

105  
53

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO**  
**FACULTAD DE INGENIERIA**



**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE TABLEROS  
DIDACTICOS PARA SIMULACION DE  
MAQUINAS ROTATORIAS**

**TESIS PROFESIONAL**

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
PRESENTADO POR LOS PASANTES**

**JOSE FELIPE GARCES BLANCO**

**No. Cta. 7008605-0**

**ARMANDO ALARCON RODRIGUEZ**

**No. Cta. 7001177-9**



Universidad Nacional  
Autónoma de México



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

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

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

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

## CONTENIDO.

Hoja

INTRODUCCION	-----	1
CAPITULO I.- TEORIA DEL FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR DE INDUCCION.	-----	3
1.1.- Principio de funcionamiento	-----	4
1.2.- Análisis del funcionamiento en Régimen Permanente	-----	9
1.3.- Análisis del funcionamiento en Régimen Transitorio	-----	28
CAPITULO II.- DESCRIPCION DE LOS TABLEROS DIDACTICOS.	-----	34
2.1.- Diagrama de bloques de los tableros	-----	36
2.2.- Dispositivos de manejo	-----	37
A.- Módulo del Motor de Inducción	-----	37
B.- Módulo del Arrancador	-----	38
CAPITULO III.- IMPLEMENTACION ELECTRONICA DE LOS TABLEROS DIDACTICOS.	-----	40
3.1.- Módulo del Motor de Inducción tipo Jaula de Ardilla	-----	42
3.2.- Módulo del Arrancador Trifásico Line Starter	-----	55

CAPITULO IV.- CARACTERISTICAS DEL FUNCIONAMIENTO

DE LOS TABLEROS DIDACTICOS. -----81

4.1.- Manejo de los Tableros Didácticos -----82

4.2.- Características gráficas del funcionamiento  
de los Tableros Didácticos -----84

BIBLIOGRAFIA. -----89

## INTRODUCCION.

El tablero didáctico para simulación de máquinas rotatorias es un instrumento cuya utilización está encaminada a mejorar el aprovechamiento de los alumnos en los temas relacionados con el comportamiento de estas máquinas.

Con este diseño se pretende crear una forma sencilla, objetiva y práctica de mostrar en el salón de clases, sin instalaciones especiales, el funcionamiento de las máquinas -- eléctricas; para de esta manera, complementar y reafirmar la exposición teórica.

El tablero didáctico consta de dos módulos:

- A.- Módulo del Motor de Inducción tipo Jaula de Ardilla.
- B.- Módulo del Arrancador Trifásico Line Starter.

Los módulos han sido construidos dentro de portafolios, con el fin de que los dispositivos que los integran, estén siempre dispuestos para ser transportados y utilizados en cualquier momento por el instructor.

Los elementos con que cuentan los módulos son:

- A.- Módulo del Motor de Inducción tipo Jaula de Ardilla:
  - Fuente de alimentación de C.D. 1A, 12V.
  - Dos circuitos transistorizados para producir un efecto transitorio.
  - Juego de presets para proporcionar las lecturas fijas del Estado Permanente.
  - Relevador que actúa como corta-circuito en caso de falla.
  - Conector para acoplar al Módulo del Arrancador.

- Cuatro carátulas que representan lecturas de I (corriente), V (voltaje), N (velocidad), T (par); respectivamente.

- Selector para elegir el funcionamiento del motor en -- Régimen Permanente ó bien en Régimen transitorio.

- Toma corriente para alimentar el módulo.

**B.- Módulo del Arranoador Trifásico Line Starter:**

- Fuente de alimentación para TTL C.D. 600mA, 5V.

- Circuito para amplificación de la señal de falla.

- Contador binario de 0 a 7, 3 bits con indicador luminoso para tiempos inversos.

- Grupo de compuertas lógicas para detectar las fallas.

- Circuito lógico Flip-Flop tipo "D", para recibir señal de falla y activar sistema de desconexión (relevador).

- Conector para tomar excitación y señales de falla desde el Módulo del Motor.

Finalmente se espera que este instrumento sea de gran -- utilidad didáctica, y además, que sirva como base para el -- diseño y construcción de tableros que simulen otros tipos -- de máquinas eléctricas.

## CAPITULO I.

### TEORIA DEL FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR DE INDUCCION.

### 1.1.- Principio de Operación.

El motor de inducción es el motor de corriente alterna -- que más se emplea, debido a su fortaleza y simplicidad, a la ausencia de colector y al hecho de que sus características -- de funcionamiento se adaptan bien a una marcha a velocidad -- constante.

El principio del motor de inducción puede explicarse como sigue: Un disco de metal (fig. 1) puede girar libremente al rededor de un eje vertical. El disco puede ser de cualquier material conductor tal como hierro, cobre ó aluminio.

Un imán que también puede girar libremente sobre el mismo eje que el disco está dispuesto encima de este último y tiene sus extremos curvados hacia abajo para que su flujo magnético corte el disco.

Cuando el imán gira, las líneas magnéticas cortan el disco e inducen corrientes en él, como se indica (fig. 1). Como estas corrientes se encuentran también en un campo magnético tienden a moverse en él igual que las corrientes en los conductores de un motor de corriente continua. Según la ley de Lenz, la dirección de la fuerza desarrollada entre las corrientes del disco y el campo magnético que las produce será -- tal, que el disco tiende a seguir el imán en su rotación ver fig. 1.

Así, en un aparato de inducción de éste carácter se produce una acción generadora que induce corrientes, y una acción motriz que obliga a las corrientes inducidas a seguir el cam

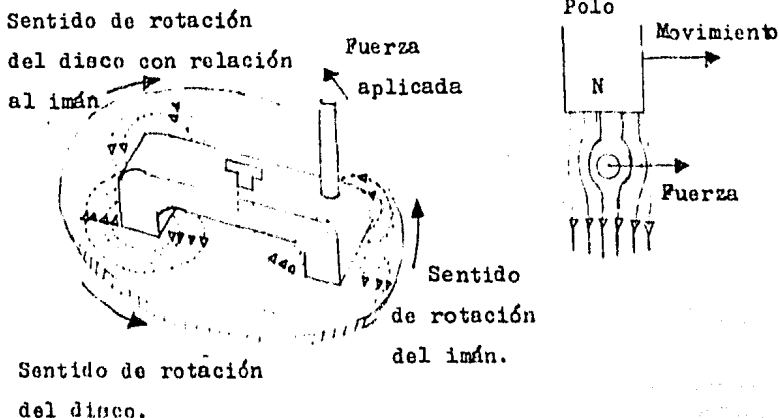


po inductor.

