons, Inc. USA.
- 10.- Sistemas Automáticos de Control, Richard C. Dorf, 1977, Fondo Educativo Interamericano S.A. Méjico.
- 11.- Sistemas Realimentados de Control, John J. D'azzo, 1975, Paraninfo, Madrid, España.