



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería Electrónica



"FRENADO DINAMICO MULTITAPAS DE UN
MOTOR DE INDUCCION UTILIZANDO CIRCUITOS
TIRISTORIZADOS"

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del Título de:
INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización: ELECTRONICA

Presentada por:

Carlos Otero García

Guayaquil - Ecuador

1989

A G R A D E C I M I E N T O

AI ING. NORMAN CHOOTONG CHING
Director de Tesis, por su ayuda y
colaboración para la realización
de este trabajo:

DEDICATORIA

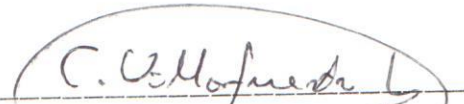
A DIOS

A MIS PADRES

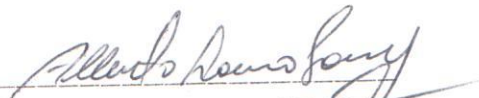
A MIS HERMANOS



ING. NORMAN CHOOTONG
Director de Tesis



ING. CARLOS VILLAFUERTE
Subdecano F. I. E.



ING. ALBERTO LARCO
Miembro del Tribunal



ING. CARLOS DEL POZO
Miembro del Tribunal

DECLARACION EXPRESA

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

(Reglamento de exámenes y Titulos profesionales de
la E S P O L).



CARLOS OTERO GARCIA

RESUMEN

El desarrollo de esta tesis cubre el estudio de un sistema de frenado efectivo conveniente para motores de inducción trifásicos, el frenado es desarrollado en tres etapas usando circuitos de conmutación tiristorizados disparados electrónicamente. Inicialmente un solo capacitor es conectado a través de 2 de los terminales del motor, produciendo autoexcitación en una de las fases del motor operando como generador de inducción, siguiendo a este proceso un cierto decaimiento de la velocidad del rotor, un segundo capacitor es adicionado a través de los mismos terminales para extender la autoexcitación y reducir aun más la velocidad.

En la tercera y última etapa el frenado magnético se aplica cortocircuitando el tercer terminal, el frenado magnético es aprovechado junto con la inyección D.C. llevando al motor hasta su total detenimiento.

Un método experimental para determinar las capacitancias mínimas para producir la autoexcitación es presentada. Una serie de experimentos fueron desarrollados para determinar los varios transientes

durante el frenado, el efecto del valor del capacitor sobre el decaimiento de la velocidad inicial, el tiempo de frenado, y los picos transientes de voltajes y corrientes sobre los devanados de la máquina. la ventaja de este frenado es comparada con el método de inyección D.C. normal.

I N D I C E G E N E R A L

	Pág
RESUMEN	VI
INDICE GENERAL	VIII
INDICE DE FIGURAS	X
INTRODUCCION	XIV
I. DESCRIPCION DE LAS ETAPAS DE FRENADO.	
1.1 Principio del frenado de un motor MIJA por capacitancias.	17
1.2 Principio del frenado magnético para un MIJA	22
1.3 Principio del frenado por inyección D.C.	22
II. PRUEBAS AL MOTOR.	
2.1 Determinación de parámetros del motor.	29
2.1.1 Pruebas en cortocircuito	36
2.1.2 Pruebas en vacío	36
2.2 Determinación experimental de la primera capacitancia óptima para el frenado	41
2.3 Determinación experimental de la segunda capacitancia	46
2.4 Determinación de la corriente D.C.	47
2.5 Análisis de transientes de corrientes y voltajes en los terminales del motor y sus consideraciones en el circuito de fuerza	51
2.6 Determinación experimental de los retardos de tiempo de las etapas de frenado	55
III. DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA Y DE CONTROL.	
3.1 Diseño del circuito de fuerza	57
3.2 Diseño del circuito de control	62
3.3 Implementación de un lazo de control para la temporización de las etapas usando un tacómetro	68

	Pág
IV. COMPARACION CON OTROS TIPOS DE FRENADO.	
4.1 Inyección D.C. pura	71
4.2 Frenado por inversión de fase	74
4.3 Frenado regenerativo	78
V. PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.	
5.1 Circuito de fuerza	81
5.2 Circuito de control	87
5.3 Lazo de realimentación	90
5.4 Comparación con los resultados teóricos . .	94
5.5 Construcción del equipo	100
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	104
BIBLIOGRAFIA	105

INTRODUCCION

El desarrollo de un sistema efectivo de frenado para motores de inducción trifásicos ha sido objeto de continuos estudios, el desarrollo de esta tesis se basa en el estudio de métodos de frenado tradicionales tales como inyección D.C. autoexcitación por capacitores, plugging o frenado por inversión de fase y hace uso de una combinación de ellos resultando un sistema de frenado muy efectivo, este esquema emplea los diferentes métodos a rangos de velocidad donde ellos son más efectivos. Los sistemas de frenado para un proceso particular dependerán de varios factores, tales como aplicación, requerimientos de energía, costo, complejidad del circuito de control y efectividad.

El frenado es aprovechado en 3 etapas, una desaceleración inicial es obtenida por la conexión de un capacitor a una de las fases del motor, seguido de la conexión de un segundo capacitor después de un cierto retardo de tiempo, como tercera etapa se aplicará la inyección D.C. más el freno magnético logrando un total detenimiento de la máquina.

El valor de la capacitancia requerida para causar la autoexcitación decrementa con un aumento de la

velocidad, más aun a cualquier velocidad particular el voltaje autoexcitado inducido incrementa con la capacitancia. Un bajo valor de capacitancia no podrá mantener la autoexcitación por un gran rango de velocidad, mientras que un alto valor puede tener la desventaja de causar voltajes excesivos en los terminales a la alta velocidad inicial de frenado. Un sistema de capacitores graduados aplicados durante el periodo de frenado podrá minimizar esta desventaja.

El análisis involucra la determinación del rendimiento del frenado en términos de transientes de voltajes y corrientes y periodos de frenado para diferentes valores de parámetros del sistema tales como capacitancia, retardos de tiempo, corriente D.C. etc.

El rendimiento de frenado de este esquema es comparado con el rendimiento bajo el método de inyección D.C. normal, cual es ampliamente usado en la práctica. Varias figuras indican transientes típicos durante el frenado.

CAPITULO I

DESCRIPCION DE LAS ETAPAS DE FRENADO

El sistema de frenado es conectado en paralelo a la red de alimentación trifásica del motor y actúa cuando se desea detenerlo, activando las 3 etapas de frenado, 2 de ellas capacitivas más una tercera etapa en donde actúa el frenado magnético más inyección D.C. llevando al rotor a su total detenimiento.

Posee además control sobre los retardos de tiempo para su selección según sea el caso.

La secuencia de operación necesaria para el freno es desarrollada por circuitería electrónica, los retardos de tiempo respectivos entre etapas sucesivas son logrados por circuitos temporizadores formados por una red RC más un comparador, las señales de los comparadores comandarán sobre el circuito de disparo y activará al TRIAC o SCR que actúan como elementos de conmutación directa sobre los tipos de frenado usados en el sistema de freno. El equipo de frenado posee una adición de control de secuencia de disparo activado por la señal del tacómetro del motor, la señal del tacómetro actuará a manera de temporización, y según el decaimiento en velocidad esta circuitería seleccionará el

tipo de freno apropiado a dicha velocidad.

El equipo trabaja de manera conjunta con el sistema eléctrico de arranque y parada del motor, de manera que cuando desde el circuito de control se active la señal de parada el sistema de freno tiristorizado actuará de manera inmediata.

1.1.- PRINCIPIO DEL FRENADO DE UN MIJA POR CAPACITANCIAS

Cuando un banco de capacitores de valores apropiados es conectado a través de los terminales de un motor de inducción trifásico, manejado externamente a una velocidad constante, existirán voltajes inducidos en los terminales de la máquina, asumiendo la existencia de flujo residual en el circuito magnético y la excitación es mantenida en los terminales por los capacitores, mientras la saturación magnética limita el voltaje inducido, el voltaje alterno inducido en los devanados del estator permanecerán hasta que un balance entre la capacitancia y la reactancia de magnetización sea obtenido.

La carga inercial maneja la máquina con deslizamiento negativo respecto a la velocidad "síncrona" de autoexcitación y la velocidad real del rotor decae, al mismo tiempo la corriente de magnetización se reduce, reduciendo el nivel de saturación e incrementando la reactancia magnetizante de tal forma que se disminuye la frecuencia de autoexcitación.

Este fenómeno referido como autoexcitación por capacitores puede ser también observado si solo un capacitor del valor adecuado es conectado a través de 1 de las 3 fases del motor de inducción, mientras el tercer terminal permanece abierto, obteniéndose resultados muy parecidos que con el método anterior, mostrado en la fig. 1.

La autoexcitación por un solo capacitor puede ser aprovechada para propósitos de frenado dinámico de motores de inducción siguientes a la desconexión de la fuente, en este caso la máquina trabaja como generador asincrónico obteniendo corriente magnetizante desde el condensador, excitándose por el lado del estator, a una determinada velocidad de rotación la máquina genera energía desprendida en forma de calor en el circuito del rotor.

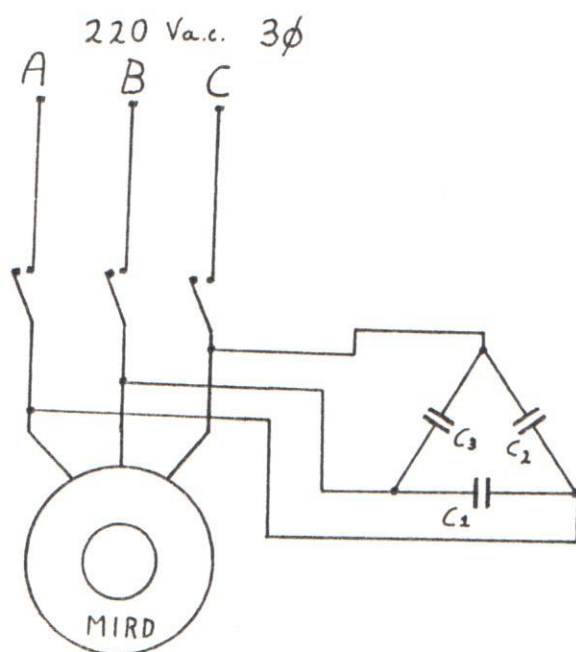


FIG. 1. Conexión del banco de capacitores 3 Ø. al motor

Altos transientes de corrientes pueden fluir por los devanados de la máquina produciendo un torque de frenado, la energía cinética del rotor es disipada como pérdidas de cobre en los devanados de la máquina.

En consecuencia el flujo del rotor reacciona con el flujo del estator para conferirle torque de frenado al rotor.

Para una elección apropiada de los capacitores la velocidad "síncrona" deberá ser mantenida bajo la velocidad del rotor, es decir mantener el deslizamiento negativo.

Este método es de uso donde un frenado hasta el total detenimiento del rotor no sea requerido, puesto que su rango de acción más efectivo es desde velocidad síncrona hasta 0.4 velocidad síncrona, que corresponde a la parte de alta velocidad.

Resistencias pueden ser usadas en el circuito del estator en serie con el banco de capacitores para el control del torque de frenado.

Cuando se requiera terminar el frenado, el campo magnético construido por la autoexcitación es aprovechado cortocircuitando los devanados del estator a través de una resistencia para la etapa final. Pero si la energía de la carga es grande un frenado por inyección D.C. puede ser usado en su lugar. El frenado por capacitores solo o combinado con inyección D.C. o freno magnético posee la

ventaja de un alto torque de frenado, bajas pérdidas, pequeña demanda de energía desde la fuente y una operación silenciosa.

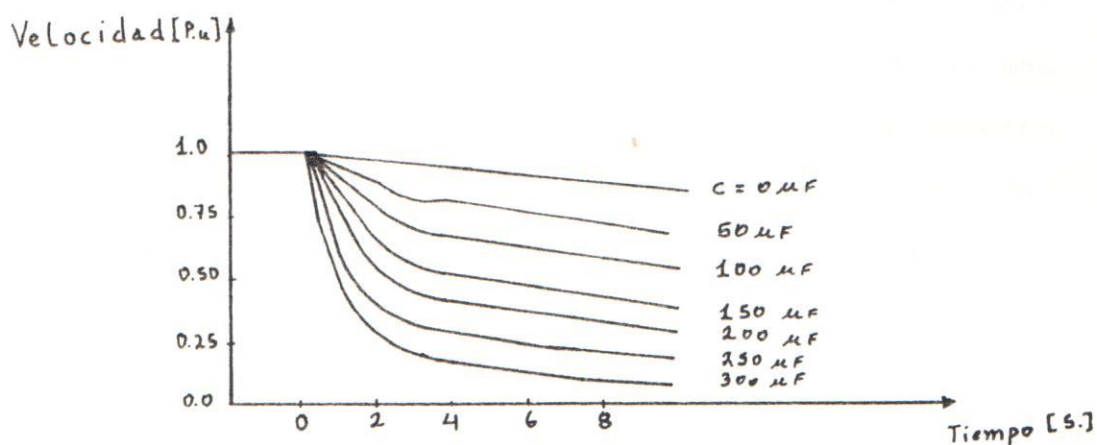


FIG. 2. Curvas de velocidad vs. tiempo para distintos valores de capacitancias.

Para una comprobación de las propiedades del frenado capacitivo la fig. 2, muestra una familia de curvas velocidad - tiempo para diferentes valores de capacitores a ser conectados en los terminales del motor. Para cualquier valor particular de los capacitores terminales el frenado es más efectivo en el rango de alta velocidad que en el rango de baja. Esto confirma que el frenado capacitivo será más efectivo cerca de la velocidad sincrónica y su efectividad disminuye en la misma proporcionalidad que la velocidad lo hace, hasta que la autoexcitación desaparece y el frenado capacitivo no actuará ya sobre la velocidad del motor. Grandes pendientes se observan al inicio de la curva para luego disminuir su valor, afirmando lo antes mencionado.

La fig. 3, muestra la efectividad de diferentes capacitores en producir un decaimiento en la velocidad dentro de una duración de tiempo especificado. Como un ejemplo, en este caso, el decaimiento de la velocidad será dentro de medio segundo, notará que la velocidad decae más con un incremento del valor capacitivo, pero una reducción marginal en efectividad es observado a altos valores de los capacitores, es decir se llegará a un valor de velocidad en donde por más que se eleve el valor del capacitor la reducción en velocidad será mínima.

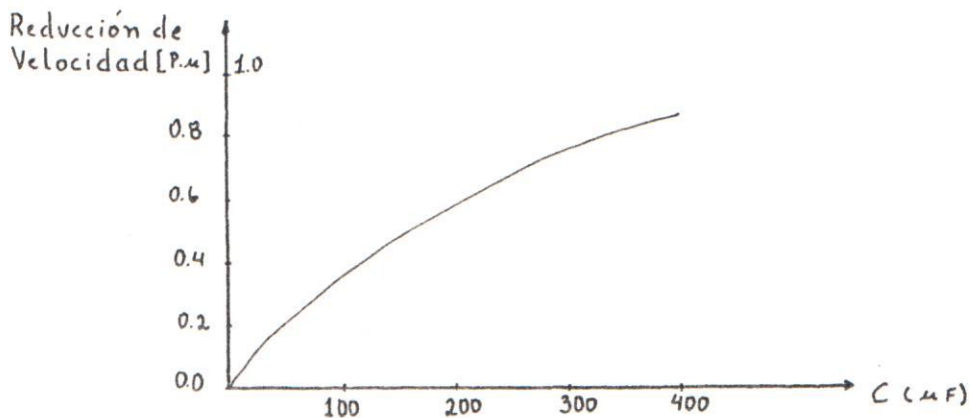


FIG. 3. Decremento en velocidad durante 0.5 s. vs. el valor del capacitor, cuando 1 solo capacitor es usado.

Es visto que la ventaja obtenida en términos de tiempo de frenado por incrementar el valor de los capacitores es mayor a bajos valores de capacitores que a grandes valores. Además incrementar el valor de los capacitores a cualquier valor en orden para reducir el tiempo de frenado no es económico, debido a que valores de capacitores excesivamente grandes serán necesarios para reducir el tiempo de frenado más allá de un cierto límite.

1.2.- PRINCIPIO DEL FRENADO MAGNETICO PARA UN M. I. J. A.

El frenado magnético es un método auxiliar de frenado para motores de inducción y consiste básicamente de anular el campo magnético o energía almacenada en los devanados de la máquina por efecto de la autoexcitación del motor cuando trabaja como generador de inducción, la manera como se elimina esta energía almacenada puede ser cortocircuitando los devanados del rotor a través de una resistencia o de manera directa cuando el voltaje inducido en dicho devanado no sea excesivo, al efectuarse el cortocircuito de las bobinas se produce una descarga de energía almacenada, este pico de corriente circula por los devanados produciendo un torque de frenado en el rotor.

1.3.- PRINCIPIO DEL FRENADO POR INYECCION D.C.

El frenado dinámico de un motor de inducción se logra conectando el devanado del estator a una fuente de corriente continua, generalmente se obtiene esa corriente de la rectificación de la tensión de línea, y a fin de limitar la corriente y obtener distintas características de frenado, en el circuito del rotor se ha previsto una resistencia exterior como en la fig. 4 .

La corriente continua circulando por el devanado del estator formando un campo fijo, cuya onda base da una

distribución sinusoidal de inducción. En el rotor giratorio se genera corriente alterna que genera su campo, el cual también es fijo con relación al estator. Debido a la interacción del flujo magnético total con la corriente del rotor aparece un momento de frenado cuya magnitud depende de la f.e.m. del estator, de la resistencia del rotor (disminuye el tiempo de frenado si la resistencia del rotor se acerca a cero) y de la velocidad del rotor.

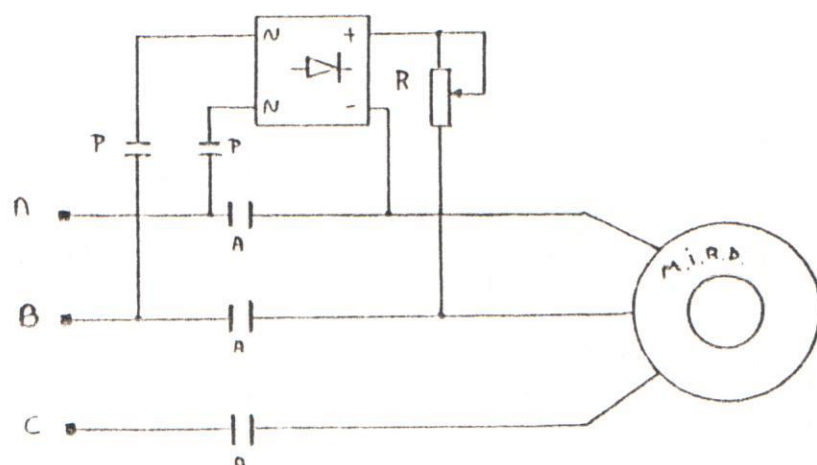


FIG. 4. Esquema del frenado por inyección D.C.

En la fig. 5 se representan distintos procedimientos de conexión de devanados del estator desde una fuente de corriente continua.

En los circuitos 5 y 6, las cargas de todas las fases del devanado del estator es uniforme, no obstante, el circuito de conmutación del estator es complejo. Los

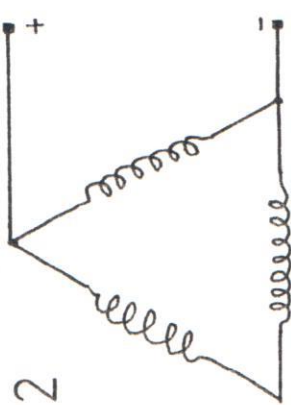
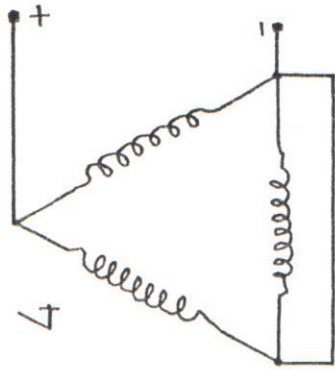
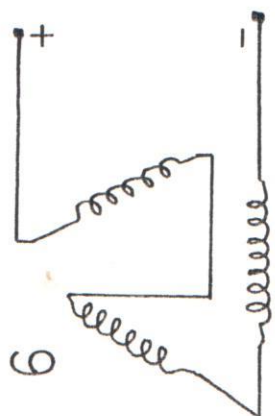
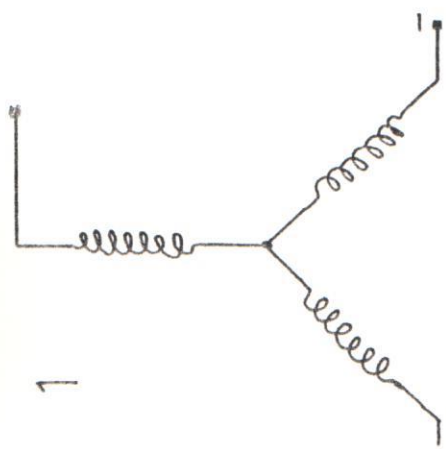
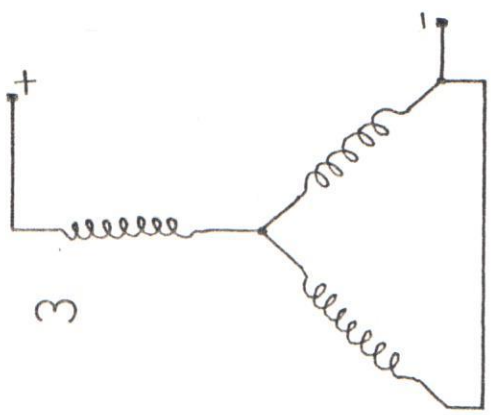
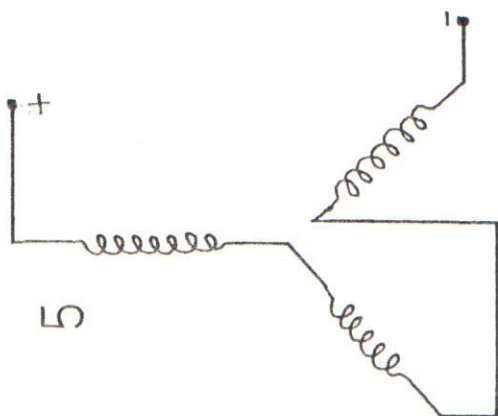


FIG. 5 Conexión de los devanados del estator para freno D.C.