El disco no puede nunca alcanzar la velocidad del imán; - porque, si llegara a alcanzarla no habría movimiento relativo entre el disco y el imán y en consecuencia, no se induciría f.e.m. en el disco, debida a que éste corta el flujo magnético. La corriente en el disco se anularía entonces y no podría desarrollarse par alguno, lo que daría origen a una reducción de la velocidad del disco con relación al imán.

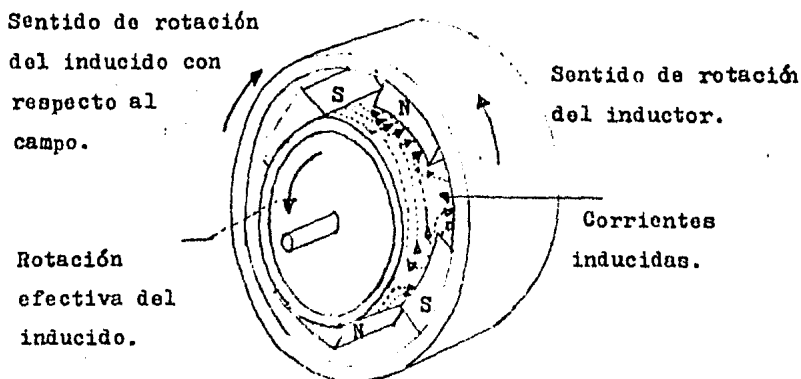
Como el disco no puede alcanzar la velocidad del imán, -- existe siempre entre ambos una diferencia de velocidad. La diferencia en cuestión se llama deslizamiento.

Debe observarse que las corrientes en el disco, o inducido, de éste tipo de motor se inducen en él, en lugar de conducirse al inducido, como es lo normal en los motores de corriente continua.



(fig. 1).

Suele emplearse un cilindro en lugar de un disco (fig. 2) en la figura se representan cuatro polos, cuyas líneas magnéticas cortan el cilindro. Si la culata que sostiene éstos -- polos se hace girar por cualquier medio mecánico, las corrientes inducidas en el cilindro obligarán a éste a girar en la misma dirección que aquella. Este cilindro representa mejor los motores de inducción industriales que el disco, aún cuando el funcionamiento de su marcha sea el mismo.



(fig. 2).- Rotación de un cilindro conductor producida por corrientes inducidas.

El campo de la figura 2, es un campo deslizante. Un campo de este tipo se representa en la (fig. 2), en la que se representan cuatro polos montados sobre una culata, cuyo flujo magnético corta al cilindro del conductor que puede girar libremente.

Si se hiciese girar mecánicamente la culata completa en sentido contrario al de las agujas del reloj, como se indica en la figura, el flujo debido a los polos cortarfa el cilindro e inducirfa corrientes como las representadas. Los circuitos y sentidos de dichas corrientes son, como se ve, idénticos a los del motor de inducción con un flujo giratorio similar. Aplicando la regla de Fleming de la mano derecha se puede determinar la dirección de las corrientes inducidas, utilizándose el movimiento relativo del elemento giratorio con relación a los polos. La regla de Fleming de la mano izquierda puede aplicarse luego para determinar la dirección de rotación del cilindro o inducido. Con la situación relativa de polos y corriente de la (fig.2), la dirección del par de rotación es contraria a la de las agujas del reloj.

El motor de inducción funciona por la acción de un campo giratorio (fig. 2) , pero éste campo está producido por corrientes que circulan por devanados polifásicos, como los de los alternadores. Estos campos giratorios se generan totalmente por medios eléctricos, no existiendo rotación mecánica alguna de las piezas polares.

Si un inducido cuyos conductores forman circuitos cerrados se coloca en un campo giratorio desarrollará un par porque las corrientes inducidas actúan conjuntamente con el campo magnético en rotación.

Como se ha señalado, el inducido no puede alcanzar la velocidad de rotación del campo ó velocidad de sincronismo; --

para que así fuese, los conductores deberían dejar de cortar el flujo y no tendría que haber corriente en el rotor ni, -- por lo tanto, par alguno.

La diferencia entre la velocidad de rotación del campo y la velocidad del rotor se llama deslizamiento del motor.

Es más conveniente expresar el deslizamiento con relación a la velocidad de sincronismo. llamemos  $N_2$  la velocidad del rotor y  $N$  la velocidad de sincronismo; el deslizamiento ---- será:

$$S = \frac{N - N_2}{N} \quad \text{-----} \quad 12$$

## 1.2.- Análisis de la máquina de Inducción Trifásica.

La máquina de inducción se construye normalmente con un entrehierro uniforme; entonces, tanto la estructura del rotor como la del estator, carecen de salientes.

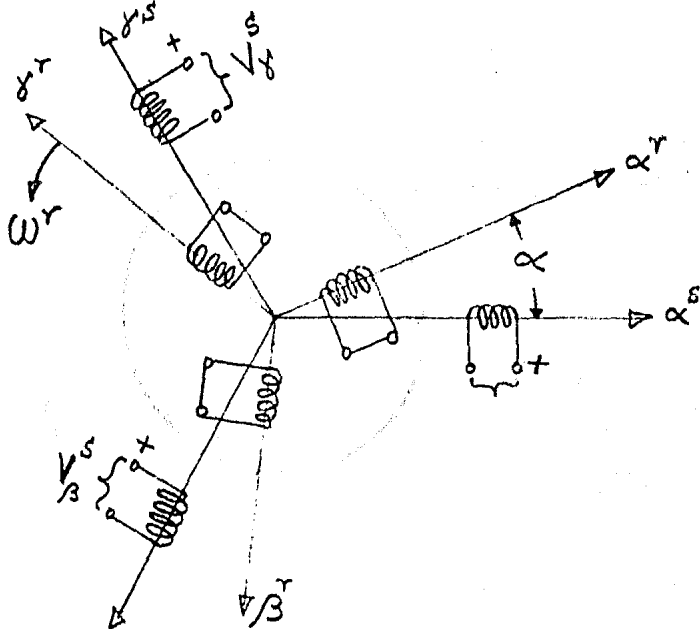
El rotor devanado de la máquina trifásica se representa en la figura (fig. 3). Los tres devanados del estator están distribuidos sinusoidalmente con factores de distribución,  $K^S$  vueltas/metro, iguales. Los tres devanados del rotor están también distribuidos sinusoidalmente, y con iguales factores,  $K^R$  vueltas/metro, de distribución, siendo  $K^S \neq K^R$ .

Los ejes de los devanados del estator están espaciados en  $2\pi/3n$  radianes, donde  $n$  es el número de pares de polos originados por los devanados trifásicos; los ejes de los devanados del rotor están también separados por  $2\pi/3n$  radianes.

El estator trifásico se conecta generalmente a una alimentación de tensión trifásica compensada, de forma sinusoidal, conocida comúnmente como colector trifásico infinito. Los devanados del rotor están cortocircuitados exteriormente por medio de anillos de deslizamiento, o conectados a una carga trifásica compensada, que es normalmente resistiva. Podemos siempre suponer que los devanados del rotor están cortocircuitados, lo que es cierto para cualquier carga resistiva exterior, sin más que aumentar el valor de la resistencia del devanado del rotor.

Se designa por  $R^S$  la resistencia de cada uno de los tres devanados del estator y la resistencia total de los tres de-

vanados del rotor, incluyendo la resistencia exterior añadi-  
da, se designa por  $R^r$ .



(fig. 3) .- Máquina de inducción trifásica de rotor  
devanado.

La autoinducción de los tres devanados del estator se re-  
presenta por  $L_{\alpha\beta\gamma}^s$ , donde los subíndices indican que nos --  
referimos a la autoinducción de uno cualquiera de ellos; de-  
un modo semejante, tendremos para el rotor  $L_{\alpha\beta\gamma}^r$ .

La inducción mutua entre los devanados del rotor y del es

tator es una función sinusoidal del ángulo que forman los ejes de las dos estructuras, obteniéndose la forma general de la inducción mútua entre un devanado del estator y otro del rotor con anillo de deslizamiento. designemos por  $M_{\alpha\beta\gamma}^{sr}$  el valor máximo de la inducción mútua estator rotor.

Los parámetros de resistencia e inducción de la máquina trifásica se resumen del modo siguiente:

Resistencias totales de fase del rotor

$$R_{\alpha}^r = R_{\beta}^r = R_{\gamma}^r = R^r$$

Resistencias de fase del estator  $R_{\alpha}^s = R_{\beta}^s = R_{\gamma}^s = R^s$

Autoinducciones de fase del estator

$$L_{\alpha}^s = L_{\beta}^s = L_{\gamma}^s = L^s$$

Autoinducciones de fase del rotor

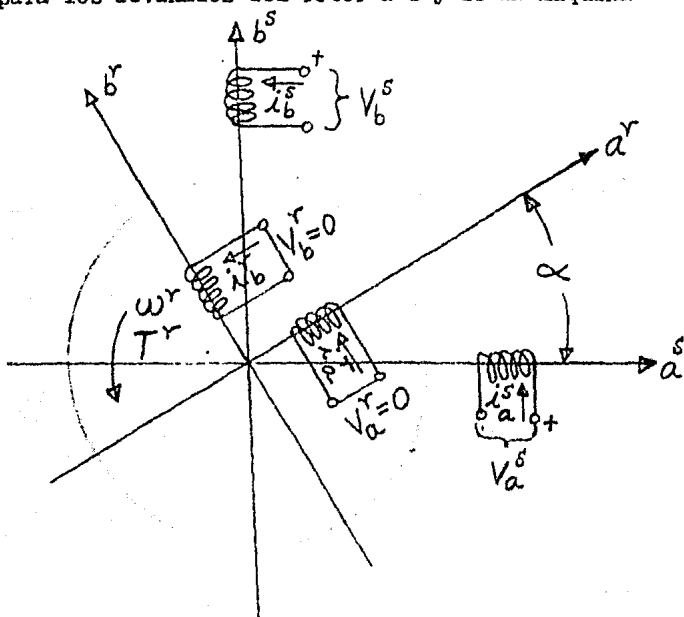
$$L_{\alpha}^r = L_{\beta}^r = L_{\gamma}^r = L^r$$

Inducciones mútuas máximas estator rotor

$$M_{\alpha\alpha}^{sr} = M_{\alpha\beta}^{sr} = M_{\alpha\gamma}^{sr} = M_{\beta\alpha}^{sr} \dots = M_{\alpha\beta\gamma}^{sr} \text{ ----- (13)}$$

La máquina trifásica anterior, puede estudiarse fácilmente sin más que transformarla en un modelo bifásico, a-b, --- equivalente, como se indica en (fig. 4). La máquina a-b posee dos devanados idénticos en el estator, sinusoidalmente distribuidos, con un factor de distribución de  $K^s$  vueltas/m. usándose los anillos de deslizamiento para formar las conexiones exteriores de los devanados, también idénticos y sinusoidalmente distribuidos (factor de distribución  $K^r$  vueltas/metro) del rotor. Obsérvese que los devanados del estator, en el modelo a-b, son exactamente iguales a los tres devana

dos del estator de la máquina trifásica original, ocurriendo lo mismo para los devanados del rotor a-b y de la máquina trifásica.



(fig. 4).- Modelo bifásico, a-b, de la máquina de inducción.

Las variables trifásicas pueden transformarse en un conjunto equivalente de variables bifásicas, usando la transformación  $\alpha$ - $\beta$ - $\gamma$ , a a-b. Puesto que las cantidades trifásicas aparecen tanto en el estator como en el rotor de la máquina de



inducción verdadera, la transformación ha de desarrollarse de manera que incluya ambos tipos de variables. Entonces, -- las corrientes trifásicas se transformarán de acuerdo a la ecuación matricial:

$$i_{ab}^{sr} = A_{ab}^{sr} \cdot \alpha\beta\gamma \cdot i_{\alpha\beta\gamma}^{sr}, \text{ donde} \quad \text{-----}(14)$$

$$i_{ab}^{sr} = \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_a^r \\ i_b^r \end{bmatrix} \quad i_{\alpha\beta\gamma}^{sr} = \begin{bmatrix} i_\alpha^s \\ i_\beta^s \\ i_\gamma^s \\ i_\alpha^r \\ i_\beta^r \\ i_\gamma^r \end{bmatrix} \quad \text{-----}(15)$$

Y la matriz de transformación completa viene dada por:

$$A_{ab, \alpha\beta\gamma}^{sr} = 2/3 \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad \text{----}(16)$$

Las variables de tensión se transforman también mediante una ecuación matricial semejante:

$$V_{ab}^{sr} = A_{ab, \alpha\beta\gamma}^{sr} V_{\alpha\beta\gamma}^{sr} \quad \text{-----}(17)$$

donde:

$$V_{ab}^{sr} = \begin{bmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_a^r \\ V_b^r \end{bmatrix} \quad V_{\alpha\beta\gamma}^{sr} = \begin{bmatrix} V_\alpha^s \\ V_\beta^s \\ V_\gamma^s \\ V_\alpha^r \\ V_\beta^r \\ V_\gamma^r \end{bmatrix} \quad \text{-----(18)}$$

El factor de 2/3 se introduce en la transformación de la ecuación (16) a fin de que las potencias por fase, para excitaciones compensadas sean invariantes en esta transformación.