2 primeros circuitos son más sencillos y se emplean con frecuencia en la práctica.

El análisis de trabajo de un motor asincrónico en régimen de frenado dinámico es conveniente hacerlo, teniendo en cuenta que el estator se alimenta no de la corriente continua, sino de la corriente alterna equivalente I_{eq} esta sustitución presupone la igualdad de las fuerzas magnetomotivas engendradas por la corriente continua y por la corriente alterna equivalente, la amplitud de la f.m. generada por la corriente alterna es:

$$F = \frac{3 \sqrt{2}}{2} I_{eq} N_1 \quad (1.1)$$

Siendo N_1 el número de espiras de la fase del estator conectadas en serie.

La fuerza magnetizante generada por la corriente continua es proporcional a la magnitud de la corriente continua, al número de espiras de la fase del estator y depende del circuito de conexión, por ejemplo en el caso que la conexión es en estrella y que la corriente continua circula solo por 2 fases, la f.m. de la corriente continua determinada por la suma geométrica de las f.m. de dos fases es igual a :

$$F_{cc} = \sqrt{3} I_{cc} N_1 \quad (1.2)$$

Partiendo de la igualdad $F_{cc} = F$, se determina el valor de la corriente alterna equivalente para el caso que examinamos.

$$I_{eq} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_{cc} \quad (1.3)$$

Habiendo observado la corriente equivalente, podemos construir un diagrama vectorial simplificado de corrientes para el motor asincrónico en régimen de frenado fig. 6. En el diagrama I_u es la corriente magnetizante, I_2' es la corriente secundaria referida al estator, I_{eq} es la corriente primaria equivalente, E_2' , E_1 son respectivamente las f.e.m. secundaria reducida y la f.e.m. primaria.

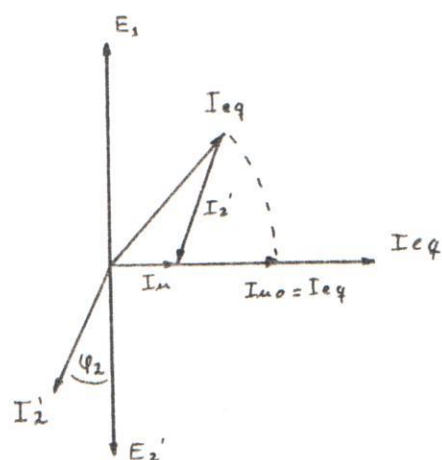


FIG. 6. Diagrama vectorial simplificado de corriente para motor asincrónico.

La corriente magnetizante I_{μ} se determina por la suma geométrica de la corriente equivalente I_{eq} y de la corriente secundaria aportada al estator de la corriente I_2' .

La magnitud de la corriente equivalente no depende de la velocidad de rotación del rotor, mientras que al variar la velocidad cambia la corriente secundaria, al disminuir la velocidad de rotación del rotor el vector I_{eq} se desplazará por el círculo hacia la derecha y en caso de que el rotor este fijo el vector I_{eq} coincide con I_{μ} ya que la f.e.m. secundaria y también la corriente secundaria resultarán nulas. Por eso a pequeñas velocidades de rotación y comparablemente grande la corriente equivalente, el motor en régimen de frenado dinámico resultará con el sistema magnético intensamente saturado, frenando más rápido, por el contrario a

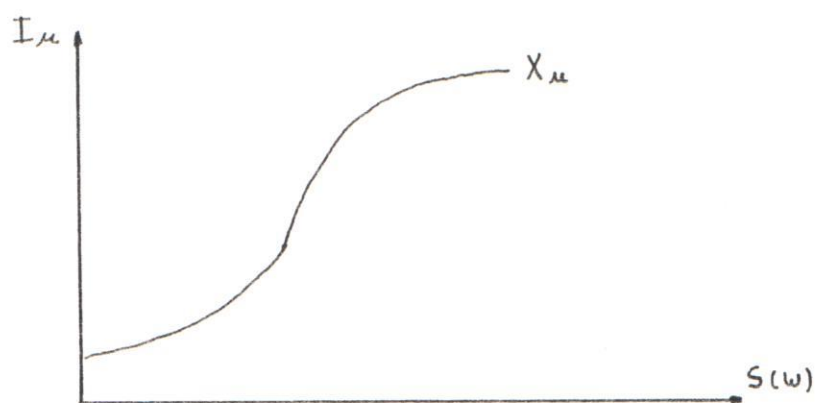


FIG.7

La gráfica muestra la relación entre la saturación magnética y el deslizamiento S .

grandes velocidades y con la misma corriente equivalente el sistema magnético resultará insaturado.

Para demostrar que la reactancia de magnetización X_u no permanece constante en el sistema magnético del diagrama de la fig. 6 tenemos:

$$I_{eq}^2 = I_2'^2 + 2I_u I_2' \sin \theta + I_u^2 \quad (1.4)$$

$$I_2' = \frac{E_{20}' S}{\sqrt{R_2'^2 + (X_2' S)^2}} = \frac{I_u X_u S}{\sqrt{R_2'^2 + (X_2' S)^2}} \quad (1.5)$$

Donde E_{20}' es la f.e.m. secundaria reflejada al primario en caso de que la velocidad del rotor sea $S=0$ y la corriente magnetizante I_u , la f.e.m. secundaria puede ser hallada de acuerdo con la curva de imanación del motor.

$X_u = E_{20}' / I_u$ es la reactancia de la imanación; $S = W/W_0$ es el deslizamiento en el frenado dinámico.

Resolviendo conjuntamente (1.4) y (1.5) tenemos:

$$I_2' = \frac{I_{eq} X_u}{\sqrt{(E_{20}'/S)^2 + (X_u + X_2')^2}} \quad (1.6)$$

CAPITULO II

PRUEBAS AL MOTOR.

2.1.- DETERMINACION DE PARAMETROS DEL MOTOR.

Los 6 parámetros del motor se obtiene a partir de las pruebas al motor de rotor bloqueado y en vacío, los voltajes y corrientes son leídos o tomados por fase y la potencia medida es la potencia total.

Los datos de placa del motor a realizarse pruebas son:

$$I_n = 4.2 - 2.1 \text{ A.}$$

$$V_n = 220-440 \text{ V.}$$

$$H_p = 1.5$$

$$\text{RPM} = 1750.$$

$$3 \emptyset$$

2.1.1.- PRUEBAS EN CORTOCIRCUITO.

Durante la realización de esta prueba se alimentará al motor con una fuente trifásica variable, porque al estar frenado el rotor existe solo una pequeñísima fuerza contraelectromotriz, por lo tanto

si se alimentase con voltaje nominal la corriente primaria llegaría a ser tan grande de hasta 8 veces la corriente nominal. Para evitar el sobrecalentamiento de los devanados del estator se hace la prueba de cortocircuito a una tensión de 30 % a 50 % de la tensión nominal, en la práctica el voltaje se incrementa desde cero hasta que la corriente llegue a corriente nominal, y con corriente nominal se toman las siguientes lecturas:

- 1.- La tensión primaria V_1 , menor que la tensión nominal.
- 2.- La corriente primaria I_1 .
- 3.- La potencia de entrada P_1 .

Debido a que el rotor está en reposo el deslizamiento es unitario y el circuito equivalente del motor se reduce a la FIG 8.

Ya que la impedancia secundaria $R_2' + jX_2'$ es menor en comparación con X_m y la caída de tensión primaria es grande, las pérdidas en el flujo principal, y también en el entrehierro son pequeñas. En reposo no hay potencia mecánica y no hay pérdidas mecánicas ($P_f + v$ pérdidas por fricción y ventilación) en la máquina, por lo tanto la potencia de entrada

en reposo P_1 se consume principalmente por las pérdidas en el cobre en ambos arrollamientos.

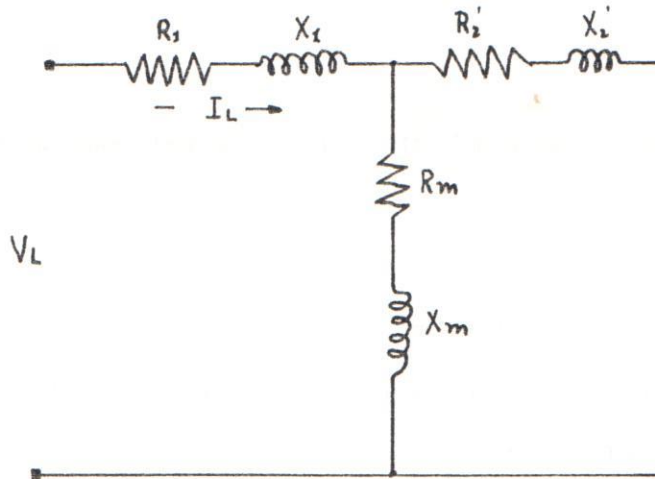


FIG. 8 Circuito equivalente del motor durante prueba de cortocircuito.

Las cantidades medidas V_1 , I_1 , P_1 determinan la impedancia de cortocircuito Z_1 , la resistencia de cortocircuito R_1 y la reactancia de cortocircuito X_1 .

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} \quad (2.1)$$

De la fórmula $P = 3I_1^2 R_1$ despejamos R_1 .

$$R_1 = \frac{P_1}{3I_1^2} \quad (2.2)$$

$$X_1 = \sqrt{Z_1^2 - R_1^2} \quad (2.3)$$

Y así mismo del circuito de la fig. 8 obtenemos:

$$R_1 = R_1 + R_2'$$

R_1 se obtiene por el método de medición del voltímetro-amperímetro, que consiste en conectar una fuente D.C. variable a 2 fases de la armadura, de manera que se obtengan valores de corrientes correspondientes a valores de voltajes D.C. a partir de los cuales se calcula el valor de una resistencia equivalente promedio, en base a la cual se logra calcular la resistencia del devanado por fase, se sigue la siguiente conexión mostrada en la fig. 9.

<u>Vdc (.V)</u>	<u>Idc (A.)</u>	<u>R= Vdc/Idc (Ω)</u>
2.38	0.5	4.76
4.72	1.0	4.72
7.09	1.5	4.72
9.44	2.0	4.72
10.35	2.2	4.70
		<hr/> 23.62 Ω

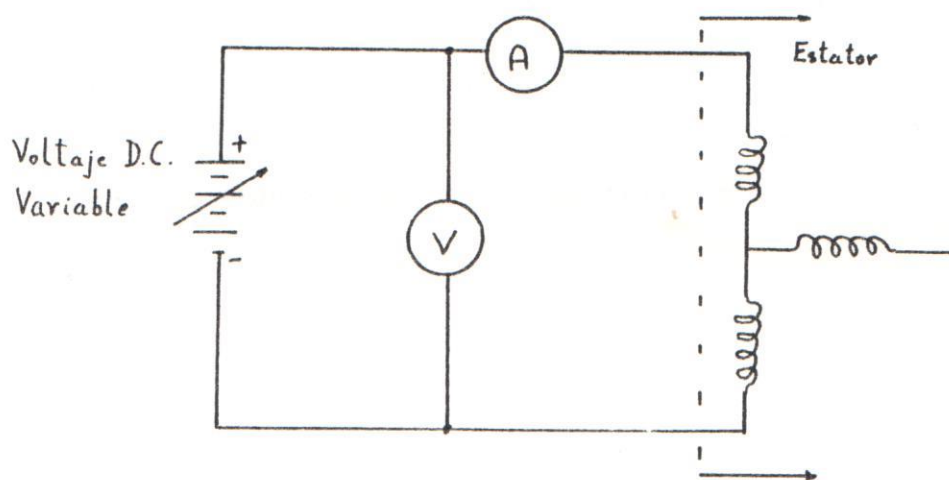


FIG. 9 Conexión a para determinar resistencia de armadura.

Para obtener el valor de cada devanado por fase, obtenemos el valor promedio de R y de acuerdo a la configuración usada la resistencia por fase es la mitad de ella.

$$23.62/5 = 4.724 \quad \Omega$$

$$R1 = 2.362 \quad \Omega$$

De lo anterior tenemos:

$$R2' = R1 - R1 \quad (2.4)$$

De la misma fig.8:

$$X_1 = \frac{X_1}{1 + X_2'/X_m} + X_2' - \frac{R_1 R_2'}{X_m}$$

Despreciando R_2'/X_m cuyo valor se ha comprobado ser muy pequeño y simplificando tenemos.

$$X_1 = X_1 + X_2'$$

Y asumimos que:

$$X_1 = X_2' = X_1/2 \quad (2.5)$$

Para la determinación experimental de los parámetros del motor en la prueba de rotor bloqueado realizamos la siguiente conexión mostrada en la fig. 10.

Y de acuerdo a lo explicado anteriormente obtenemos los siguientes datos:

$$\begin{aligned} V_1 &= 43 & \text{V.} \\ I_1 &= 4.21 & \text{A.} \\ P_1 &= +170 & \text{W.} \\ P_2 &= +40 & \text{W.} \\ P_t &= +210 & \text{W.} \end{aligned}$$

Según fórmulas 2.1, 2.2 y 2.3 tenemos:

$$Z_1 = V_1/I_1 = 43/4.21 = 10.21 \text{ ohmios.}$$

$$R_1 = P_1/3I_1^2 = 210/3(4.21)^2 = 3.95 \Omega.$$

$$X1 = \sqrt{Z1^2 - R1^2} = \sqrt{(10.21)^2 - (3.95)^2}$$

$$X1 = 9.41 \Omega.$$

$$R2' = R1 - R1 = 3.95 - 2.362 = 1.588 \Omega.$$

$$X1 = X2' = X1/2 = 4.705 \Omega.$$

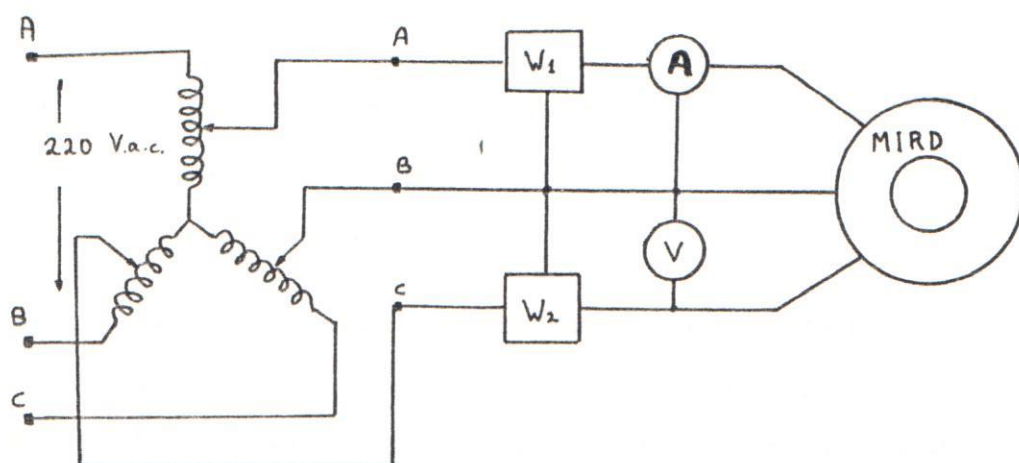


FIG. 10 Conexión a seguir para prueba de rotor bloqueado.

Habiendo obtenido los parámetros de $R1$, $R2'$, $X2'$, $X1$ pasamos a realizar las pruebas del motor en vacío.

2.1.2.- PRUEBAS EN VACIO.

Las pruebas ha realizarse constan de pruebas en vacio y pruebas en vacio ideal.

Durante las pruebas de vacio se quita toda la carga al eje del motor y energizamos a voltaje nominal, seguimos las conexiones de la fig. 10 y realizamos las siguientes mediciones.

- 1.- La tensión nominal V_o .
- 2.- La corriente primaria I_o .
- 3.- La potencia de entrada P_o .

La potencia de entrada del motor P_o es igual a las pérdidas del motor en vacio, estas son las pérdidas en el cobre igual a $3I_o^2R_1$ en el devanado del estator, las pérdidas por histerésis y corrientes de FOUCAULT P_{h+f} debidas al flujo principal, las pérdidas por fricción y ventilación P_{f+v} y las pérdidas en el hierro debido a la rotación y a las aberturas de las ranuras.

$$P_o = 3I_o^2R_1 + P_{h+f} + P_{f+v} + P_{fe \text{ rot.}} \quad (2.6)$$

Debido a que la componente activa de I_o es muy pequeña frente a la componente reactiva, el factor de potencia en vacio es:

$$\cos \emptyset = \frac{P_o}{3V_1 I_o} \quad (2.7)$$

El cual se estima en un valor de 0.05 a 0.15

Durante la prueba en vacio el deslizamiento es muy cercano a cero por ello tomamos una corriente de rotor muy pequeña despreciando las pérdidas P_{f+v} y $P_{fe \text{ rot}}$ y por lo tanto considerando el circuito secundario abierto, podemos comprobarlo deduciendo la magnitud de resistencia que representa la potencia mecánica del rotor $R_2' \left(\frac{1-S}{S} \right)$ resistencia muy elevada debido al deslizamiento en vacio que es despreciablemente pequeño, y así podemos deducir el circuito equivalente del motor en vacio, el cual se muestra en la fig. 11.

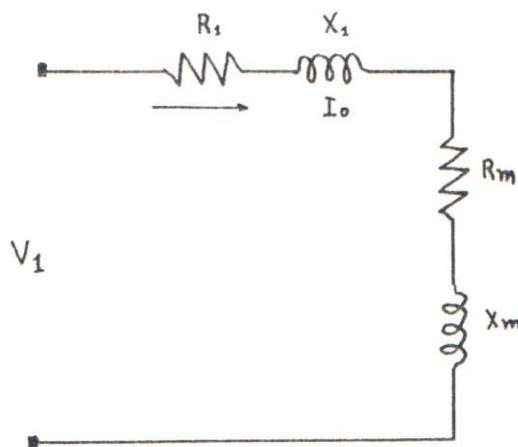


FIG. 11 Circuito equivalente del motor en vacio.

Con una componente activa de I_0 tan pequeña, la fuerza electromotriz f.e.m. inducida por el flujo rotatorio en el arrollamiento del estator en vacío es aproximadamente.

$$E_1 = V_1 - I_0 X_1 \quad (2.8)$$

De las fórmulas generales del transformador la conductancia de la trayectoria del flujo principal es:

$$g_m = \frac{P_{f+h}}{3E_1^2} \quad (2.9)$$

Del circuito equivalente en vacío.

$$X_m = \frac{E_1}{I_0} \quad (2.10)$$

Y la resistencia del flujo principal R_m .

$$R_m = g_m X_m^2 \quad (2.11)$$

De las fórmulas antes citadas podemos obtener X_m pero R_m no, porque de la fórmula 2.9 no conocemos las P_{f+v} y son necesarias para determinar R_m y así la potencia de entrada represente solo a P_{h+f} más pérdidas de cobre. Se deberán realizar las pruebas en vacío ideal,

esta prueba requiere que el motor sea conducido por otra máquina externa acoplada a su eje y lo lleve hasta la velocidad sincrónica ($S=0$). En este caso la corriente del rotor es exactamente igual a cero y las pérdidas P_{f+v} y $P_{fe\ rot}$ son proporcionada por la máquina que lo conduce, para esta caso la potencia de entrada al estator del motor de inducción es igual a:

$$P_o' = 3I_o'^2 R_1 = P_{h+f} \quad (2.12)$$

Donde P_o' e I_o' son la potencia de entrada y la corriente del estator cuando $S=0$ exactamente. Teniendo ya el valor de R_1 por la prueba del voltímetro amperímetro podemos despejar P_{h+f} y a partir de la fórmula 2.9 obtener g_m para luego a través de 2.11 obtener el valor aproximado de R_m , habiendo así obtenido los 6 parámetros principales del motor de inducción.

Seguidamente procedemos al cálculo de los parámetros faltantes:

PRUEBA EN VACIO

$V_o = 2.15 \text{ V.}$
 $I_o = 3.20 \text{ A.}$
 $P_1 = +465 \text{ W.}$
 $P_2 = -280 \text{ W.}$
 $P_t = +175 \text{ W.}$

PRUEBA EN VACIO IDEAL

$$\begin{aligned}V_o' &= 215 \text{ V.} \\I_o' &= 3.15 \text{ A.} \\P_1' &= +440 \text{ W.} \\P_2' &= -290 \text{ W.} \\P_o' &= +150 \text{ W.}\end{aligned}$$

De 2.8

$$\begin{aligned}E_1 &= V_1 - I_o X_1 \\E_1 &= 215 - 3.2(4.705) \\E_1 &= 200\text{V}\end{aligned}$$

De 2.10

$$X_m = \frac{E_1}{I_o}$$

$$X_m = \frac{200}{3.2} = 62.5 \Omega$$

De 2.12 de la prueba de vacio ideal

$$P_{h+f} = P_o - 3I_o^2 R_1$$

$$P_{h+f} = 150 - 3(3.15)^2 * 2.362$$

$$P_{h+f} = 79.7 \text{ W.}$$

De 2.9

$$g_m = \frac{P_{f+h}}{2E_1^2}$$

$$g_m = \frac{79.7}{3(200)^2} = 6.6 \cdot 10^{-4}$$

$$R_m = g_m X_m^2$$

$$R_m = 6.6 \cdot 10^{-4} * (62.5)^2$$

$$R_m = 2.6 \quad \Omega.$$

2.2.- DETERMINACION EXPERIMENTAL DE LA PRIMERA CAPACITANCIA OPTIMA PARA EL FRENADO.

A fin de poder realizar la selección apropiada de C.L, la primera capacitancia que producirá una desaceleración del rotor, capacitancia crítica porque gobierna el correcto desarrollo del frenado pues al actuar en alta velocidad su selección errónea puede provocar altos y largos transientes de voltajes y corrientes, desarrollaremos un proceso experimental de la siguiente manera:

Un banco de capacitores es colocado en los terminales de la máquina, la cual fue manejada externamente por un motor D.C. para mayor control de la velocidad realizamos las siguientes conexiones, mostradas en la fig. 12.

Realizando un control de velocidad del motor D.C. por variaciones de la corriente de campo logramos

variaciones de velocidad del rotor del motor de inducción, la velocidad la medimos en el tacómetro acoplado al eje que une a ambos motor de inducción y motor D.C. el banco de capacitores es tal que nos permita cambios de capacitancia por pasos y así seleccionamos una capacitancia cualquiera que conectamos a los terminales de la máquina cuando está a su máxima velocidad, el capacitor mantiene el voltaje en los terminales del estator haciendo actuar al motor como generador puesto que el rotor sigue

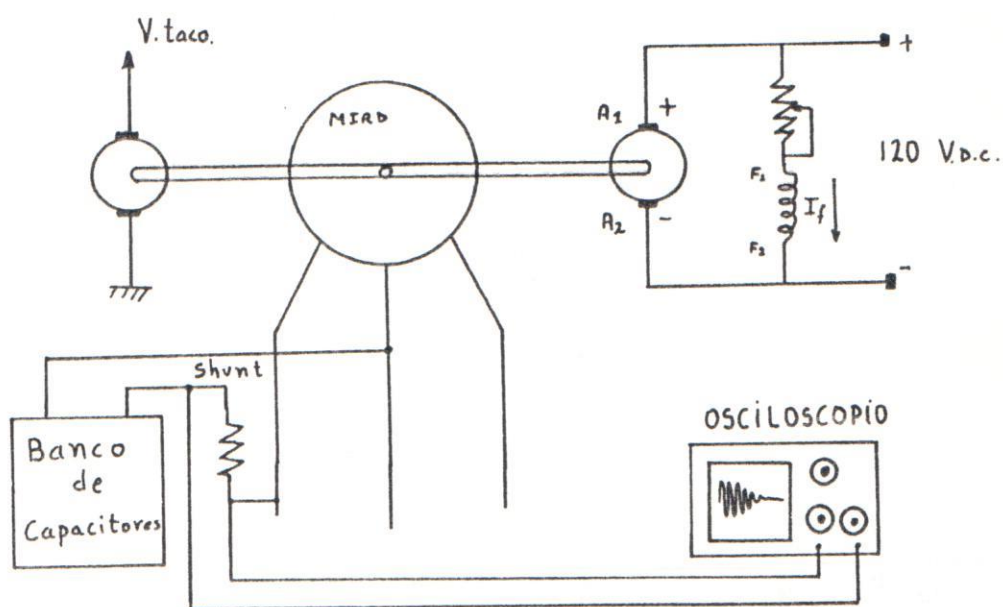


FIG. 12 Diagrama de conexiones del motor.

girando en presencia de un campo y la energía cinética del rotor se transforma en energía calórica produciéndose un decremento de la velocidad hasta que

la autoexcitación desaparece y entonces esa capacitancia representa la capacitancia mínima C_{min} para mantener la autoexcitación a esa velocidad, el proceso es repetido con todas y cada una de las combinaciones posibles dadas por el banco de capacitores y los resultados son mostrados en una tabla y gráfico de C_{min} versus velocidad.

C_{min} . (μF)	R. P. M.
60	1720
80	1560
120	1280
150	1160
180	1040
220	960
250	920
300	880
310	840
330	800
360	760

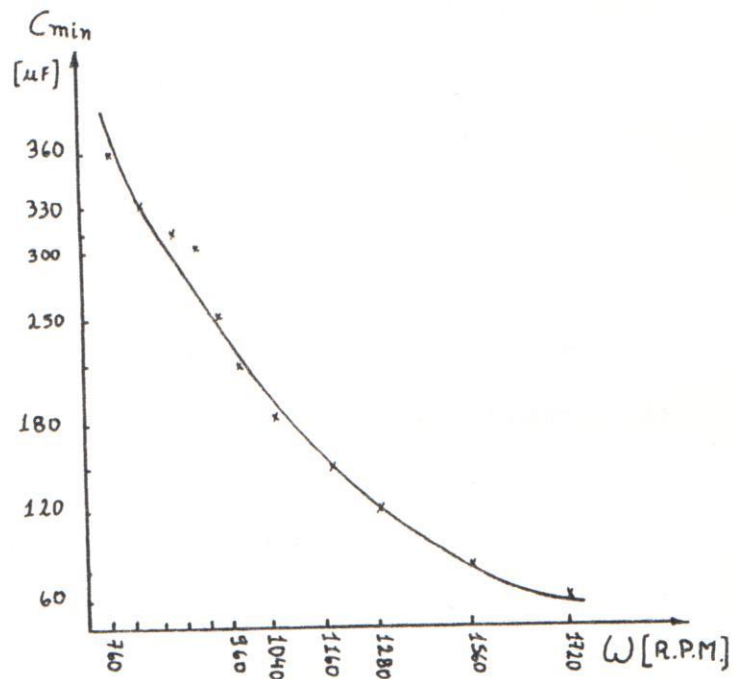


FIG. 13 Gráfica de velocidad Vs. C_{min} .

Examinando los resultados de la fig. 13 anotamos lo siguiente:

- La C_{min} varía inversamente al cuadrado de la velocidad e incrementa rápidamente cuando la velocidad llega más abajo del 50 %, este es un punto muy importante en la selección del retardo de tiempo para la primera etapa.

- La reactancia capacitiva $X_c = 1/\omega C$ incrementa a altas velocidades y es por el incremento del valor de X_m (reactancia magnética).

-A cualquier velocidad particular el voltaje autoexcitado inducido incrementa con la capacitancia conectada, producto del nivel de saturación magnética y X_m arranca decreciendo hasta que un valor estable es alcanzado. Para ambos casos en transiente o en estado estable el voltaje se incrementa con la capacitancia a cualquier velocidad.

Según la gráfica altos valores de capacitancia parecen dar más ventajas en términos de tiempo de frenado, pero excesivamente altos valores de capacitancia no deben ser elegidos y por 2 razones : primero la efectividad de C_1 no es directamente proporcional a su valor tanto es así que un valor muy alto puede producir oscilaciones peligrosas por formarse un circuito oscilante R-L-C entre el capacitor conectado a los terminales y la inductancia más resistencia de los devanados del motor, produciendo además retardos excesivos en el tiempo de

frenado, se muestra la gráfica # 14 para ilustrar el ejemplo.

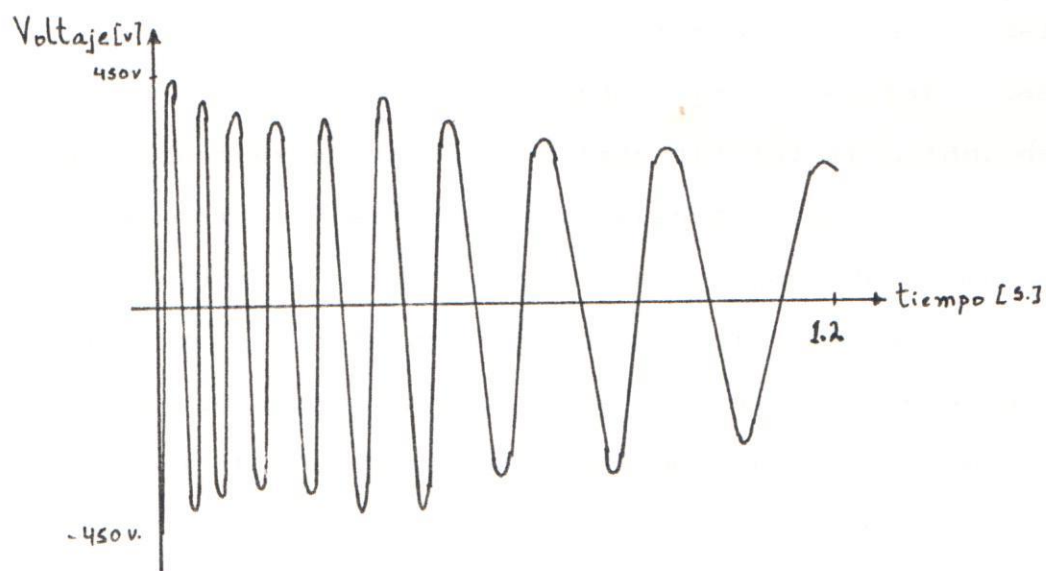


FIG. 14 Oscilación en el circuito del estator.

Además altos valores de capacitancia pueden generar severos transientes de voltajes y corrientes, produciendo contratorques o fuertes torques al eje del motor causando un rápido deterioro del mismo.

El capacitor deberá tener un voltaje de trabajo de 1.5 el valor nominal de la máquina para resistir los transientes de voltajes resultantes.

2.3.- DETERMINACION DE LA SEGUNDA CAPACITANCIA OPTIMA

Como se explicó anteriormente el valor de la capacitancia requerida tiende a ser bajo inicialmente y luego incrementa como la velocidad baja, un pequeño valor de capacitancia es deseable al comienzo del proceso del frenado en orden para evitar las elevaciones excesivas del voltaje inicial inducido, de tal manera que el esquema de frenado propuesto hace uso de dos capacitores para las etapas de frenado capacitivo, uno de valor pequeño al inicio para luego sumarse con otro capacitor de un valor ligeramente mayor, a fin de extender la autoexcitación el mayor tiempo posible.

El capacitor C2 deberá ser conectado en paralelo a C1 antes de que su curva de desaceleración pierda mucho de su pendiente.

Un proceso similar al empleado para la selección de C1 puede ser usado para determinar la capacitancia total requerida durante la segunda etapa es decir $C1 + C2$, donde el valor de C2 puede ser determinado, un valor de C2 de 1.2 a 1.3 veces el valor de C1 es recomendable para rendir suficiente efectividad sin que la operación experimente oscilaciones que lo lleven fuera de la región de seguridad.

De la selección apropiada de C2 se determinará el segundo retardo de tiempo para la inicialización de la

tercera etapa y este retardo podrá ser obtenido en base a la pendiente de la curva de desaceleración del motor para $C1+C2$.

2.4.- DETERMINACION DE LA CORRIENTE D.C. PARA LA ULTIMA ETAPA.

Mientras el frenado por autoexcitación (por capacitores) ha demostrado ser muy efectivo a altas velocidades, como fue discutido en capítulo 1.2. La inyección D.C. ha resultado ser más efectiva a bajas velocidades, hecho explicable porque la inyección D.C. crea en los devanados del motor un campo magnético fijo el cual intentará orientar al campo magnético inducido en el rotor, si la velocidad del rotor es grande el torque que intentará orientar al rotor tendrá poca efectividad debido a una gran velocidad relativa entre rotor y estator que no dejará actuar con efectividad a la inyección D.C. como freno, se ha comprobado que a medida que la velocidad relativa sea menor, mayor es el torque de freno.

A baja velocidad la energía cinética en el motor es solo una pequeña porción de la que posee a altas velocidades, y la potencia D.C. requerida para detener la máquina es correspondientemente baja y así la inyección D.C. es elegida para la última etapa del proceso de frenado.

El proceso experimental para determinar el valor apropiado de corriente D.C. aplicable al proceso se detalla:

Una vez elegidos los valores de C1 y C2 más los retardos para encendido de C2 y el retardo de la tercera etapa, es decir a partir del valor de velocidad del motor en el cual C1 + C2 comienzan a perder su efectividad se inyecta el voltaje D.C. controlando la corriente que circulará por los devanados ya sea esto por el uso de una resistencia limitante o por una fuente de voltaje variable, se tomará en cuenta la no participación del frenado magnético puesto que este tipo de frenado es independiente de la inyección D.C. pese a ser aplicados al mismo tiempo. Formaremos una tabla de datos de corriente versus tiempo de frenado para luego proceder a graficar y así obtener el valor óptimo de corriente en consideración del tiempo de frenado requerido y también considerando el retardo térmico de los devanados del motor para no exceder el tiempo máximo de permanencia de esta corriente por los devanados y así evitar calentamientos innecesarios, a continuación graficamos los datos.

Para demostrar la importancia del uso de la inyección D.C. la fig. 16 muestra la curva de velocidad - tiempo

I (A.)	Tiempo (S.)
2	10
3	8
4	6
5	4
6	2
7	1.7
9	1.2
10	0.85

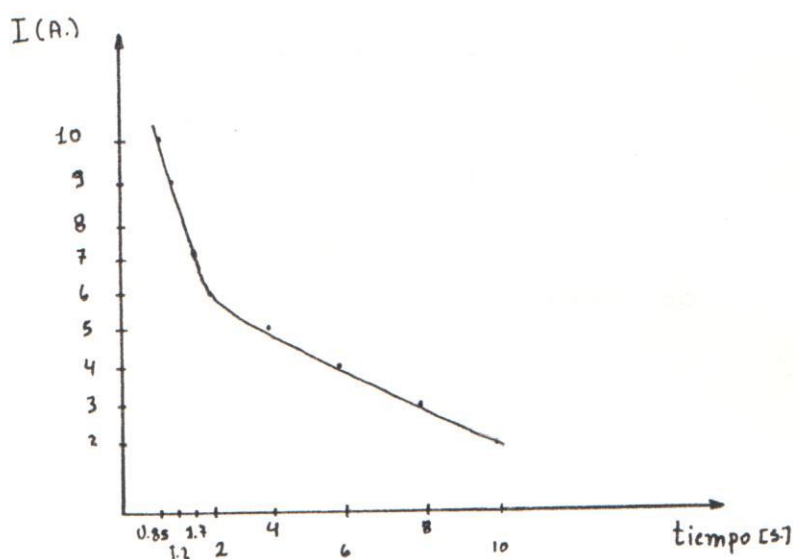


FIG. 15 Gráfica de corriente D.C. Vs. tiempo.

del frenado total menos la aplicación D.C. Esta figura muestra claramente los efectos del frenado magnético como último paso, es también visto que debido a los efectos del frenado capacitivo más magnético la velocidad decae hasta aproximadamente 0.3 la velocidad nominal, después del cual la curva de desaceleración viene a ser casi una paralela al eje del tiempo, excepto por una ligera caída en velocidad producto de

la fricción del eje del motor. Mostrando la necesidad de un método alternativo para frenar el motor rápidamente más allá de esta velocidad. Similarmente la curva de la fig. 17 fue obtenida eliminando solo el efecto del freno magnético. En la ausencia del freno magnético, el tiempo de frenado se prolonga hasta 1.4 s. frente a 0.8 s. cuando frenado magnético está presente junto con inyección D.C. Esto prueba que la aplicación simultánea de freno magnético e inyección D.C. ambos mantienen sus respectivas efectividades en el frenado del motor, este resultado también prueba que ambos frenados son indispensables y que simplificación al esquema propuesto de frenado no podrá existir.

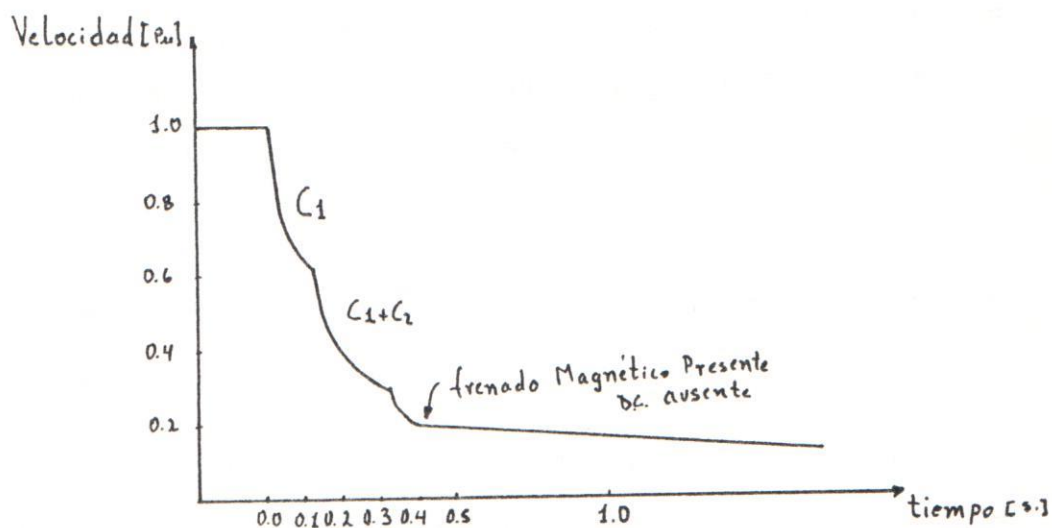


FIG. 16 Curva de velocidad - tiempo sin inyección D.C.

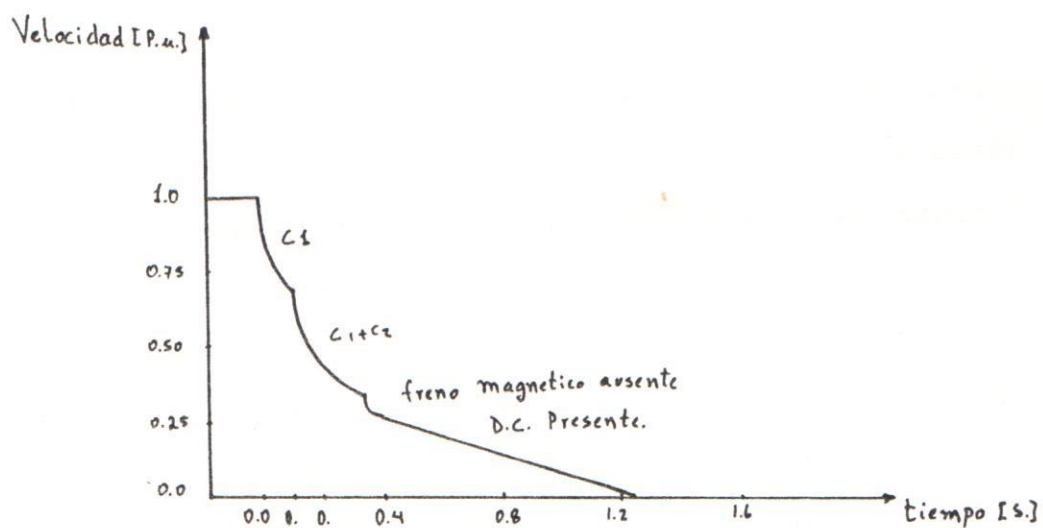


FIG. 17 Curva de velocidad - tiempo sin freno magnético.

2.5.- ANALISIS DE TRANSIENTES DE CORRIENTE Y DE VOLTAJE EN LOS TERMINALES DEL MOTOR Y SUS CONSIDERACIONES EN EL DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA.

Formas de ondas de transientes de voltaje y corriente son obtenidas en el osciloscópio durante el ciclo de frenado completo .

La fig. 18 muestra la forma de onda del voltaje del estator durante el frenado capacitivo, picos de transientes llegan a ser de hasta 1.5 veces el voltaje nominal, pero caen rápidamente a 1.0 voltaje nominal dentro de los 3 ciclos siguientes, despues del cual

permanece bajo este límite para las etapas siguientes. Los voltajes inducidos en los terminales del motor están en función directa del valor del capacitor.

Los transientes de corriente del estator son mostrados en la fig. 19, la corriente debido a la autoexcitación se eleva hasta 6.5 - 7.0 veces la corriente nominal durante la conmutación de C_1 , estos picos de transientes sin embargo son del mismo orden de magnitud de los que ocurre durante un proceso normal de arranque del motor y decae a $2.5 I_n$ dentro de los 3 ciclos siguiente de ocurrencia, los transientes de corrientes no son observados a incrementarse más allá de estos valores en las etapas siguientes, indicando así una operación segura.