Cada uno de los parámetros de inducción que aparecen como coeficientes de las corrientes transformadas, en las ecuaciones de equilibrio, han de multiplicarse por un factor de 3/2.

Si tuviéramos que escribir una matriz de impedancia de 6 por 6, para la máquina trifásica, y usar convenientemente la matriz de transformación  $\alpha$ - $\beta$ - $\gamma$  a a-b, de acuerdo con la matriz de impedancias de la máquina a-b:

$$Z_{ab}^s = 3/2 A_{ab,\alpha\beta\gamma}^s Z_{\alpha\beta\gamma}^s (A_{ab,\alpha\beta\gamma}^s)^t \quad \text{-----(19)}$$

Aparecería este factor de 3/2 delante de cada uno de los parámetros de inducción apropiados. Donde los parámetros del modelo de la máquina a-b son:

Resistencia de fase del estator  $R_a^s = R_b^s = R^s$

Resistencias totales de fase del rotor

$$R_a^r = R_b^r = R^r$$

Autoinducciones de fase del estator

$$L_a^s = L_b^s = 3/2 L_{\alpha\beta\gamma}^s = L^s$$

Autoinducciones de fase del estator

$$L_a^s = L_b^s = 3/2 L_{\alpha\beta\gamma}^s = L^s$$

Autoinducciones de fase del rotor

$$L_a^r = L_b^r = 3/2 L_{\alpha\beta\gamma}^r = L^r$$

Inducciones mutuas estator-rotor

$$M_{aa}^{sr} = M_{ab}^{sr} = M_{ba}^{sr} = M_{bb}^{sr} = 3/2 M_{\alpha\beta\gamma}^{sr} = M^{sr} \quad \text{-----(20)}$$

El estudio de la máquina de inducción se simplifica grandemente al transformar, posteriormente, el modelo a-b en un modelo d-q equivalente, como se indica en (fig. 5). Las variables d-q equivalentes se obtienen partiendo de las variables a-b, de acuerdo con las ecuaciones matriciales siguientes :

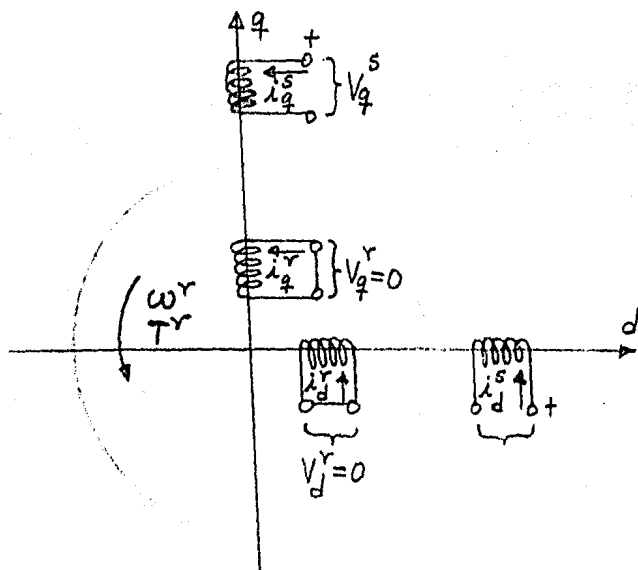
$$\begin{aligned} i_{dq}^{sr} &= A_{dq,ab}^{sr} i_{ab}^{sr} \\ V_{dq}^{sr} &= A_{dq,ab}^{sr} V_{ab}^{sr} \end{aligned} \quad \text{-----(21)}$$

donde :

$$i_{dq}^{sr} = \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \\ i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} \quad V_{dq}^{sr} = \begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \\ V_d^r \\ V_q^r \end{bmatrix} \quad \text{-----(22)}$$

Y la transformación a-b a d-q se define como :

$$A_{dq,ab}^{sr} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & \cos n\alpha & -\text{sen } n\alpha \\ 0 & 0 & \text{sen } n\alpha & \cos n\alpha \end{bmatrix} \text{-----(23)}$$



(fig. 5).- Modelo d-q equivalente de la máquina de inducción.

Los devanados de rotor y estator de la máquina d-q son -- iguales en construcción que los correspondientes en la máquina a-b, los cuales, a su vez, son idénticos a los correspondientes de la máquina trifásica original. Las ecuaciones de --

equilibrio para el modelo de máquina primitiva d-q, vienen dadas en general, por :

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \\ V_d^r \\ V_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d^s + L_d^s P & 0 & M_d^{sr} P & 0 \\ 0 & R_q^s + L_q^s P & 0 & M_q^{sr} P \\ M_d^{sr} P & G_{dq}^{rs} W^r & R_d^r + L_d^r P & G_{dq}^{rr} W^r \\ -G_{qd}^{rs} W^r & M_q^{sr} P & -G_{qd}^{rr} W^r & R_q^r + L_q^r P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \\ i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} \quad \text{---(24)}$$

La ecuación de la puerta mecánica es :

$$T^r = (JP + D) W^r + T_e \quad \text{-----(25)}$$

donde el par de origen eléctrico es :

$$T_e = - P_e / W^r$$

y después de algunas transformaciones se obtiene:

$$T_e = G_{qd}^{rs} i_d^s i_q^r - G_{dq}^{rs} i_q^s i_d^r + (G_{qd}^{rr} - G_{dq}^{rr}) i_d^r i_q^r \quad \text{-----(26)}$$

El sentido positivo de  $T_e$ , es opuesto al sentido positivo supuesto para la velocidad,  $W^r$ , del rotor. Para  $T_e$  positivo, el par generado eléctricamente tendría, en la figura (Fig.5) el sentido horario, oponiéndose a la velocidad positiva  $W^r$ .