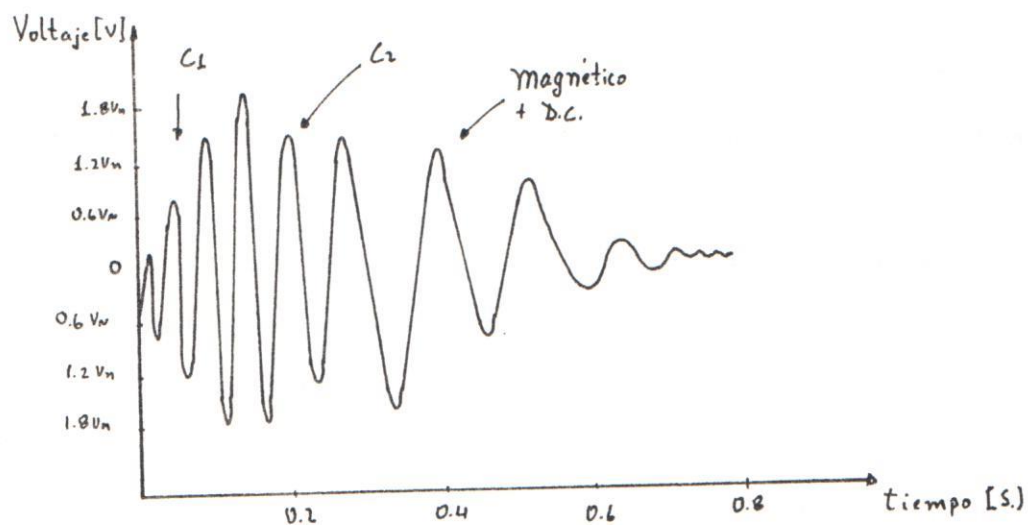


FIG. 18 Transiente de voltaje en el estator.

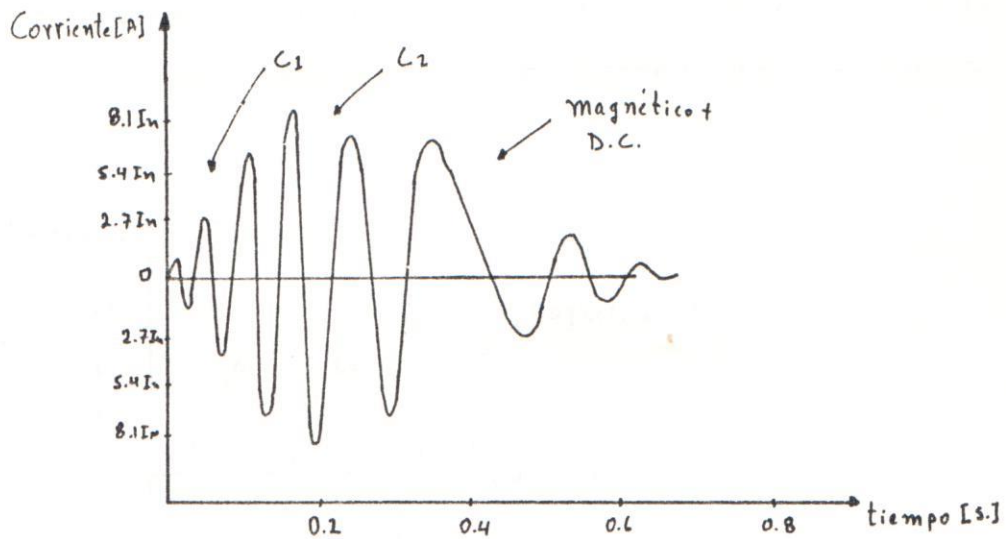


FIG. 19 Transiente de corriente en el estator.

La corriente en la parte del cortocircuito de 2 de las fases del motor cual produce el frenado magnético es mostrado en la fig. 20, aquí no se alcanza un pico más allá de 3 In y se desvanece dentro de pocos ciclos de allí en adelante.

La fig. 21, muestran los transientes de corrientes del rotor cuando el frenado en totalidad es aplicado, durante el período de autoexcitación causado por la conmutación de C1 y C2, la forma de onda de la corriente es la superposición de una componente de baja frecuencia más una de alta frecuencia. La componente de baja frecuencia corresponde a el deslizamiento S mientras que la componente de alta frecuencia corresponde al deslizamiento $(2-S)$, las 2 componente vienen desde un simple modo de autoexcitación, una inspeccion de esta fig. revela

Algunos picos durante la conmutación de C_1 y C_2 pero la duración de este período es extremadamente corto.

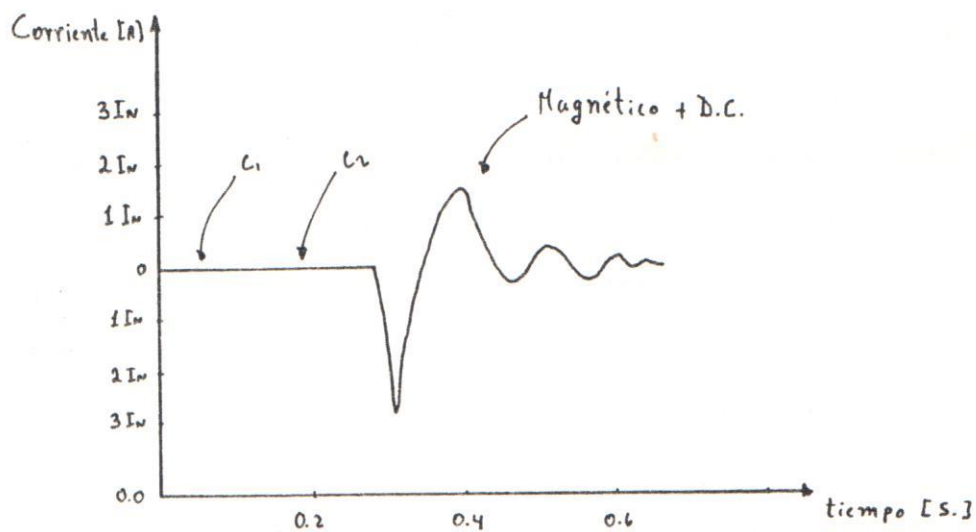


FIG. 20. Corriente del estator por efecto de última etapa.

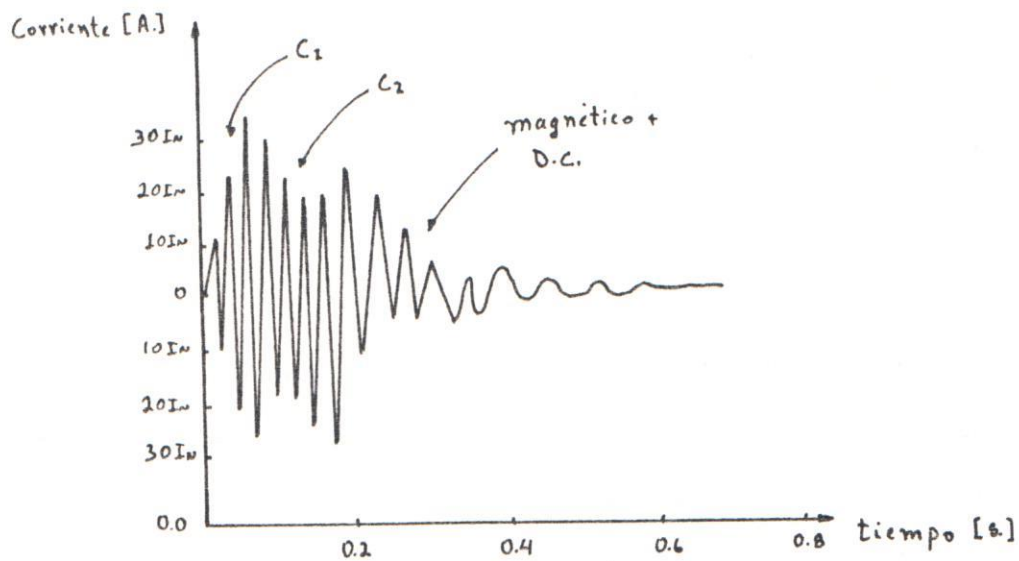


FIG. 21 Patrón de corriente en el rotor durante frenado multietapas.

2.6.- DETERMINACION EXPERIMENTAL DE LOS RETARDOS DE TIEMPO DE LAS ETAPAS DE FRENADO.

Los siguientes parámetros a ser seleccionados son los retardos de tiempo cuales dependen de la curva de desaceleración obtenida. El retardo de tiempo τ_1 que representa el tiempo que deberá transcurrir desde el inicio del frenado donde actúa C1 hasta cuando deberá actuar C2, entonces τ_1 dependerá de la curva de desaceleración obtenida con el valor del capacitor C1, en la misma proporción que la velocidad decae el torque de frenado decremente y así en orden para reducir el tiempo de frenado total, el capacitor C2 deberá ser conmutado antes de que la curva de desaceleración de C1 pierda mucho de su pendiente. Como una gruesa aproximación de retardos de tiempo se seleccionará un valor tal que produzca un decaimiento en velocidad de alrededor de 0.5 a 0.6 veces la velocidad nominal, a partir del cual valores más grandes de capacitores deberán ser utilizados para mantener el mismo nivel de efectividad en el frenado.

El segundo retardo de tiempo τ_2 deberá ser obtenido de manera similar de la que se obtuvo τ_1 con la ayuda de la curva tiempo - velocidad obtenida con la conmutación de C1 + C2 al 60 % de la velocidad nominal, extendiendo el criterio seguido en seleccionar τ_1 a la selección de τ_2 . Un valor de τ_2 cual permita un decaimiento en

la velocidad de alrededor del 40 % puede ser elegido, r_2 juega un papel muy importante en el aprovechamiento de la efectividad total del frenado pues es el tiempo en el cual deberá actuar el frenado magnético más la inyección D.C. cuales se encargan de llevar al rotor del motor hasta un total detenimiento.

La selección apropiada tanto de r_1 como de r_2 se la realiza en forma experimental observando graficamente las curvas en el osciloscopio.

CAPITULO III

DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA Y DE CONTROL.

3.1.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA.

Usando como norma de diseño la idea del aprovechamiento de las mejores características de los distintos tipos de frenado usados y teniendo por ejemplo el frenado capacitivo con alto rendimiento a alta velocidad y bajo rendimiento a baja velocidad frente al bajo rendimiento de la inyección D.C. a altas velocidades pero una gran eficiencia a baja velocidad, debemos diseñar un frenado secuencial que seleccione el tipo de frenado apropiado en el tiempo más oportuno.

El esquema propuesto para el frenado multietapas es el mostrado en la fig. 22.

El esquema propuesto involucra 4 conmutaciones y 2 retardos de tiempo para las conmutaciones secuenciales, según como se explicó en el capítulo 2, para la selección de los capacitores en el frenado capacitivo inicialmente se conmutará SW1 cual desconectará el motor de la alimentación trifásica e

inmediatamente se activará SW2 que conecta a C1 a los terminales del motor cual a través de la autoexcitación capacitiva disminuirá la velocidad del motor hasta al rededor del 50% para luego SW3 actuar y C2 será sumado a C1 y así mantener la autoexcitación para un mayor rango de velocidad, seguidamente actua la tercera etapa en donde el frenado magnético más la inyección D.C. actuarán conjuntamente llevando al rotor del motor hasta el total detenimiento.

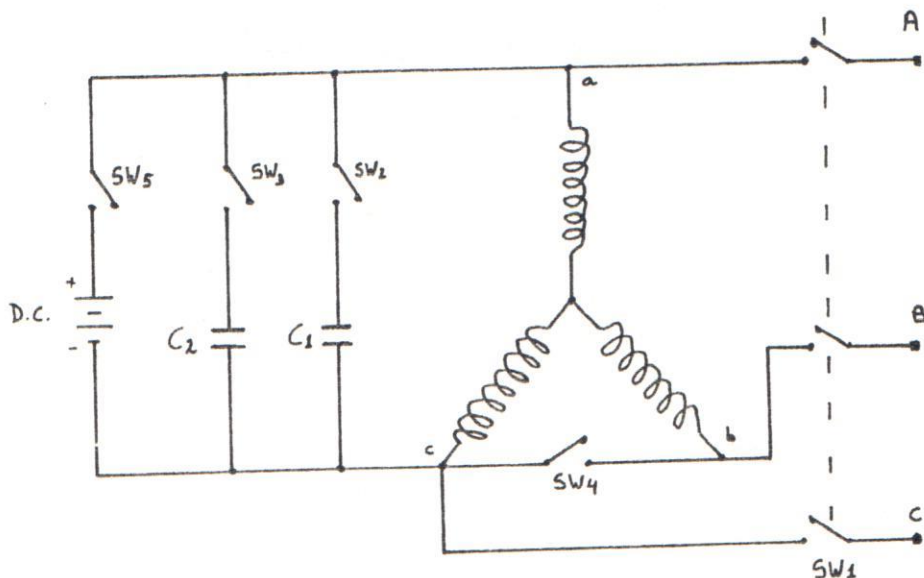


FIG. 22 Esquema del frenado propuesto.

Como elementos de conmutación utilizamos triacs activados por una tarjeta de disparo del circuito de control, seleccionamos el triac T6411M o cualquier otro triac que soporte más de 30 A. y 600 voltios pico en estado de apagado para las 2 etapas de frenado capacitivo, etapas en las cuales se producen los mayores transientes de corrientes y voltajes.

Analizando los transientes de corrientes y voltajes presentados en los terminales del motor para las etapas de frenado capacitivo (2.5) y comparandolas con las características proporcionadas por el fabricante podemos comprobar se elección en base a la gráfica mostrada, fig. 23.

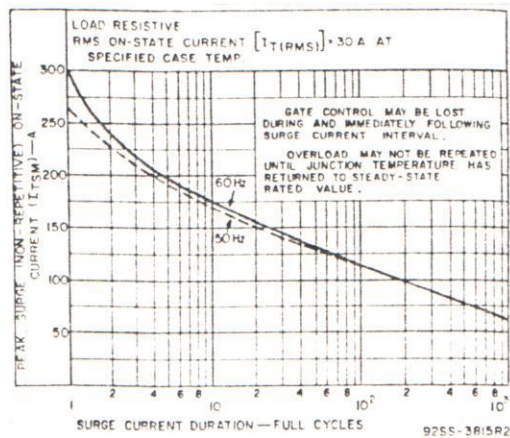


Fig. 4 — Peak surge on-state current vs. surge current duration

FIG. 23 Características transientes de los triacs.

La cual nos muestra la corriente pico máxima no repetitiva durante el estado de conducción, es decir la corriente pico máxima para un número determinado de ciclos de la señal alterna considerando que el frenado capacitivo total actúa alrededor de 1/2 segundo que equivale a 33 ciclos de la señal a 60 Hz. y revisando la curva equivale a un pico de aproximadamente 125 A. lo cual excede al pico de la corriente máxima producido en el motor y así garantizando su trabajo en el frenado.

Para la etapa siguiente se podría utilizar triacs o scr de menor capacidad de corriente por ser los efectos más ligeros tanto en corriente como en voltaje, pero ante el peligro del frenado magnético, el cual conmuta 2 fases del motor, para el caso si por accidente esta etapa actuara cuando estos 2 terminales del motor es conectados a línea de alimentación, se produciría un corto a 2 de los 3 terminales, para la protección de todos los circuitos involucrado, tratando de no alterar las condiciones óptimas de frenado se adicionará al esquema propuesto elementos de protección dando como resultado el siguiente esquema, fig 24.

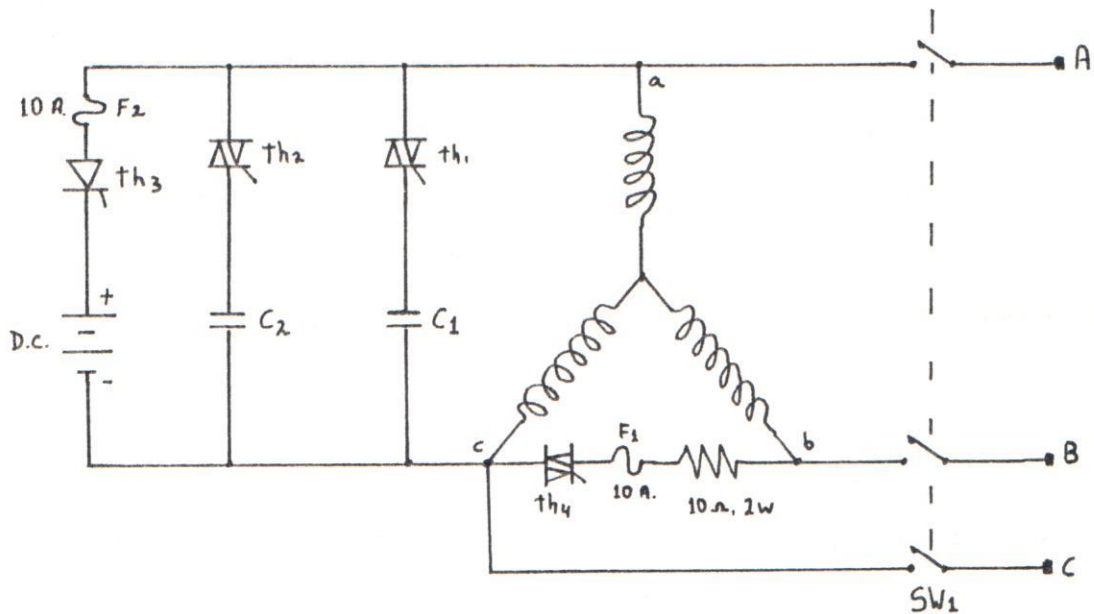


FIG. 24 Esquema de frenado propuesto acondicionado.

Para la elección del componente de protección consideramos, que según curva de la corriente al momento de frenado magnético más inyección D.C. el

pico de corriente es de 3 In durante 0.1 s, significa que tendremos una corriente circulante de $3(4.2 \text{ A.}) = 12.6 \text{ A.}$ si queremos proteger al triac al momento del cortocircuito no deberá circular una corriente mayor que su corriente máxima, si el triac es de 30 A. elegimos una corriente no mayor a esta pero lo suficientemente grande para quemar el fusible en un tiempo reducido, como elemento limitador de corriente usamos una resistencia de 10 ohmios, 10 W. realizamos la elección de esta resistencia porque la potencia disipada aceptable para resistencia durante un intervalo de tiempo muy pequeño es de 10 veces la potencia nominal.

considerando el valor máximo y duración de la corriente para ambos casos si existe cortocircuito ó en condiciones normales de frenado se elige un fusible de 10 A. de quema lo más rápida posible, igual tipo de fusible para la protección del circuito para la inyección D.C.

Para los tiristores que conectan a los capacitores usamos el mismo tipo de fusible, a pesar de que si accidentalmente se conectan a la línea, los capacitores no sufrirán daños, si el tiempo de permanencia es corto, a excepción del deterioro del capacitor, porque en la continua carga y descarga la circulación de corrientes calentaría el material de construcción del capacitor.

3.2.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL.

El circuito de control es diseñado para poder temporizar la conmutación sucesiva de los triacs, por consiguiente será capaz de producir el encendido de los elementos conmutantes con variación de retardos de tiempo y de manera secuencial.

El circuito consta básicamente de los siguientes elementos: una fuente de voltaje para suministrarle potencia a toda la tarjeta de control, un oscilador que generará los pulsos de disparo de los triacs, un bloque de comparadores que actúan a manera de temporizadores junto con una red RC, un bloque de amplificación de pulsos y transformadores de pulsos que proporcionan el debido aislamiento entre circuito de fuerza y circuito de control.

La fuente de voltaje consta de un transformador reductor de 220 Vac. a 24 Vac. con tab central, el cual lo utilizamos para formar una fuente de voltaje doble con punto neutro común, es decir bajo esta configuración obtendremos +Vcc y -Vcc con tierra, el esquema se detalla en la siguiente fig. 25.

La parte de la fuente de -Vcc es muy simple consta de un solo capacitor, porque se la utiliza para polarizar los op-amp negativamente, de manera que al tener voltaje diferencial negativo el voltaje de salida del

mismo sea exactamente cero o menor que cero y así evitar que las puertas lógicas siguientes se disparen erróneamente. La fuente de +Vcc en cambio consta de una mayor capacitancia más un circuito de regulación simple, que consta de un diodo zener y resistencia, la polarización de +Vcc se realiza a través de un contacto auxiliar normalmente cerrado del contactor de arranque, y así el circuito de disparo actuará solo cuando desde el circuito de fuerza se desee realizar el frenado.

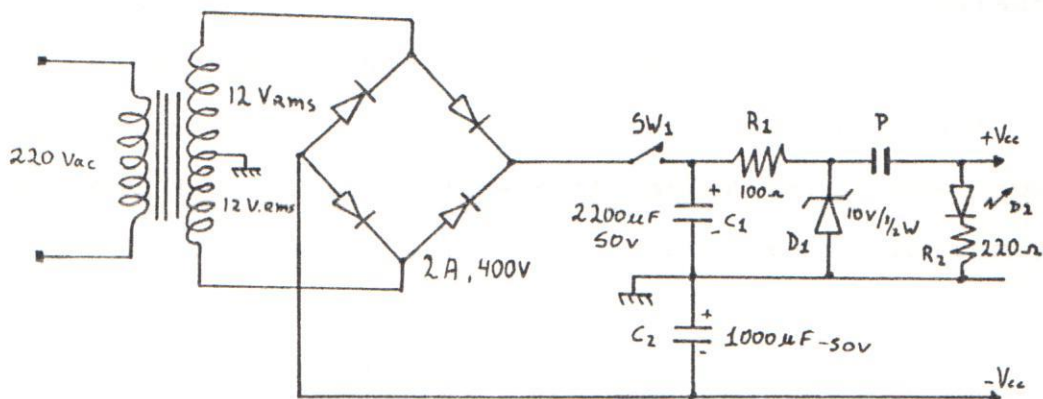


FIG. 25 Esquema de la fuente de voltaje.