Basándose en las relaciones entre los parámetros a-b y -- los parámetros equivalentes d-q se pueden formular el siguiente resumen de resistencias y autoinducciones :

$$R_{dq}^s = R_{ab}^s = R_{\alpha\beta}^s = R^s \quad L_{dq}^s = L_{ab}^s = 3/2 L_{\alpha\beta}^s = L^s$$

$$R_{dq}^r = R_{ab}^r = R_{\alpha/\beta}^r = R^r \quad L_{dq}^r = L_{ab}^r = 3/2 L_{\alpha/\beta}^r = L^r \quad (27)$$

Las inducciones mutuas tienen las relaciones siguientes :

$$M_{dq}^{sr} = M_{q}^{sr} = M_{ab}^{sr} = 3/2 M_{\alpha/\beta}^{sr} = M^{sr} \quad (28)$$

Pueden escribirse las inductancias rotacionales, en función de las autoinducciones e inducciones mutuas como sigue :

$$\begin{aligned} G_{dq}^{rs} &= nM_{q}^{sr} = nM^{sr} & G_{dq}^{rr} &= nL_{q}^r = nL^r \\ G_{qd}^{rs} &= nM_{d}^{sr} = nM^{sr} & G_{qd}^{rr} &= nL_{d}^r = nL^r \end{aligned} \quad (29)$$

Sustituyendo las simplificaciones de las ecuaciones (27), a (29) en las cinco ecuaciones de equilibrio de la puerta, - dadas por (24) y (25), obtenemos :

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \\ V_d^r \\ V_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^s + L^s P & 0 & M^{sr} P & 0 \\ 0 & R^s + L^s P & 0 & M^{sr} P \\ M^{sr} P & nM^{sr} W^r & R^r + L^r P & nL^r W^r \\ -nM^{sr} W^r & M^{sr} P & -nL^r W^r & R^r + L^r P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \\ i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$T^r = (JP + D)W^r + nM^{sr} (i_d^s i_q^r - i_q^s i_d^r) \quad (31)$$

Ecuaciones de ligadura para Régimen Estacionario.

Los circuitos del rotor de la máquina de inducción están en cortocircuito, o con sus extremos unidos a una resistencia exterior. Si esta resistencia exterior es pura, junto con la resistencia del devanado, en general las tensiones de puerta podrán ser nulas; entonces:

$$V^r = V^r = V^r = 0 \text{ -----(32)}$$

Sustituyendo (32) en (17), obtenemos:

$$V_a^r = V_b^r = 0 \text{ -----(33)}$$

Y sustituyendo (33) en (21), las tensiones d-q en el rotor equivalente son :

$$V_d^r = V_q^r = 0 \text{ -----(34)}$$

para un funcionamiento normal de la máquina de inducción.

Las puertas del estator de la máquina trifásica se conectan frecuentemente a una fuente de tensión trifásica compensada. Las tres tensiones del estator pueden tomar por tanto la siguiente forma:

$$V^s = 2 V^s \cos \omega t$$

$$V^s = 2 V^s \cos (\omega t + 2 / 3)$$

$$V^s = 2 V^s \cos (\omega t - 2 / 3) \text{ ----- (35)}$$

Donde  $V^s$  es el valor de la amplitud de las tensiones aplicadas a las fases. De la ecuación (16) se encuentra que las excitaciones del estator bifásico equivalente son:

$$V_a^s = 2 V^s \cos \omega t$$

$$V_b^s = 2 V^s \sin \omega t \text{ -----(36)}$$

La parte del estator de la transformación a-b a d-q nos demuestra que :

$$V_d^s = V_a^s \quad V_q^s = V_b^s \quad \text{-----}(37)$$

Siendo constante la velocidad, todas las variables d-q dependientes del tiempo, son funciones sinusoidales de la frecuencia de excitación W. Empleando la notación compleja, todos los operadores  $P = d/dt$  se pueden remplazar rigurosamente por el operador  $jW$ .

Las representaciones complejas de las excitaciones del estator, dadas por la ecuación (37) se toman como :

$$V_d^s = jV_a^s \quad V_q^s = V_b^s \quad \text{-----}(38)$$

Las corrientes estacionarias compensadas, de frecuencia W producen un campo magnético giratorio en el entrehierro con frecuencia angular  $W/n$ , donde n es el número de pares de polos establecido por los devanados del estator. La velocidad angular del campo magnético giratorio  $W/n$ , se denomina velocidad de sincronismo de la máquina, definida por:

$$W_s = W/n \quad \text{-----}(39)$$

En función de la velocidad de sincronismo, se define el deslizamiento de la máquina como :

$$S = (W_s - W^r) / W_s \quad \text{-----}(40)$$

donde;

$W^r$  = Velocidad angular del rotor

S = Una cantidad sin dimensiones llamada deslizamiento.



La velocidad  $W^r$  viene dada, en función del deslizamiento, por la ecuación :

$$W^r = (1-S) W_s = (1-S) W/n \quad \text{-----}(41)$$

Sustituyendo (41) en (30), se obtiene :

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^s + jW L^s & 0 & jW M^{sr} & 0 \\ 0 & R^s + jW L^s & 0 & jW M^{sr} \\ jW M^{sr} & W M^{sr}(1-S) & R^r + jW L^r & W L^r(1-S) \\ -W M^{sr}(1-S) & jW M^{sr} & -W L^r(1-S) & R^r + jW L^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^s \\ I_q^s \\ I_d^r \\ I_q^r \end{bmatrix} \quad \text{-----}(42)$$

Que son las ecuaciones de equilibrio en Régimen Estacionario sinusoidal, para las cuatro puertas eléctricas.

La ecuación (31) da el valor instantáneo del par generado eléctricamente como :

$$T_e = nM^{sr} (i_d^s i_q^r - i_q^s i_d^r) \quad \text{-----}(43)$$

Si todas las corrientes son funciones sinusoidales del tiempo, el valor medio de  $T_e$  viene dado por :

$$T_{e, \text{avg}} = \text{Re} (nM^{sr} (I_d^s I_q^{r*} - I_q^s I_d^{r*})) \quad \text{-----}(44)$$

Donde Re indica que solo se considera la parte real de la expresión compleja, y el asterisco significa el conjugado de el término de corriente compleja.

La transformación de componentes simétricas bifásicas, para las tensiones del estator viene dada por la siguiente ecuación matricial :

$$V_{+-}^S = A_{+-,dq}^S V_{dq}^S \quad \text{-----(45)}$$

Las matrices de tensión en la ecuación anterior son :

$$V_{dq}^S = \begin{bmatrix} V_d^S \\ V_q^S \end{bmatrix} \quad \text{-----(46)}$$

$$V_{+-}^S = \begin{bmatrix} V_+^S \\ V_-^S \end{bmatrix} \quad \text{-----(47)}$$

Las dos ecuaciones anteriores están compuestas por cantidades complejas. La transformación se define en función de cantidades complejas, y se denomina generalmente transformación compleja.

La matriz de transformación de componentes simétricas, para las cantidades del estator se define por :

$$A_{+-,dq}^S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad \text{-----(48)}$$

Puede aclararse el significado de la transformación de componentes simétricas, por medio de una sencilla aplicación a las tensiones de puerta del estator, directa y en cuadratura dadas en forma compleja por las ecuaciones (38).

Escribiendo en componentes la transformación dada por la-

matriz (45), obtenemos para las tensiones (+ -) del estator:

$$V_+^s = 1/\sqrt{2}(V_d^s + jV_q^s) \quad V_-^s = 1/\sqrt{2}(V_d^s - jV_q^s) \quad \text{-----}(49)$$

Y sustituyendo la ecuación (38) en los segundos miembros de la (49) se obtiene:

$$V_+^s = j/\sqrt{2}(V_d^s + V_q^s) \quad V_-^s = j/\sqrt{2}(V_d^s - V_q^s) \quad \text{-----}(50)$$

Si sucediera que las magnitudes de las tensiones sinusoidales fueran iguales o compensadas, es decir, que  $V_d^s = V_q^s = V^s$ , tendríamos :

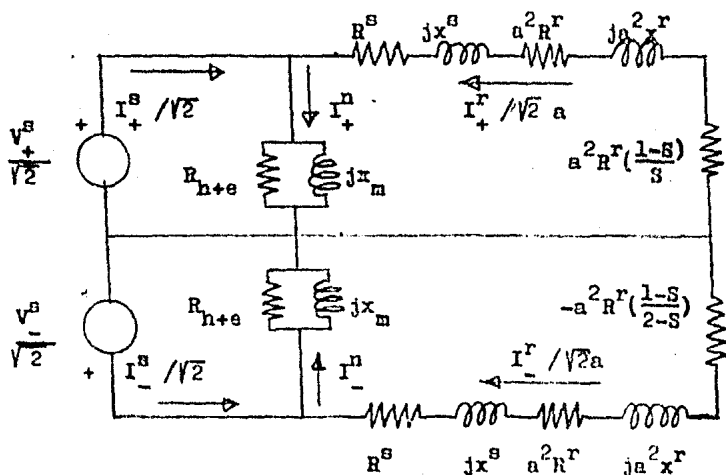
$$V_+^s = j\sqrt{2} V^s \quad \text{y} \quad V_-^s = 0 \quad \text{-----}(51)$$

Las excitaciones compensadas dan lugar a un campo magnético giratorio uniforme en el sentido angular positivo, razón por la que la variable de tensión (+) se denomina tensión de secuencia positiva, y la variable (-), tensión de secuencia negativa.

Como se observa en (51), para una excitación compensada que dé por resultado un campo giratorio uniforme en el sentido positivo, solamente existirán los términos de secuencia positiva.

### 1.3.- Características de Funcionamiento en Régimen Permanente.

Puesto que el motor de inducción tiene ciertas semejanzas con un transformador ordinario con el devanado del secundario cortocircuitado se puede estructurar un circuito equivalente para cada fase del motor de inducción (fig. 6).



(fig. 6).- Circuito equivalente con flujo mutuo e inductancia de fugas, para una fase de la máquina de inducción, referido al estator.

donde :

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \text{Constante de relación de transformación.}$$

$R_{h+e}$  = Resistencia de pérdidas en el hierro.

$Wl^S, Wl^R$  = Reactancias de fuga del estator y del rotor.

Y éstas reactancias se pueden definir como:

$$X^S = Wl^S \quad \text{y} \quad X^R = Wl^R \quad \text{respectivamente.}$$

$Wm^{SR}$  = Reactancia magnetizante.

Obsérvese que todos los parámetros del rotor tienen la -- relación de transformación elevada al cuadrado, y están, por tanto, referidas al estator.

El par de origen eléctrico por fase se haya a partir de -- la relación:

$$T_{e\phi} = - \frac{NP_{e\phi}}{(1-S)W} \quad \text{-----(52)}$$

Donde la potencia desarrollada por fase,  $P_{e\phi}$ , se obtiene partiendo del circuito aproximado (fig. 6), como la potencia disipada en el elemento de resistencia dada por :

$a^2 R^R (1-S)/S$  y  $-a^2 R^R (1-S)/(2-S)$ , y, por tanto, la potencia desarrollada por fase es :

$$P_{e\phi} = \frac{R^R(1-S)}{S} \left( \frac{I_+^R}{\sqrt{2}} \right)^2 - \frac{R^R(1-S)}{2-S} \left( \frac{I_-^R}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (53)$$

Sustituyendo (53) en (52), se obtiene :

$$T_{e\phi} = - \frac{nR^R}{SW} \left( \frac{I_+^R}{\sqrt{2}} \right)^2 + \frac{nR^R}{(2-S)W} \left( \frac{I_-^R}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (54)$$

Si el par eléctrico,  $T_{e\phi}$ , es positivo, dicho par se generará en el sentido angular negativo, mientras que si  $T_{e\phi}$  es negativo, se generará en el sentido angular positivo.

Del circuito de la (fig.6) se obtiene :

$$\frac{I_+^R}{\sqrt{2} a} = \frac{-V_+^S / \sqrt{2}}{(R^S + a^2 R^R / S) + j(x^S + a^2 x^R)}$$

$$\frac{I_-^R}{\sqrt{2} a} = \frac{-V_-^S / \sqrt{2}}{(R^S + a^2 R^R / (2-S)) + j(x^S + a^2 x^R)} \quad (55)$$

Y al sustituir los cuadrados de las magnitudes de estas corrientes (55) y (50) en (54), darán como par eléctrico generado por fase :

$$T_{e\phi} = - T_{e\phi}^+ + T_{e\phi}^- \quad (56)$$

donde :

$$T_{e\phi}^+ = \frac{n(a^2 R^R / S)(V_d^S + V_q^S)^2}{4W((R^S + a^2 R^R / S)^2 + (x^S + a^2 x^R)^2)} \quad (57)$$

$$T_{e\phi}^- = \frac{n(a^2 R^r / (2-S)) (V_d^s - V_q^s)^2}{4W \left\{ (R^r + a^2 R^r / (2-S))^2 + (x^s + a^2 x^r)^2 \right\}} \text{-----(58)}$$

Ambas ecuaciones representan el valor medio del par de --  
origen eléctrico para una fase.

### 1.3.- Análisis en Régimen Transitorio.

En esta sección estudiaremos la respuesta transitoria de la máquina, para un movimiento incremental en el entorno de la condición de funcionamiento normal. Presentaremos entonces, una técnica gráfica para indicar cómo puede predecirse un funcionamiento transitorio no incremental. Se puede simplificar grandemente el estudio de los transitorios, suponiendo que los transitorios eléctricos son mucho más rápidos que los mecánicos y que, por tanto, las variables de la parte eléctrica alcanzan siempre sus valores de régimen estacionario, antes de que tenga lugar cualquier cambio mecánico.