El circuito generador de disparo está formado por un multivibrador astable formado por un IC 555 que oscilará a una frecuencia de 1KHz, es elegida esta frecuencia porque un tren de pulsos de alta frecuencia a más de garantizar un disparo seguro al tiristor hace

que la compuerta del mismo consume menos potencia que con pulsos de mayor duración, además estamos dentro del rango especificado para tiempo de duración de pulsos de disparo el cual señala un tiempo mínimo de $50 \mu\text{Seg}$ para asegurar el disparo.

El bloque de temporización es implementado simplemente por comparadores más una red de resistencias y capacitancias, mostrado en la fig. 26 a partir de las cuales variando la resistencia que está en serie con el capacitor obtenemos distintos valores de tiempo de cargado de dicho condensador, este voltaje es comparado con un voltaje de referencia y el resultado de esta comparación determinará el voltaje de salida del comparador y a su vez este comparador gobernará la acción del circuito de amplificación de pulsos que enviará los pulsos modulados a los transformadores y

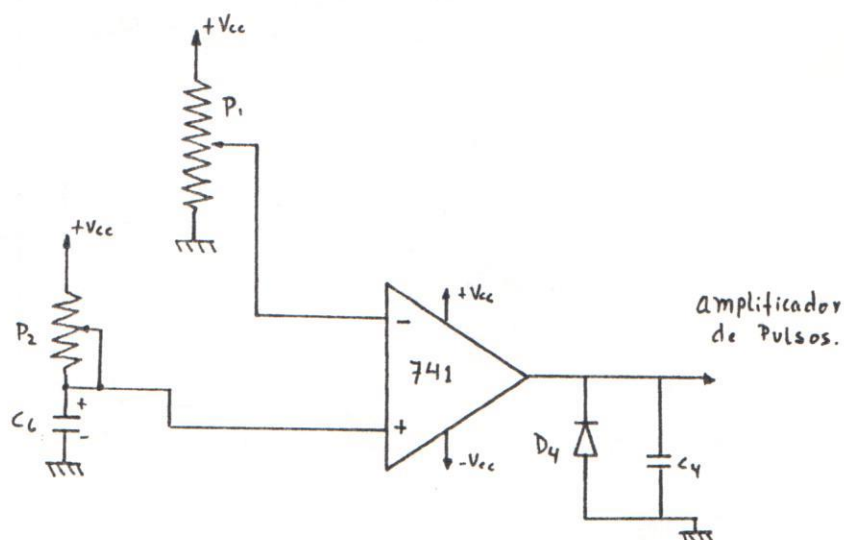


FIG. 26 Diseño de los comparadores.

de este a los respectivos tiristores, para esta aplicación donde es necesaria 2 temporizaciones se usa 2 comparadores con sus respectivas red RC. A la salida de los comparadores se coloca un diodo de tal forma que cuando el voltaje diferencial es negativo el voltaje de salida sea -0.6 V. protegiendo de voltajes negativos grandes a las entradas de las puertas NAND, además colocamos un capacitor de 0.1 μ F. para filtrar dicha señal y evitar posibles ruidos los comparadores se implementan con el IC 741.

El circuito de disparo, mostrado en la fig. 27 consta de : un amplificador de pulsos constituido por el transistor Q1, el cual ayuda a mantener la salida del

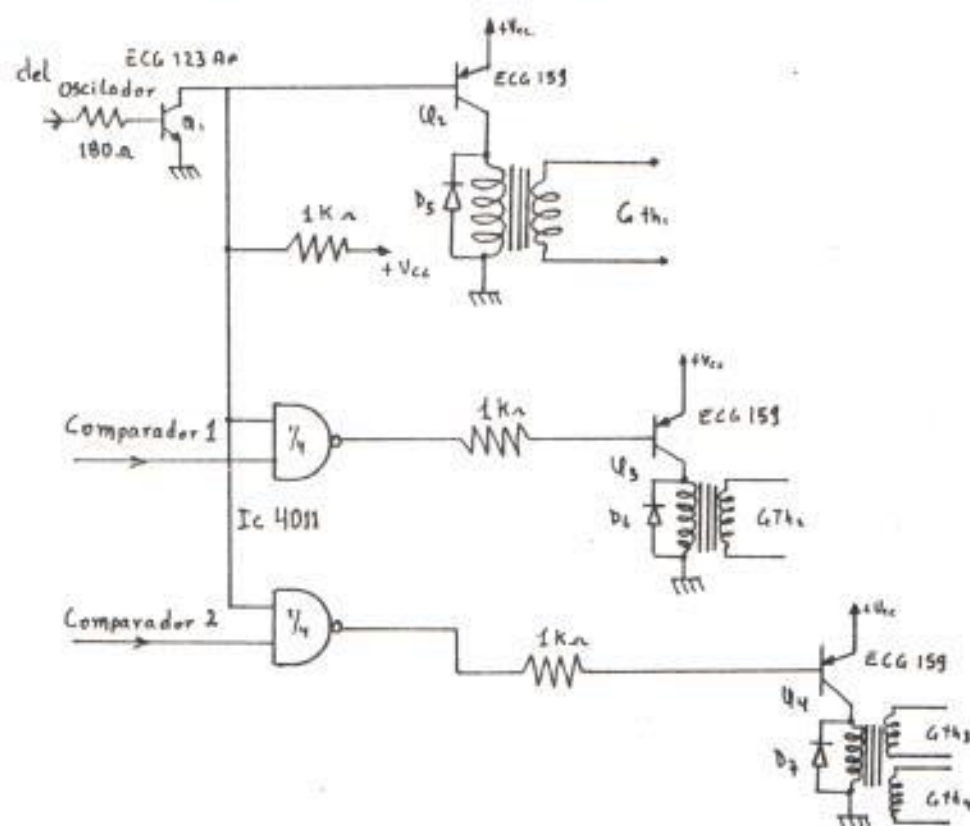


FIG. 27 Circuito amplificador de pulsos.

oscilador, garantizando que los pulsos lleguen a las bases de los transistores Q2, Q3 y Q4 con niveles apropiados para su correcto funcionamiento, Q1 trabaja en corte y saturación con la salida del generador de pulsos que son niveles altos y bajos, para garantizar que Q1 funcione le proporcionamos una ganancia muy grande siendo la ganancia de voltaje ΔV aproximadamente $\Delta v = R_c/R_e$ y si $R_e = 0$ ohmios la ganancia de voltaje tiende a infinito.

Criterio similar se uso para Q2, Q3 y Q4 cuales también trabajan en corte y saturación.

Las puertas NAND sirven para controlar el paso de la señal del oscilador hacia el transformador de pulsos y al estar estas puertas activadas por la señal de los comparadores se temporiza la actuación de los distintos tiristores, logrando de esta manera una secuencia de disparo necesaria para el éxito del frenado, los transformadores de pulsos T2 y T3 poseen un solo devanado secundario mientras T4 posee 2 devanados secundarios puesto que se requiere que la inyección D.C. actúe al mismo tiempo que el freno magnético. Los diodos D5, D6 y D7 son colocados en paralelo a los primarios de los transformadores de pulsos para evitar el transiente de voltaje producido cuando a la bobina del devanado primario repentinamente se le corta la corriente, momento en el

cual la bobina invierte su voltaje generando un transiente de voltaje considerable, el diodo también sirve para reducir los efectos de inducción desde el devanado secundario hacia el primario, mejorando además el nivel D.C. sobre el devanado primario, generandose así una señal más definida o más cercana a pulsos cuadrados puesto que sin diodo de paso libre la señal se muestra distorsionada. En el devanado secundario no se emplean diodos en serie con la bobina puesto que deseamos el disparo de triacs los cuales necesitan pulsos positivos y negativos a sus compuertas, existen pulsos positivos y negativos en el secundario porque la señal del oscilador es cuadrada y al ser el transformador un elemento diferencial respecto a las señales de voltaje tomará en cuenta solo los flancos de la señal cuadrada, es decir cuando la señal del oscilador va desde cero hasta nivel alto en el devanado secundario se genera un pulso completo de voltaje positivo, mientras permanezca en nivel alto no habrá señal de voltaje puesto que los niveles D.C. no pasan a través de un transformador y cuando la señal del oscilador regrese desde el nivel alto hacia el nivel bajo en el secundario se generará un pulso negativo, dando como resultado que la salida del transformador genere voltajes de disparo positivos y negativos.

IMPLEMENTACION DE UN LAZO DE CONTROL PARA LA TEMPORIZACION
DE LAS ETAPAS USANDO UN TACOMETRO.

Debido al tipo de frenado propuesto el cual selecciona el tipo de freno adecuado según el rango de velocidad por el cual atraviesa el motor al momento de frenar, nace la idea de realimentar una señal indicativa de velocidad proporcionada por el mismo motor hacia el circuito de control, para que esta señal seleccione automáticamente según rango de velocidad el tipo de freno apropiado y es así como se realimenta la señal del tacómetro para controlar los retardos de tiempo a más del tipo de frenado.

Este sistema será de mucho provecho cuando se requiera frenar a un motor que posea carga inercial variable, es decir que pueda frenar con la misma efectividad a un motor que opera en vacío y por supuesto frena más rápido que a un motor con carga nominal, cual debido a su inercia tardará más en frenar, teniendo esta ventaja el sistema con tacómetro frente al sistema temporizado donde los retardos de tiempo son fijos para una aplicación y no son como el caso del tacómetro el cual se adapta a la manera como responde el motor al tipo de freno aplicado.

Para realizar la realimentación con tacómetro nos guiamos por el siguiente esquema, mostrado en la fig. 28.

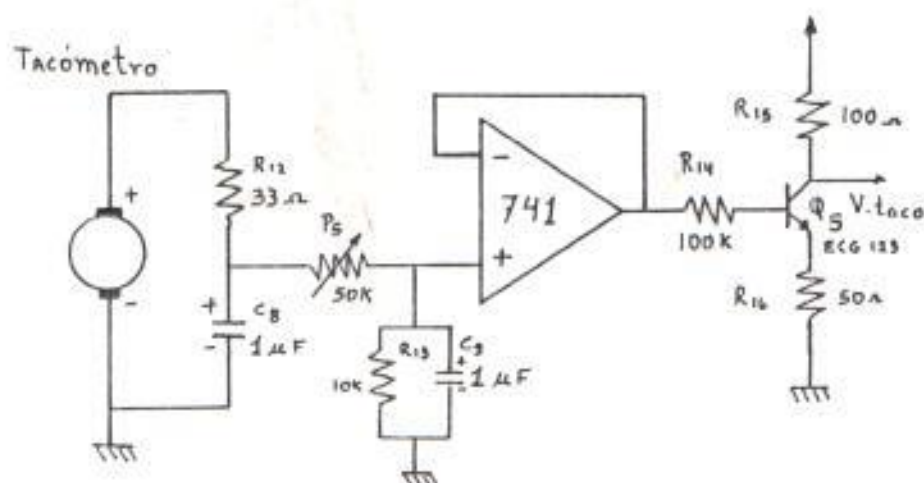


FIG. 28 Filtros y amplificadores para la realimentación por tacómetro.

Determinamos la constante del tacómetro comparando su voltaje generado con la lectura de un tacómetro digital o una lámpara estroboscópica, y obtenemos la constante del tacómetro $K_t = 25 \text{ V.} / 1000 \text{ R.P.M.}$ El tacómetro nos entrega una señal D.C. proporcional a la velocidad, pero esta señal posee una gran cantidad de ruido de alta frecuencia, por ello se utiliza un filtro adicional "paso bajo" que elimine las señales de alta frecuencia, sin producir grandes retardos de tiempo en la señal, elegimos experimentalmente el valor de $R_{12} = 33 \Omega$ y $C_8 = 1 \mu\text{F}$.

Para hacer el sistema operable con varios motores en el equipo se construye un divisor de voltaje para así variar la ganancia del voltaje realimentado y al mismo con el uso de un capacitor se implementa un filtro paso bajo, alisando más la señal del tacómetro ser perfectamente comparable con un nivel de referencia fijo, el uso de un seguidor de voltaje es para no sobrecargar al tacómetro que posee una alta impedancia de salida, el seguidor de voltaje es implementado por un IC 741 op-amp. la señal que proviene desde la red de temporización RC que activará al comparador crece desde cero hasta el nivel de comparación y en el tacómetro la señal va desde el valor máximo (cuando posee velocidad nominal) decreciendo hasta cero por ello se deberá invertir la señal del tacómetro que posee pendiente negativa a una señal igual positiva con pendiente positiva y así los comparadores podrán operar con ambas señales tanto del temporizador como del tacómetro, la inversión se implementa simplemente con el uso de un amplificador en configuración emisor común que posee las características de ganancia positiva y un desfase de 180 grados de la señal de salida respecto a la entrada.

CAPITULO IV

COMPARACION CON OTROS TIPOS DE FRENADO

4.1.- INYECCION D.C. PURA.

El frenado normal por inyección D.C. llama a la necesidad de una gran fuente D.C. frente a una pequeña necesitada en el método de frenado multietapas propuesto.

Resultados experimentales demuestran que corrientes del orden de 3 a 4 veces corriente nominal son requeridas para el frenado por D.C. puro, corriente que es mantenida continuamente a través de los devanados durante todo el período de frenado, mientras que una corriente no más allá que la corriente nominal y durante 1/3 del período total son requeridas en el esquema propuesto.

Cálculos hechos en el motor bajo prueba, demuestran que la potencia total D.C. es de 10 a 12 veces mayor en la inyección D.C. pura, el largo período durante el cual circula la alta potencia D.C. desde una fuente hacia la máquina, no solo hace la inyección D.C. no

económica sino que aumenta la potencia disipada por la máquina.

Para el motor bajo prueba la energía extra requerida a ser disipada en orden para aprovechar el mismo tiempo de frenado fue de 33 veces mayor en el caso de inyección D.C. pura que el caso de frenado multietapas, según fig. 29.

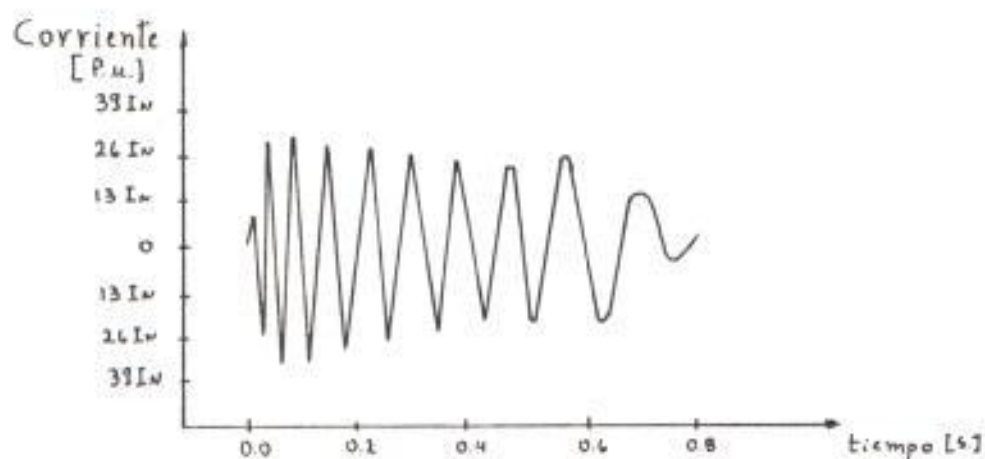
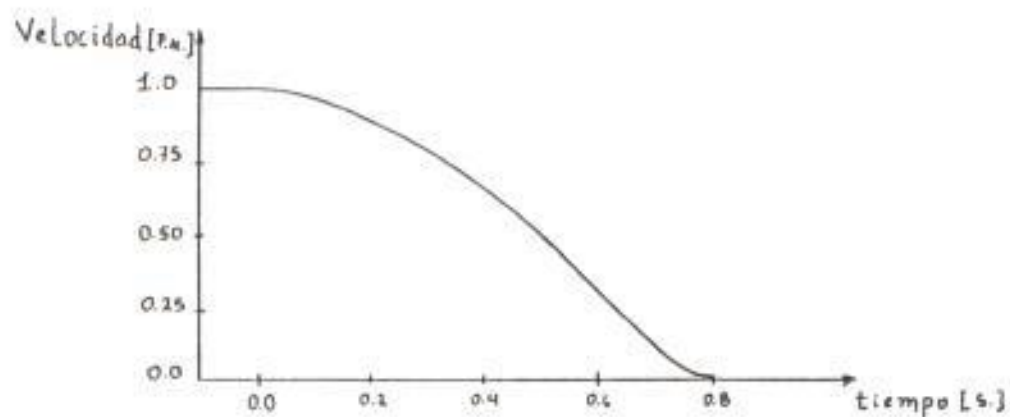


FIG. 29 Gráficas de velocidad y corriente durante freno D.C.

Un estudio más avanzado del patrón de corriente del rotor y estator, en los 2 métodos revela que la mayor porción de las pérdidas durante inyección D.C. son disipadas en el rotor, mientras que en el frenado por capacitores es el estator quien disipa la mayor cantidad de las pérdidas, esto puede resultar en mucho menos calentamiento del rotor en caso del método propuesto comparado con el frenado por inyección D.C. pura. Lo que hace al frenado multietapas óptimo para utilizaciones frecuentes de frenado.

Una gran desventaja del frenado D.C. es su efectividad limitada solo a bajas velocidades.

Analizando las fig. 29. podemos notar que el esfuerzo de frenado aumenta gradualmente como la velocidad decreciente. El torque de frenado es mínimo cercano a la velocidad sincrónica y máximo ligeramente cercano al detenimiento total. Las fig. muestran un patrón de corriente del rotor durante este tipo de frenado, transientes de corrientes pico son de 20 a 30 veces corriente nominal. Tales transientes existen uniformemente a través del periodo de frenado y son responsables del calentamiento del rotor en este periodo de frenado.

4.2. - FRENADO POR INVERSION DE SECUENCIA DE FASE. (plugging).

Un tipo muy común de frenado dinámico para motores de inducción, sean estos monofásicos o trifásicos es la inversión de fase, en donde se invierte el sentido de rotación del campo magnético resultante del entrehiero.

En caso de monofásicos el motor invierte su sentido de giro intercambiando la conexión de uno de los devanados (cualquiera de ellos principal o auxiliar) con respecto al otro. Motores monofásicos tales como los de fase partida con 1 ó 2 capacitores permanentes son eléctricamente reversibles (capaces de invertir su sentido de giro mientras están corriendo por inversión de flujo, simplemente cambiando las conexiones externas). Mientras que motores de fase partida que emplean un devanado auxiliar para propósitos de arranque solo son externamente reversibles (arrancados en una dirección por conexión externa, pero una vez arrancado y corriendo este es incapaz de invertir su sentido de giro por intercambio de conexión externa) tales motores deberán ser desconectados de la línea y permitirles un detenimiento lento hasta que los mecanismos centrifugos se cierran antes que los devanados de arranque sean reconectados cuales ya han sido

invertidos respecto al devanado principal, cuando la reconexión ocurre a esta baja velocidad el frenado por inversión de giro ocurre y el motor invierte su sentido de giro, gráficamente se muestra en la fig. 30.

En caso de motores trifásicos el frenado es obtenido por inversión de las conexiones del estator (intercambiando 2 de las 3 fases del motor), mientras esta rotando, invirtiendo el sentido de giro del campo magnético resultante como se muestra en la fig. 31. El deslizamiento es luego más grande que la unidad y la máquina desarrolla un torque de frenado.

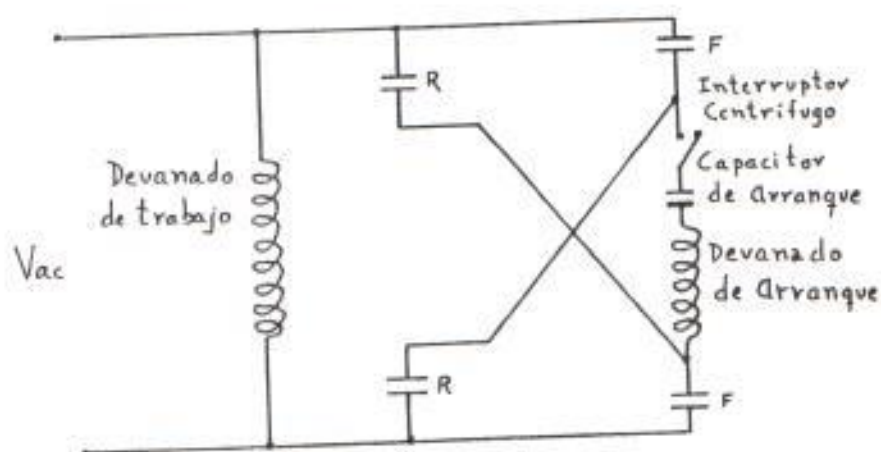


FIG. 30 Conexión para invertir sentido de giro de motor monofásico.

Los motores de inducción diferentes a los motores D.C. cuales mantienen el campo magnético constante durante el periodo de frenado cuando la armadura

desacelera, en cambio el campo magnético de un motor polifásico varía desde un máximo (instante antes de que el frenado se inicie) hasta cero (cuando la corriente del estator es reducida a cero por inversión de línea y luego comienza a incrementarse en la dirección opuesta). La magnitud del campo magnético resultante igual a $120f/p$ es disminuida rápidamente, debido a que la conexión de línea es invertida. De tal forma que el torque desarrollado por el rotor es $Kt \phi I_r \cos \theta_r$, y así la corriente del rotor es dependiente del campo magnético resultante, el torque desarrollado decae rápidamente, como el flujo y la corriente del rotor I_r disminuyen rápidamente.

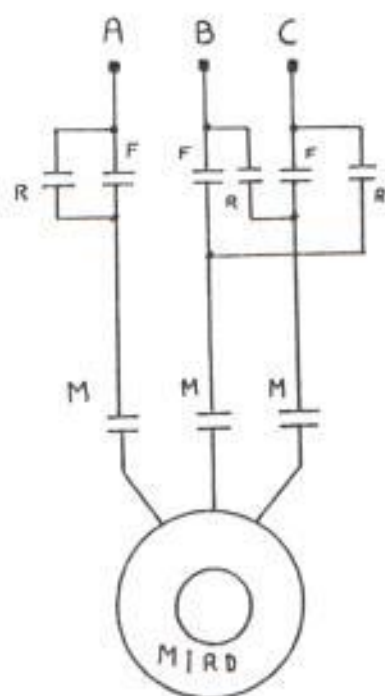


FIG. 31 Conexión para inversión de giro para motor 3 ϕ .

Como el torque de carga si desacelera al motor rapidamente, además la inversión del giro del campo magnético de un motor de inducción a pleno voltaje no excede la corriente de arranque normal, pero si es superior a la corriente nominal en 2 a 3 veces, ninguna precaución o dispositivos de protección adicional son requeridos.

Se puede establecer simplemente que cuando un motor de inducción es arrancado a través de la línea, se puede invertir su giro por inversión de secuencia de fase, de la misma manera como es arrancado sea esto por métodos auxiliares manuales o automáticos, a través de estos medios también puede ser invertido su sentido de rotación.

Así el frenado es llevado hasta el total detenimiento del rotor, sin dispositivos adicionales, excepto un interruptor centrífugo de corriente inversa o un relé para temporizar el tiempo de frenado y realizar la desconexión del motor de línea, antes que invierta su sentido de rotación.

Este tipo de frenado presenta problemas de elevación termal de los devanados cuando frenados frecuentes son requeridos en el ciclo de trabajo, también los contactores requieren servicios más frecuentes.

4.3.- EL FRENADO REGENERATIVO.

El frenado regenerativo es posible y ocurre automáticamente mientras velocidad del rotor sea mayor que la sincrónica, ocurre cuando la carga tiende a mover al motor en la misma dirección y a una velocidad excesiva, hecho que ocurre en los motores de conmutación de polaridad así como en los accionamientos de las máquinas elevadoras de carga (montacargas, ascensores, excavadoras, etc.).

Los motores de inducción tanto polifásicos como monofásicos cuando son llevados a una velocidad mayor que la sincrónica automáticamente operan como generadores de inducción, produciendo la acción de frenado y tendiendo a restaurar la velocidad normal, como el generador trabaja en paralelo con la red, la energía de frenado es regenerativamente retornada a la línea A.C. de tal forma que no hay pérdidas de potencia, consumiendo solamente la potencia reactiva para la excitación.

El frenado regenerativo no puede llevar al motor a un detenimiento completo, pero sí le sirve para limitar la excesiva velocidad del motor sin la necesidad de freno mecánico y solo con una pequeña pérdida de energía. Podemos analizar el funcionamiento del frenado a partir de la gráfica torque - velocidad de la fig. 32. En donde vemos que el pico del momento

del frenado regenerativo es mayor que en régimen motor.

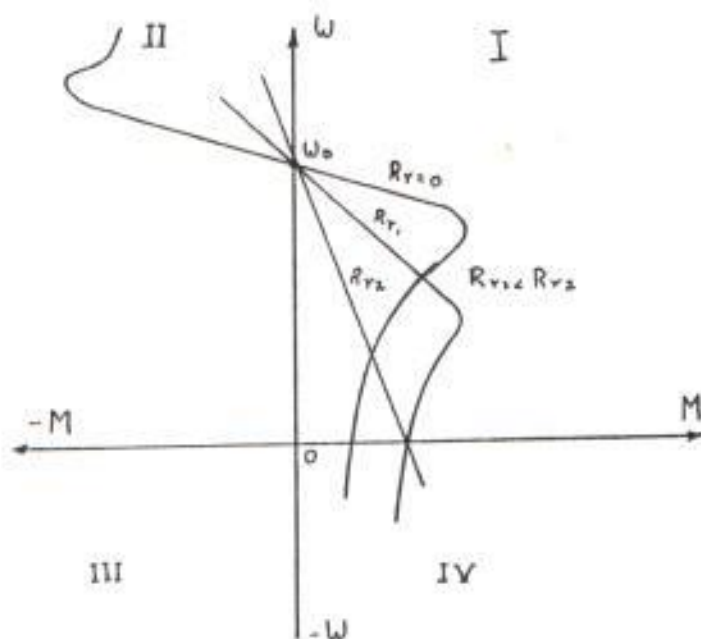


FIG. 32 Diagrama torque velocidad para motor de inducción.

En el primer cuadrante se encuentran las secciones de las características del régimen motor para 3 distintas resistencias del circuito del rotor. A medida que la velocidad del motor se aproxima a la de la marcha en vacío ideal o a la velocidad sincrónica el par del motor se acerca a cero. Al frenado en hipersincronismo corresponden las secciones de las características situadas en la parte superior del cuadrante II.

En general este tipo de frenado es aplicable cuando la inercia de la carga o la fuerza de gravedad tiende a incrementar excesivamente la velocidad del motor. Una manera de extender el rango de frenado regenerativo se podría lograr si el estator tuviera un devanado que permita el cambio del número de polos, en tal caso se cambiará la conexión de alta velocidad por una conexión equivalente a una velocidad más baja.

CAPITULO V.

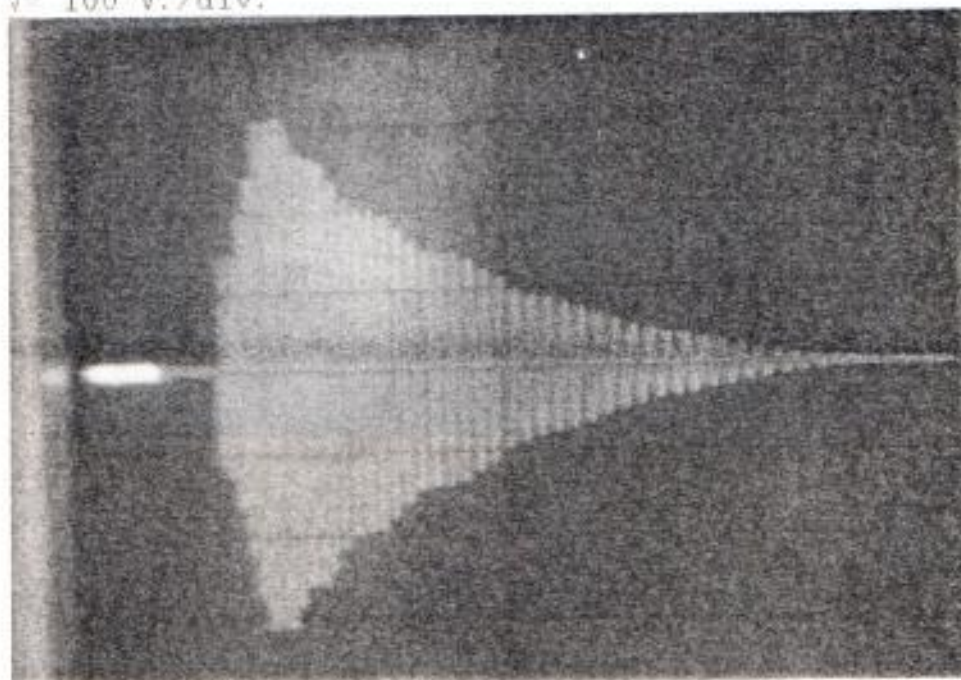
PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.

5.1.- CIRCUITO DE FUERZA.

La construcción del equipo de fuerza para el frenado propuesto se realizó considerando las especificaciones técnicas del motor de inducción KATO, 3 Ø de 220 - 440 V. y 4.2 - 2.1 A. de In y 1.5 H.P. disponible en el Laboratorio de Maquinaria y además se consideró los transientes de corrientes y de voltajes producto de la conmutación de los elementos de freno, en el análisis de los transientes se observó picos de voltaje de hasta 400 V. y picos de corrientes de 50 A. pero de muy corta duración. En la selección del elemento conmutante (triac o SCR) se consideró las características frente a transientes, que a pesar de que la corriente pico sobrepasa las corriente nominal del triac, esta corriente es de corta duración por ello se consulta las características del tiristor en régimen transiente, se consideró también transientes de voltajes que aunque de corta duración podrían disparar al elemento erróneamente y es por ello la selección de triacs de 30 A. y 600 V. como voltaje de ruptura directa sin corriente de compuerta.

La fotografía # 1 muestra la forma típica del voltaje inducido producto de la autoexcitación capacitiva, se aprecia una subida rápida del voltaje al inicio para luego decaer exponencialmente hasta voltaje cero indicando que la autoexcitación ha cesado quedando por rotar libremente el rotor del motor. La frecuencia del voltaje autoinducido es grande al principio y decae después lo cual es producto de la reducción de la velocidad del rotor.

V = 100 V./div.



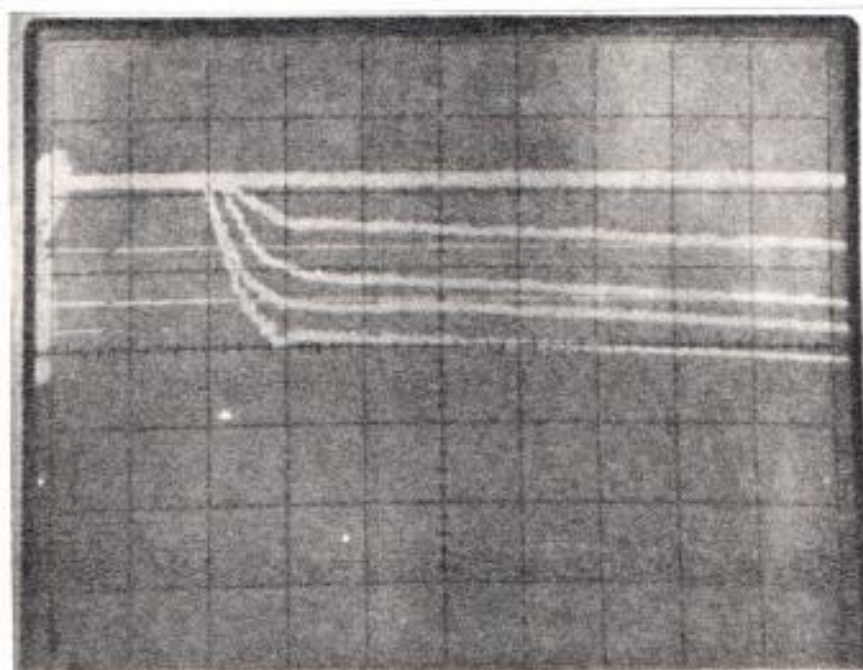
H = 0.1 S/div

FOTO # 1. Voltaje en el estator producto de la aplicación de C1 y C2

El efecto del frenado capacitivo para distintos valores de capacitancia se aprecia en la foto # 2, en donde se muestra varias curvas de velocidad - tiempo para varios valores de capacitancia la curva superior

muestra la velocidad con capacitancia igual a 0, para luego tomar los valores de 100, 180, 240, 300 y 360 μF respectivamente, se aprecia un gran decaimiento en velocidad para una gran capacitancia.

V=10 V./div.



H= 0.1s./div

FOTO # 2. Curvas de Velocidad Vs. Tiempo, aplicando varios capacitores.

Para el análisis del circuito protector de transientes dV/dt (amortiguación de las sobretensiones ocasionadas por el efecto retenedor de portadores debido al cambio brusco de la corriente inversa negativa) a los triacs se utilizó una red de SNUBBER con valores $22 \Omega - 2W$. y un capacitor de $0.1 \mu\text{F} - 600 \text{ V}$. para la red RC, la cual permite la limitación de la pendiente de tensión

a los bornes del tiristor. Se consideró no necesaria la protección contra di/dt porque la inductancia de la armadura del motor es suficiente. Los circuitos de protección de tiristores contra di/dt permiten retardar la subida de la corriente anódica hasta que la unidad esté en estado de conducción y la tensión ánodo cátodo haya disminuido hasta el valor mínimo de conducción, esto evita que se produzca en el tiristor una gran disipación de potencia aunque sea instantánea pero que podría dañarlo. Según pruebas realizadas al motor en el capítulo 2 donde se consideró a $X_L = X_L = 4.705 \Omega$. Despejamos de la fórmula $X_L = \omega L$:

$$X_L = 2 \pi f L$$

$$L = \frac{4.705}{2 \pi 60} = 12 \text{ mH.}$$

Y obtenemos el di/dt máximo sobre los devanados del motor.

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} / \text{max} &= \frac{\sqrt{2} V_{rms}}{L} \text{ A/mS.} = \frac{\sqrt{2} 220}{12 \text{ mH.}} = 25.6 \text{ A/mS.} \\ &= 0.0256 \text{ A/\mu S.} \end{aligned}$$

Revisando los valores nominales del di/dt del triac tenemos que soporta hasta 100 A/\mu S. lo cual sobrepasa el valor obtenido.

Los tiristores pueden ser falsamente disparados por ruidos o espurias producido por la conmutación de un tiristor vecino o transientes en la línea, para proteger las compuertas contra las espurias se recomienda usar cable blindado o conductores entrelazados y más común es el uso de un capacitor en paralelo a la compuerta y cátodo para filtrar los ruidos de alta frecuencia.

Se incluye en el circuito de fuerza el sistema eléctrico de arranque y parada del motor, el circuito se armó en una mesa de prueba existente en el Laboratorio de Maquinaria, el circuito tiene la función de alimentar con voltaje 3 Ø al motor para el arranque con su correspondiente circuito de protección tales como fusibles y breaker de

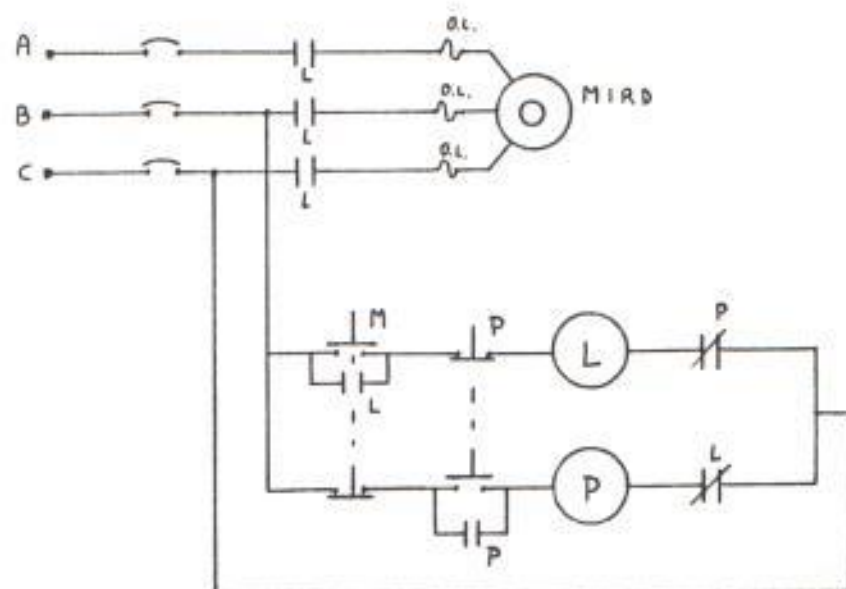


FIG. 33. Diseño del circuito eléctrico para arranque y parada del motor .

sobrecarga, para la parte de control tenemos las botoneras de marcha y parada con sus respectivos enclavamientos hacia las bobinas del contactor de arranque y al contactor de parada el esquema se adjunta en la fig. 33.

Las conexiones que se deben realizar entre el motor, circuito de fuerza y equipo de frenado se muestra en la fig. 34.

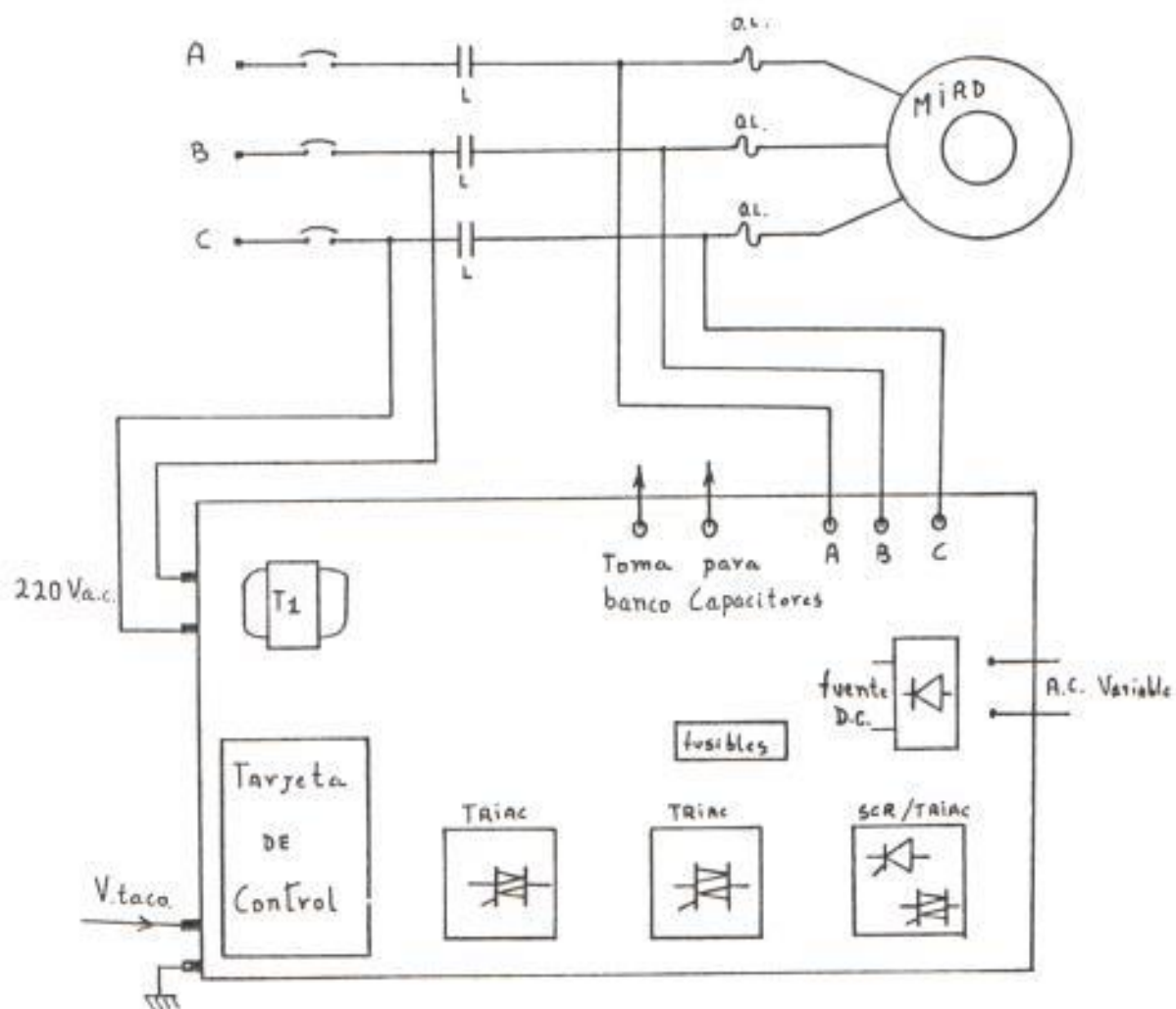


FIG. 34. Esquema de las conexiones entre motor, circuito de fuerza y equipo de frenado.

5.2.- CIRCUITO DE CONTROL.

El circuito de control el cual tiene como función la de hacer actuar al sistema de freno bajo la acción de un orden de frenado, es energizado por el voltaje de entrada de 220 Vac a través de un transformador reductor. Es activado por el contacto auxiliar normalmente cerrado del contactor principal que da marcha al motor, de tal forma que los pulsos de disparo hacia el triac ocurren cuando ya se halla desconectado al motor de la línea.

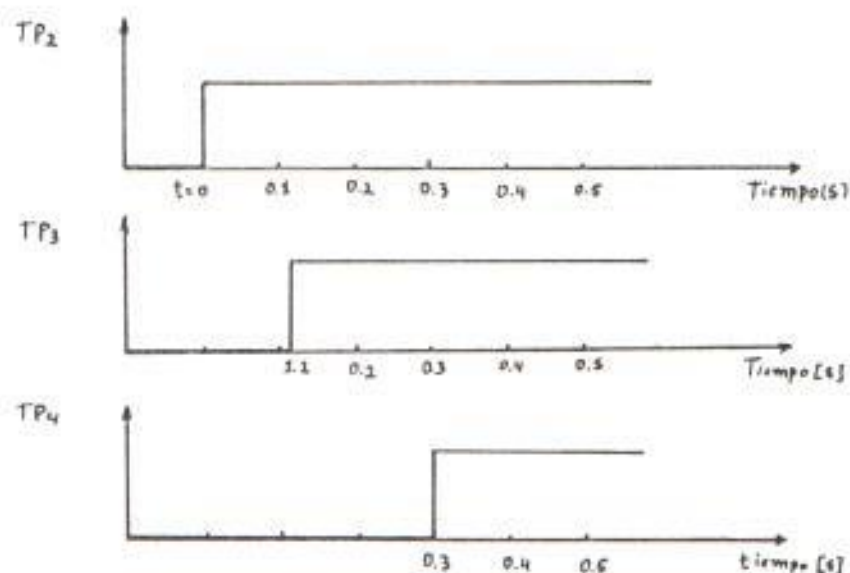


FIG. 35. Gráficas de las señales de control.