El circuito equivalente, correspondiente al estado estacionario sinusoidal (fig. 7) puede aplicarse, por tanto, para determinar corrientes, potencias y pares, todos como funciones del tiempo.

Si la velocidad de la máquina varía con el tiempo, también el deslizamiento,  $S$ , cambiará con este parámetro, por lo que las resistencias de salida en la (fig. 7) son funciones del tiempo, como consecuencia de su dependencia del deslizamiento. En cada instante, los parámetros del circuito son conocidos y puede calcularse la magnitud de las corrientes.

Puesto que la parte eléctrica de la máquina se encuentra siempre en estado estacionario, el par de origen eléctrico dado por :

$$T_{e\phi} = - T_{e\phi}^+ + T_{e\phi}^-$$



actúa sobre la parte mecánica de la máquina, durante el intervalo del transitorio. Cuando la excitación es compensada, el par de secuencia positiva, generado por fase, viene dado por :

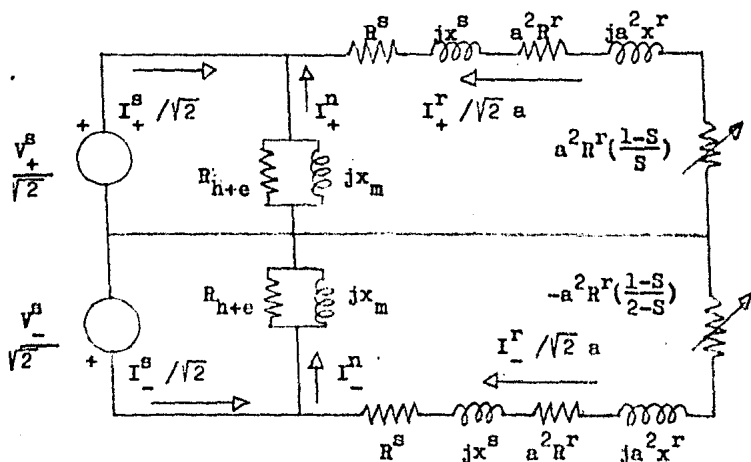
$$T_{e0}^+ = \frac{na^2 R^r (V^s)^2 / SW}{(R^s + a^2 R^r / S)^2 + (x^s + a^2 x^r)^2}$$

Si el numerador y el denominador se multiplican por  $S^2$ , - el par total de origen eléctrico por fase se transforma en:

$$T_{e0} = - T_{e0}^+ + T_{e0}^- = - \frac{na^2 R^r S (V^s)^2 / w}{(SR^s + a^2 R^r)^2 + S^2 (x^s + a^2 x^r)^2}$$

siendo  $T_{e0}^- = 0$ .

Para pequeños valores positivos del deslizamiento, la máquina actúa, muy aproximadamente, como un dispositivo de velocidad constante, sobre un amplio intervalo de par generado.



(fig. 7).- Circuito equivalente Aproximado, para una fase de la máquina de inducción referido al estator.

La ecuación de equilibrio para la puerta mecánica viene dada en general po :

$$(JP + D)W^r + vT_{e\phi} = T^r$$

donde:  $v$ = número de fases de la máquina.

$J$ = momento de inercia total del eje.

$D$ =coeficiente total de ventilación.

$T^R$  = par aplicado exteriormente al eje.

La velocidad en función del deslizamiento es :

$$W^R = (1-S) \frac{W}{n} , \text{ de modo que } pW^R = - \frac{W}{n} pS$$

Sustituyendo en la ecuación de equilibrio para la puerta mecánica, tenemos :

$$- \frac{W}{n} J_p S + \frac{W}{n} D (1-S) - vkS = T^R$$

expresión que constituye la ecuación de equilibrio mecánico en función del deslizamiento, válida en las proximidades de la región de funcionamiento normal.

Durante la operación incremental de la máquina es muy -- conveniente suponer que cada variable está formada por una parte constante, correspondiente al régimen estacionario, -- más una pequeña parte dependiente del tiempo. Entonces suponiendo un par de carga pasiva, que se opone a la velocidad positiva, tenemos :

$T^R(t) = - T^R_o - T^R_l(t)$  ; de manera análoga el deslizamiento quedaría como:

$$S(t) = S_o + S_l(t)$$

Sustituyendo estas ecuaciones en la anterior, obtenemos -- una ecuación de equilibrio para el régimen estacionario que define el punto de funcionamiento y una ecuación diferencial incremental, que define el movimiento en un entorno de dicho punto de funcionamiento, finalmente llegamos a :

$$\frac{W}{n} D(1-S_0) + T_0^R = vkS_0$$

esta ecuación del régimen estacionario iguala simplemente el par de ventilación más el par de carga, al par de origen -- eléctrico; asimismo tenemos que:

$$\frac{W}{n} Jp + \left( \frac{W}{n} D + vk \right) S_1 = T_1^R (t)$$

es una ecuación diferencial lineal de primer orden, que describe como varía el deslizamiento alrededor del deslizamiento,  $S_0$ , del punto de funcionamiento.

Si el par de carga se incrementara repentinamente, en un valor  $T_1^R$ , en el instante  $t=0$ ; entonces  $T_1^R (t) = T_1^R u(t)$ , -- por lo tanto:

$$S_1(t) = \frac{T_1^R}{(W/n) D + vk} (1 - e^{-t/r}) u(t)$$

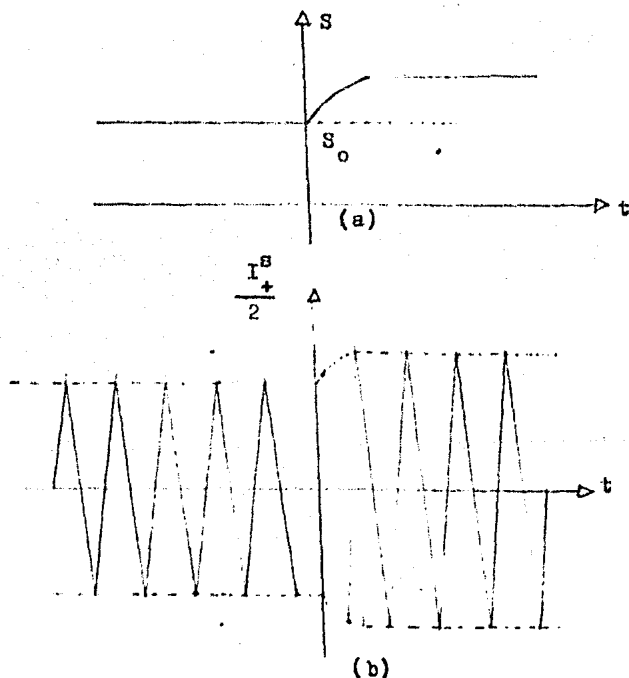
donde;  $r = \frac{J}{D + nvk / W}$  segundos.