El circuito de control es comandado de 2 manera: Por la señal exterior del tacómetro ó por su propia red de temporizadores, generando 3 trenes de pulsos

retrasados en tiempo uno del otro, para el disparo secuencial de los triacs, en la fig. 35, se muestran las 3 señales de control, la señal superior corresponde al punto de prueba TP2, en medio a la señal de TP3 y la señal inferior a TP4. La señal de TP2 corresponden a los pulsos de 1 Khz y las señales de TP3 y TP4 al nivel en alto que activará la puerta NAND dejando así pasar la señal del multivibrador hacia el transformador de pulsos. El diagrama completo del circuito de control se detalla en la fig. 36.

El circuito de control opera con el voltaje regulado por un diodo Zener de 10 V., por ello se utilizó puertas NAND con tecnología CMOS y no TTL por no operar a este voltaje. TP2 nos proporciona un tren de pulsos a 1 Khz y los transformadores de pulsos fueron diseñados considerando esa frecuencia.

La configuración del IC timer 555 corresponde a un multivibrador astable, conformado por 2 resistencias, 1 diodo y 1 capacitor, como se muestra en la fig. 37. bajo este tipo de configuración si R3 y R4 son de valores iguales la señal de salida es una onda cuadrada con un DUTY CYCLE del 50 % y es el diodo D3 el que causa este efecto al cortocircuitar a R4 en el cargado de C3 a través de R3, en caso contrario C3 se cargará por R3 más R4 y se descargará solo por R4, es decir tendrá distinta resistencia en la carga a la que tendrá en la descarga. Este tren de pulsos no

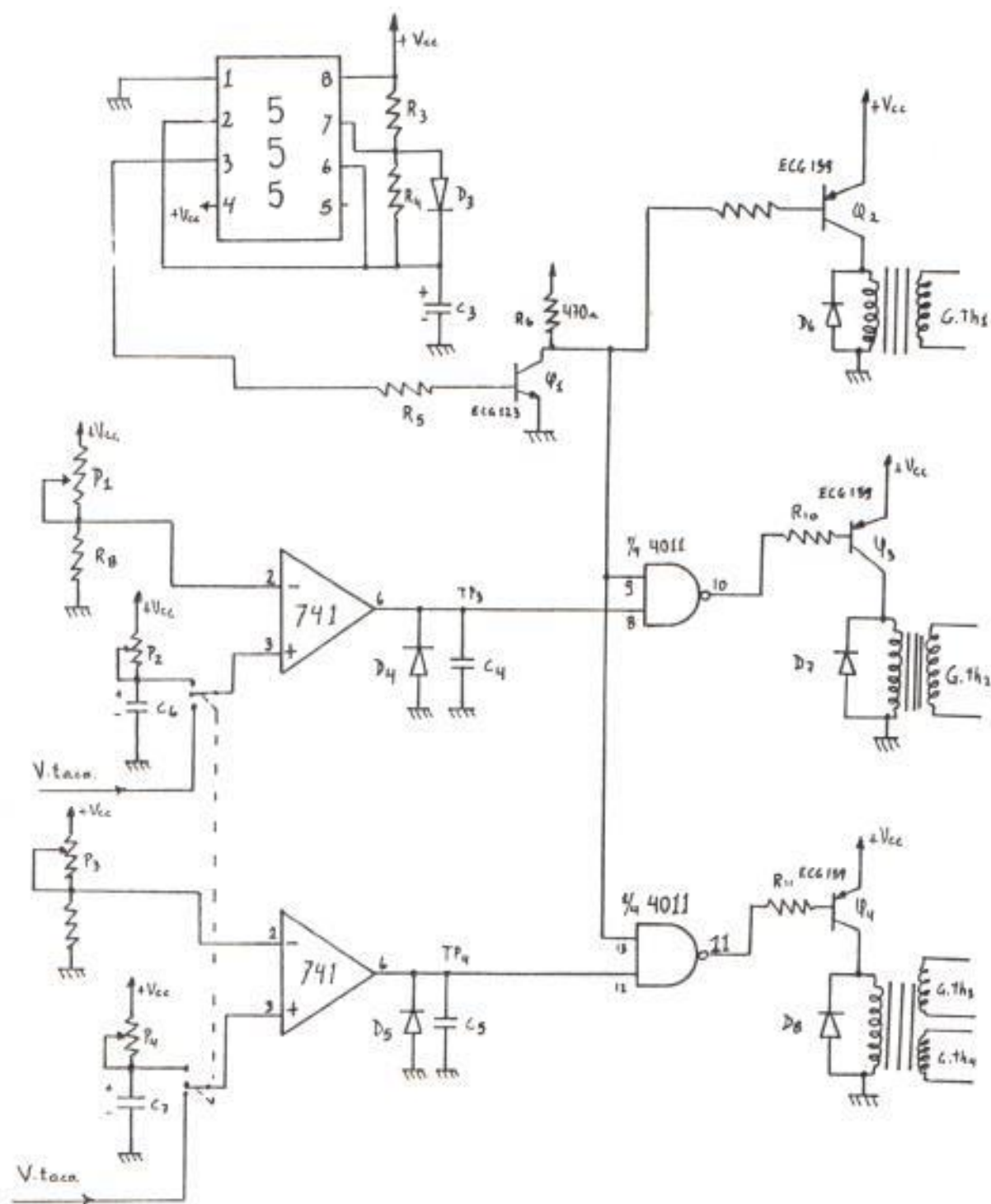


FIG. 36 Diagrama completo del circuito de control.

posee la potencia necesaria para disparar un triac por ello pasa a través de una etapa amplificadora conformada por un transistor operando en corte y saturación para luego pasar a los transformadores de pulsos que proporcionan el debido aislamiento entre el circuito de fuerza y el circuito de control, la fig. 37 muestra los puntos de prueba y la forma de voltaje en ella obtenida.

5.3.- LAZO DE REALIMENTACION.

A través del lazo de realimentación se realiza una selección automática del tipo de freno a utilizarse según el rango de velocidad, en el desarrollo de esta tesis se posee un tacómetro D.C. con una constante de

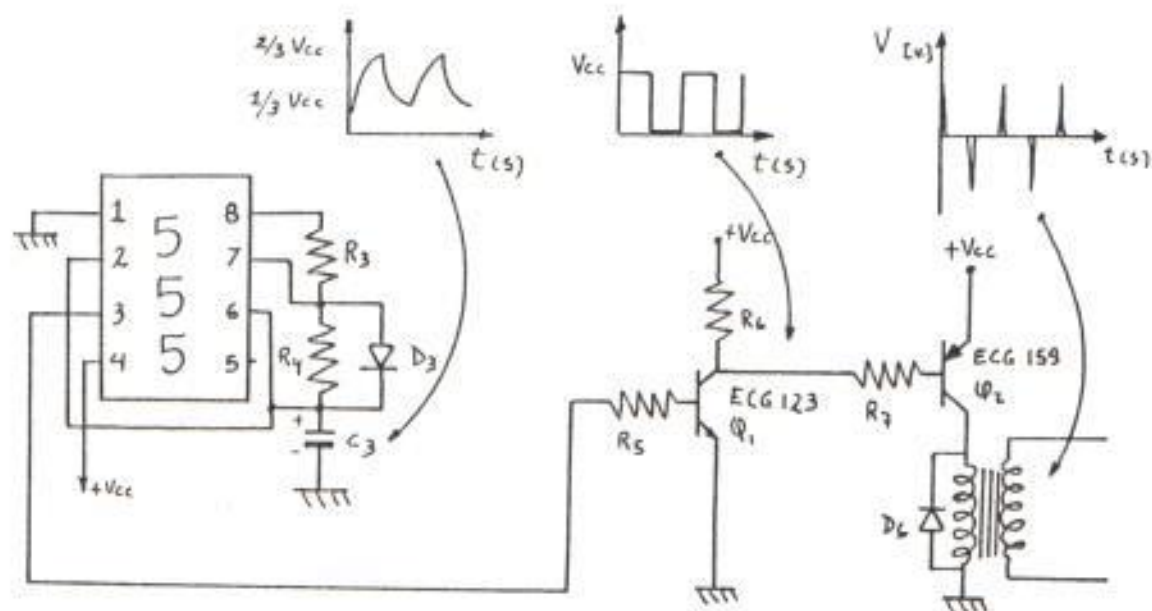


FIG. 37 Diagrama del amplificador de pulsos y formas de ondas.

voltaje generado por cada mil revoluciones llamada K_t
 $= 25 \text{ V./1000 R.P.M.}$ el circuito de realimentación
tiene la posibilidad de variar la ganancia del
amplificador de voltaje de tacómetro para el caso de
operar con otros motores con distinto tacómetro y
distinto K_t .

Debido a la presencia de ruido en la señal de voltaje
proporcionada por el tacómetro utilizamos 2 etapas de
filtros, el primer filtro esta formado por una
resistencia de 33Ω y un capacitor de $1 \mu\text{F}$ cuales
eliminan las componentes de frecuencias altas, estos
elementos son colocados sobre el mismo tacómetro,
desde este lugar se envia la señal por cables
entrelazados para tratar de evitar las interferencias
hasta la conexión de tacómetro existente en la parte
frontal del equipo, aquí la señal es nuevamente
filtrada y reducida en amplitud por P5, R13 y C9
que forman un filtro paso bajo, una vez que la señal
es mucho más lisa, se la conecta a un IC 741 en
configuración seguidor de voltaje para así evitar el
sobrecargar al tacómetro, que es un elemento de alta
impedancia de salida y para acoplar impedancias se
utiliza el seguidor de voltaje, luego la señal es
invertida en fase de 180° por el amplificador
inversor formado por Q5, R14, R15 y R16, la inversión
en fase se la realiza porque la forma de la señal que
actúa sobre los comparadores dada por la red

temporizadora RC es con pendiente positiva, es decir al momento que se da la orden de frenar, los temporizadores generan una señal de voltaje que va desde cero creciendo hasta un cierto valor mayor, en el caso del voltaje del tacómetro cuando se da la orden de frenar el voltaje del tacómetro tendrá su valor máximo, es decir esta señal posee una pendiente negativa, y es por ello el cambio de fase, el diagrama y las formas de ondas se muestran en la fig. 38.

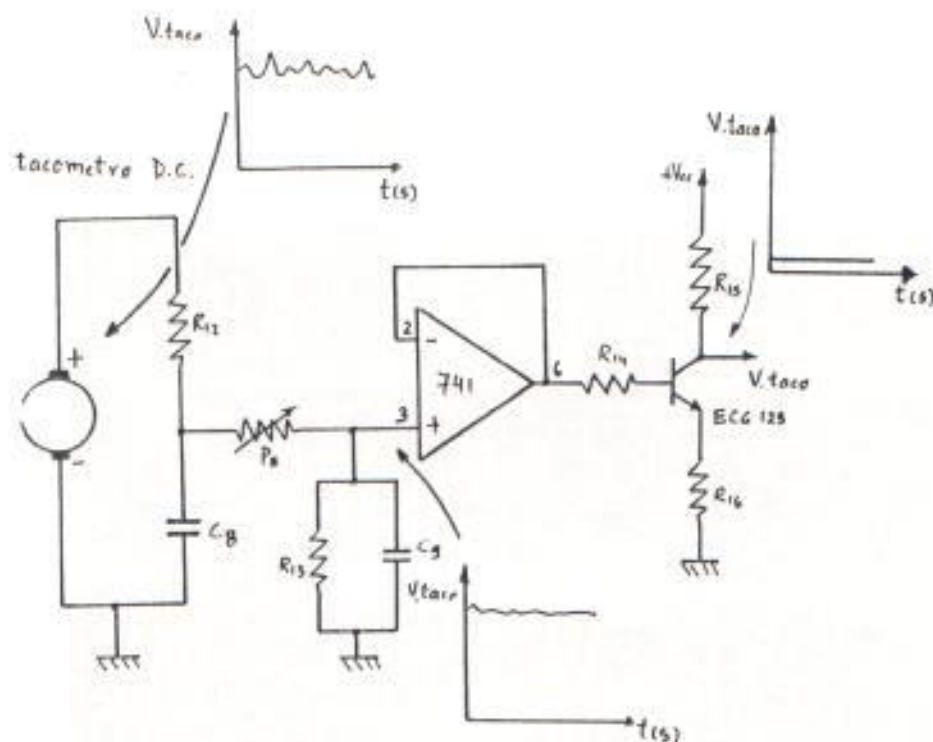


FIG. 38 Diagrama del lazo de realimentación para tacómetro.

El amplificador del voltaje del tacómetro posee una función de transferencia aplicable al caso y en la fig. 39 se lo muestra, a más de las formas de voltaje

en la entrada y salida.

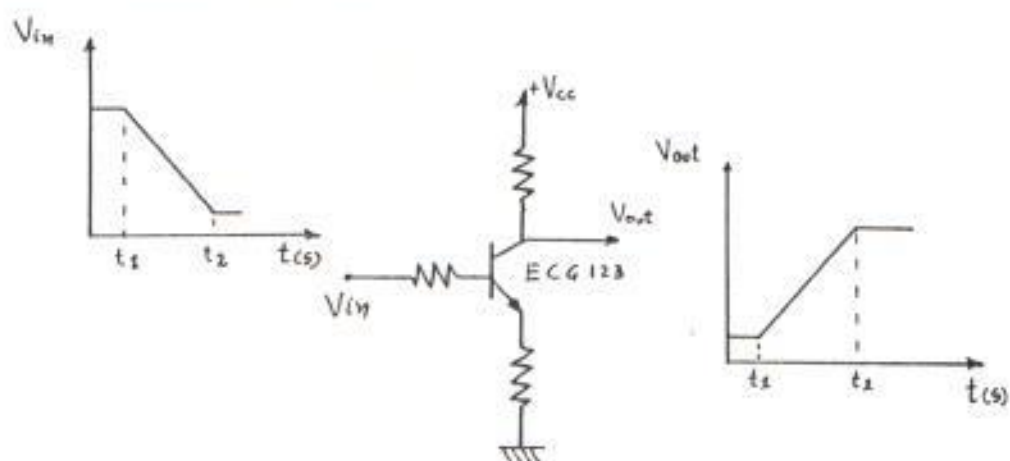
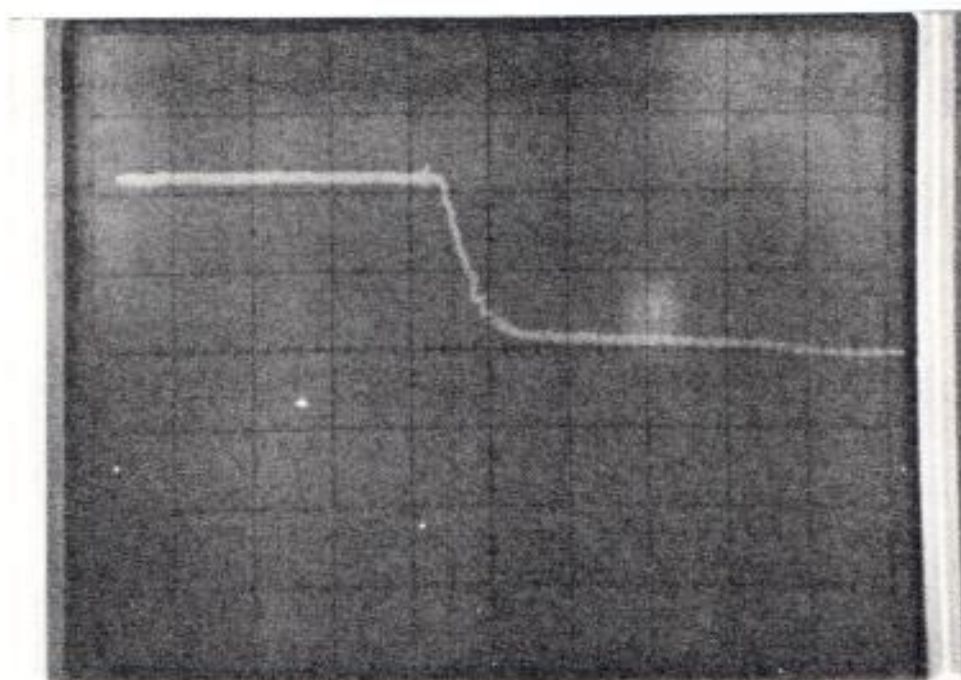


FIG. 39 Diagrama del amplificador y formas de voltaje.

$V = 10 \text{ V./div.}$



$H = 0.2 \text{ s./div.}$

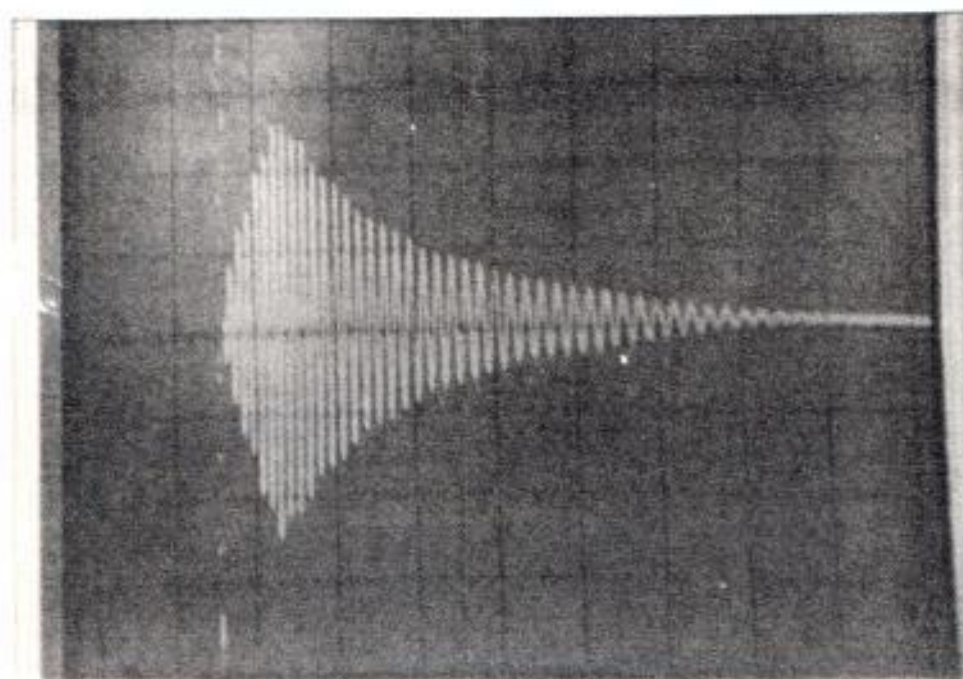
FOTO # 3. Señal de velocidad proporcionada por tacómetro.

La foto # 3 muestra una forma típica de señal de velocidad tomada desde el tacómetro, después de los filtros en IP5.

5.4.- COMPARACION CON LOS RESULTADOS TEORICOS.

De las curvas típicas del comportamiento de los motores de inducción obtenidas desde las fuentes bibliográficas para cada uno de los tipos de frenado realizamos una comparación de estas señales con las señales obtenidas en esta experimentación.

V= 10 A./div.



H= 0,1s./div

FOTO # 4. Gráfica de corriente en el estator por efecto de C1 y C2.

Las fotos 1 y 4 muestran las formas de onda de voltaje y corriente (en el estator) respectivamente bajo el frenado capacitivo, las cuales muestran estar dentro de los rangos esperados, es decir que el voltaje no llegue a elevarse más allá de 1.5 veces el voltaje nominal y la corriente del estator de 6 a 7 veces I_n , si se observa detenidamente las formas de las señales se notará una gran similitud referente a forma de onda pero con un ligero retraso en fase de la corriente respecto al voltaje producto de la carga resistiva inductiva que representan los devanados del motor, en voltaje se aprecia un pico de no más de 450 V. (la señal se atenúa para efecto de visualización) y en corriente un pico de 26 A. aproximadamente. Todas las tomas de corriente se las realizó a través de una resistencia shunt de 0.5Ω que aparece en la foto # 5.

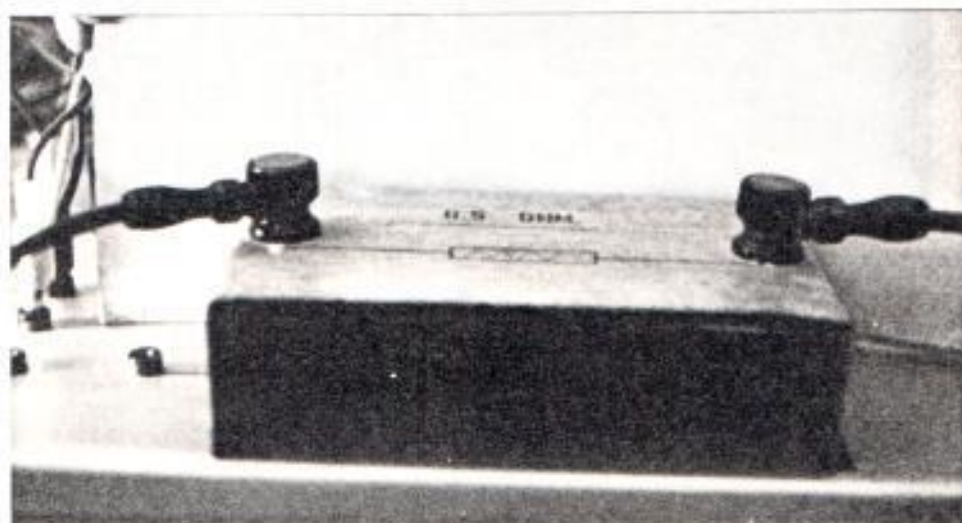
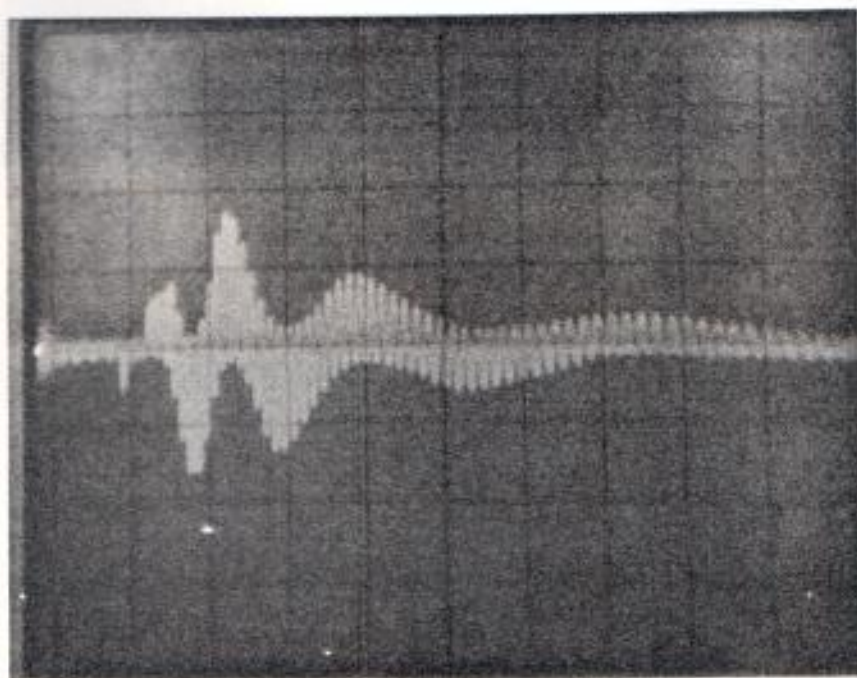


FOTO # 5 Resistencia shunt usada para realizar mediciones de corrientes en el motor.

Lo interesante es observar las formas de ondas de corriente producidas en el rotor bajo el esquema del frenado propuesto, bajo la acción de C1 + C2 y freno total, las fotos 6 y 7 muestran este efecto. La foto 7 muestra los picos de corriente que ocurren al momento de la conmutación de cualquiera de las etapas, el pico para C1 no se aprecia, pero sí es marcada la señal cuando actúa C2 y freno magnético + inyección D.C.

V= 10 A./div

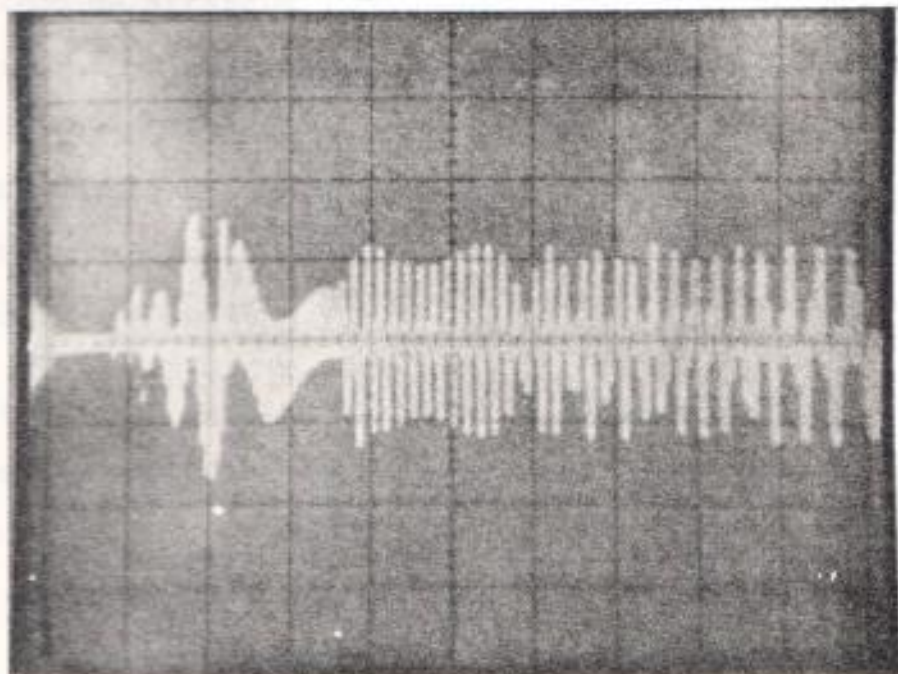


H= 0.2 s./div

FOTO # 6 Corriente del rotor durante frenado con C1 y C2.

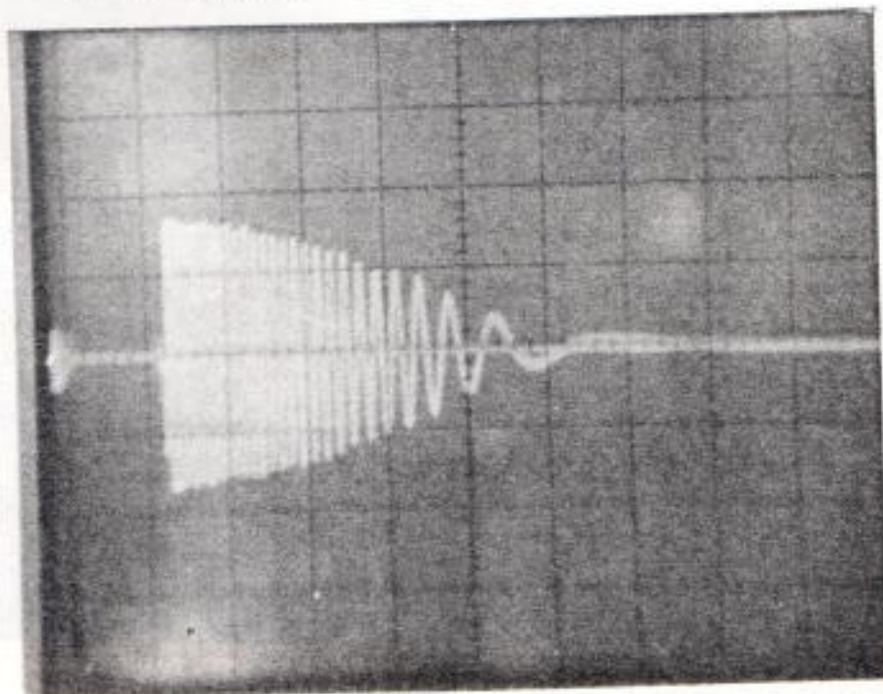
La foto 8 muestra la corriente del rotor cuando se realiza un arranque a plena tensión, se aprecia la corriente pico al momento del arranque para luego decrecer en amplitud y frecuencia a medida que el

V= 10 A./div



H= 0.2 s./div.
FOTO # 7 Corriente del rotor durante la aplicación completa del freno.

V= 10 A./div.

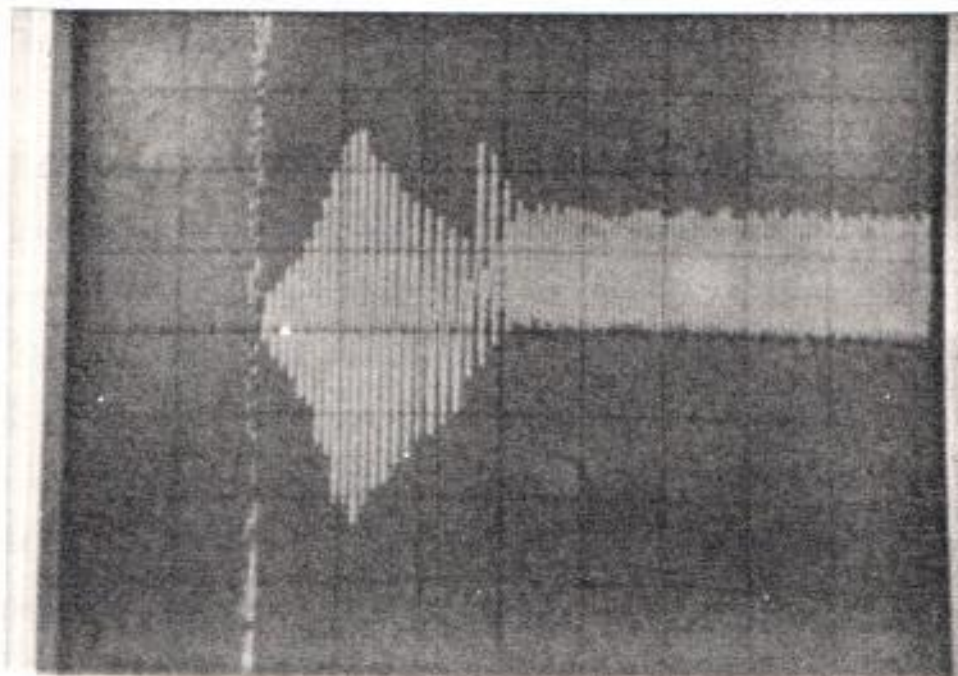


H= 0.5 s./div.
FOTO # 8 Corriente del estator al arranque.

motor se va acercando a la velocidad sincrónica, pasado el tiempo de arranque la corriente del rotor es casi nula porque es poca la carga que representa el rotor al circuito magnético del motor, puesto que necesitará potencia solo para vencer torques de pérdidas, además no existe inducción hacia el rotor porque opera cercano al sincronismo.

La foto # 9 nos muestra la forma de onda de corriente del estator durante el frenado completo, capacitivo, magnético y D.C., en la foto se muestra en primer lugar la forma característica del frenado capacitivo, que se representa en forma de un voltaje alterno que

$V = 10 \text{ A./div.}$



$H = 0.1 \text{ s./div.}$

FOIO # 9 Corriente del estator durante freno completo.

crece desde el principio, llega a un máximo y luego decrece envolviendo a una onda seno, más adelante se muestra el pico transiente de corriente producto del freno magnético y luego la señal de freno por inyección D.C. que tiene forma de una señal alterna rectificadora a 120 Hz, para la toma de esta fotografía se utilizó los valores de $C_1 = 220 \mu F$, $C_2 = 240 \mu f$ y para corriente D.C. 10 A. (mayor a nominal para aumentar la efectividad en tiempo de frenado). Es de notar que el uso de un capacitor mayor ó demasiado pequeño el retardo entre la conmutación de C_1 y C_2 lo cual haría el efecto de sumarlos antes de tiempo en el motor se produce el efecto de oscilación, lo cual produce picos más altos de voltajes a más de un tiempo de frenado mayor.

La fotografía # 10 nos muestra la forma en que decremente la velocidad del rotor, bajo la acción del freno completo, con las condiciones de la foto # 9, en la parte superior de la gráfica se aprecia la forma típica de reducción de velocidad de los capacitores en forma de exponencial negativa, la gran pendiente al inicio de la curva afirma las propiedades del freno capacitivo. En la parte inferior de la foto se aprecia el fenómeno de mayor efectividad en reducir velocidad por parte del frenado dinámico D.C.

V= 10 V./div.

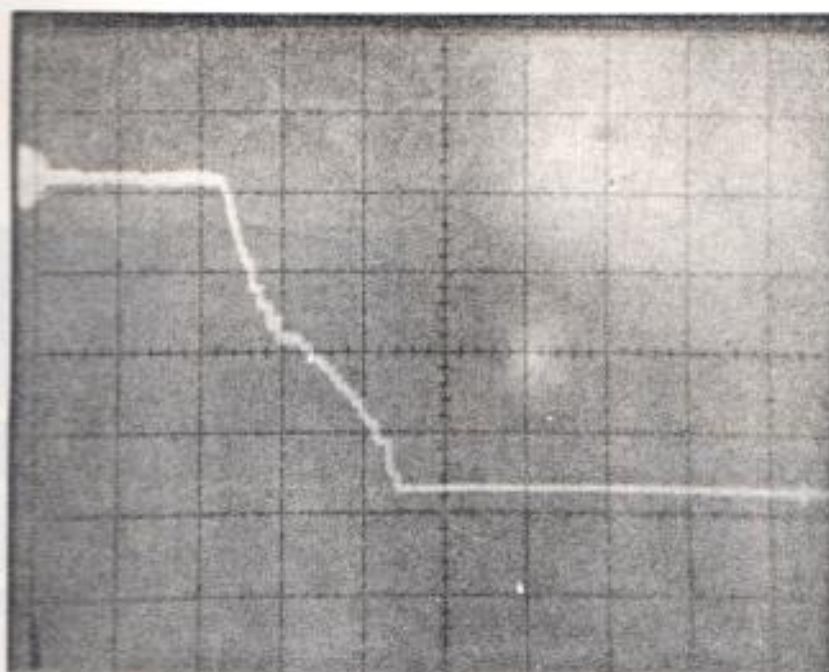


FOTO # 10 Voltaje en el tacómetro durante freno completo. H= 0.5 s./div.

5.5.- CONSTRUCCION DEL EQUIPO.

El equipo es construido de manera modular y de fácil acceso hacia los puntos de prueba, su panel frontal posee las conexiones para alimentación de la tarjeta de disparo, conexión para el contacto auxiliar (normalmente cerrado) del contacto de arranque, acceso hacia los potenciómetros temporizadores, luz piloto entrada y selección de la señal del tacómetro, todo esto se muestra en la foto # 11.

El equipo en total fue construido sobre una base de acrílico para la colocación de la tarjeta de control y del circuito de fuerza, mas borneras para la conexión

los terminales del motor, del banco de capacitores y de la fuente externa D.C., como se muestra en la foto 12.



FOTO # 11 Vista frontal de la unidad de freno.

El empaquetamiento tipo perno de los triacs y SCR's facilitan su montaje sobre los disipadores de calor y en la misma foto 12 podemos apreciarlos con los respectivos circuitos de SNUBBER para protección contra dV/dT . Sobre la parte izquierda del equipo se aprecia la tarjeta de control, con la unidad de disparo destacada principalmente por los 3 transformadores de pulsos y sobre parte inferior se localiza la circuitería para el lazo de realimentación

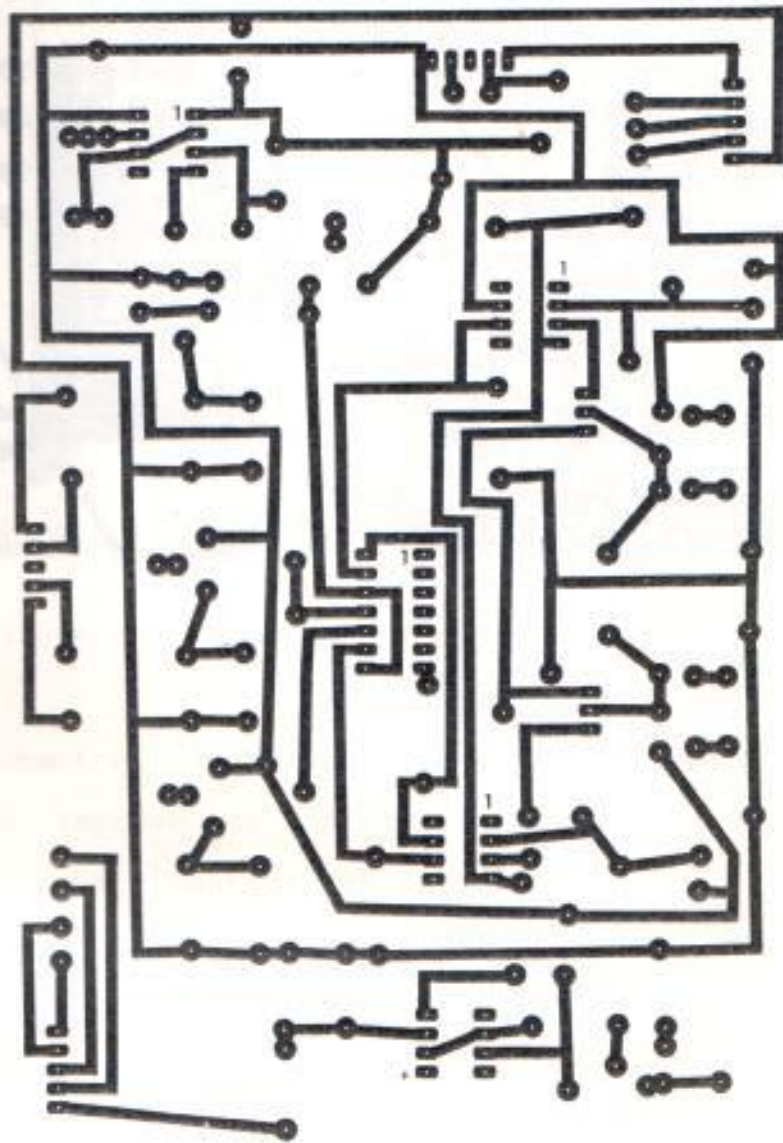
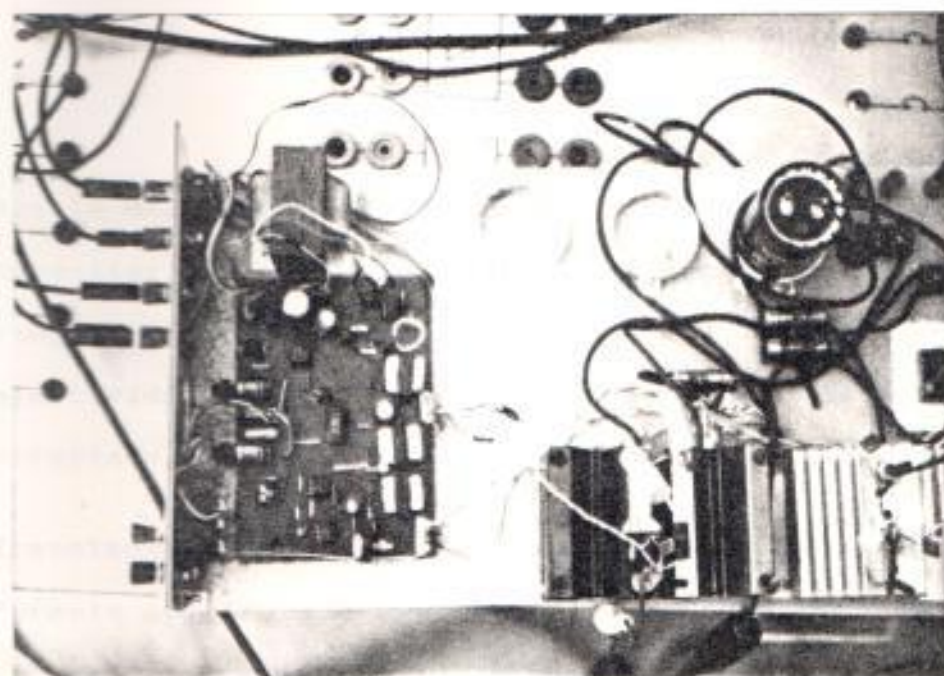


FIG. 40 Diseño del circuito impreso.



FOIO # 12 Vista superior de la unidad.

por tacómetro, la fig. 40 muestra el diseño del circuito impreso de la tarjeta de control, en el circuito de control es necesario el uso de potenciómetros lineales y de precisión para los potenciómetros temporizadores de los retardos de las etapas de frenado.

CONCLUSIONES

Aparte del valor del capacitor C1, el valor del segundo capacitor C2, y los retardos de tiempo τ_1 y τ_2 también juegan un papel muy importante el aprovechar la efectividad total del freno y hacer uso de la selección apropiada.

Transientes de voltajes y corrientes en el estator durante el frenado son generalmente del orden de 1.5 y 5 sus valores nominales respectivamente, y permanecen por 2 a 3 ciclos, cuando el valor de C1 es correctamente elegido. La conmutación de C2 resulta en transientes relativamente bajos.

Para comparar este esquema con el freno D.C. normal un valor apropiado de D.C. fue inyectado hacia la máquina de tal forma que de el mismo tiempo de frenado que el sistema propuesto. Éste necesitó una fuente adicional de 3 - 4 veces la corriente D.C. usada en el freno multietapas, la ausencia de una fuente D.C. tan grande hace al esquema propuesto más atractivo. La corriente en el rotor durante el freno D.C. es de magnitud alta y uniforme, mientras que en el freno capacitivo los transientes decaen rápidamente, por lo tanto el calentamiento en el rotor es menor.

BIBLIOGRAFIA

- 1 TANDON AJAY, MURTHY SREENIVASA, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 1A-20, # 5 1984
Experimental Studies on a Novel Braking System for
a Induction Motor, 1238 p.
- 2 SAY M.G. Alternating Current Machines, New York, 1976
326 p.
- 3 KOSOW, L. IRVING. Electric Machinery and Control.
633 p.
- 4 GINGRICH HAROLD. Maquinas Eléctricas, Transformadores
y Control. Dossat. Madrid. 1980. 239 p.