La (fig.8) representa el deslizamiento total, en función del tiempo. Para  $t = 0$ ,  $S = S_0$ . Después de aplicar el incremento del par de carga, el deslizamiento del par de carga, -- el deslizamiento aumenta exponencialmente, hasta alcanzar -- un valor ligeramente mayor.

De la figura (fig. 7) podemos ver que, cuando  $S$  aumenta, la resistencia de salida,  $a^2 R^R (1-S)/S$ , disminuye de valor,

por lo que aumentará exponencialmente la corriente de fase del estator,  $I_+^S / \sqrt{2}$ , como se indica en (fig.8).

Puesto que el deslizamiento es una función conocida del tiempo, se podrá calcular en cada instante la magnitud de las corrientes en el circuito equivalente.



(fig.8).- a).- El deslizamiento como función del tiempo, cuando a una máquina de inducción se aplica un incremento escalón del par de carga.

b).- Corriente de fase en el estator, al aplicar dicha variación en el par de carga.

## CAPITULO II.

### DESCRIPCION DE LOS TABLEROS DIDACTICOS.

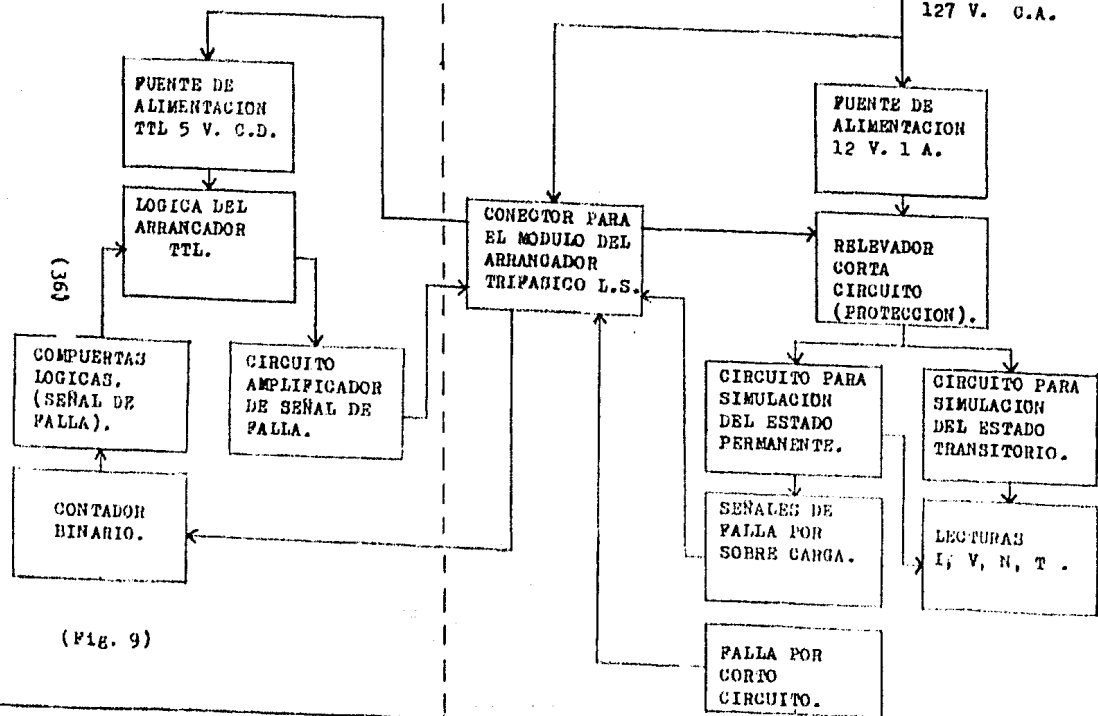
## 2.1.- Diagrama de bloques de los tableros.

Por medio del diagrama de bloques que presentamos a continuación se pretende que el lector se familiarice con los elementos que integran cada módulo de los Tableros Didácticos; asimismo, dar un panorama general de su implementación total, la cual se analizará detalladamente en el siguiente capítulo.

Este diagrama de bloques (fig. 9) representa el módulo - que simula al Motor de Inducción tipo Jaula de Ardilla, acoplado al módulo que simula al Arrancador Trifásico Line -- Starter. Indicándose además, con segmentos dirigidos la dirección de las señales y excitaciones como se tienen en la realidad, a través del elemento conector localizado en el módulo del Motor.

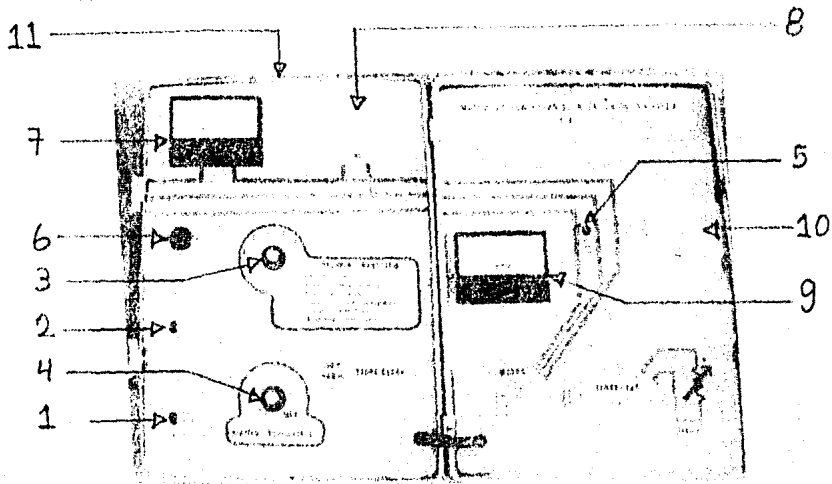
MODULO DEL ARRANCADOR  
TRIFASICO LINE STARTER

MODULO DEL MOTOR DE INDUCCION  
TIPO JAULA DE ARDILLA C.A.



(Fig. 9)





The diagram illustrates the internal components of a portable electronic device, possibly a radio or a small computer. The left side shows a power source (11) connected to a control panel (7) and two indicator lights or sensors (3 and 4). The right side features a main processing or output unit (9) and a speaker or antenna (5). The central hinge (8) allows the device to be folded into a compact form. The large arrow (10) indicates the direction of operation or signal flow.

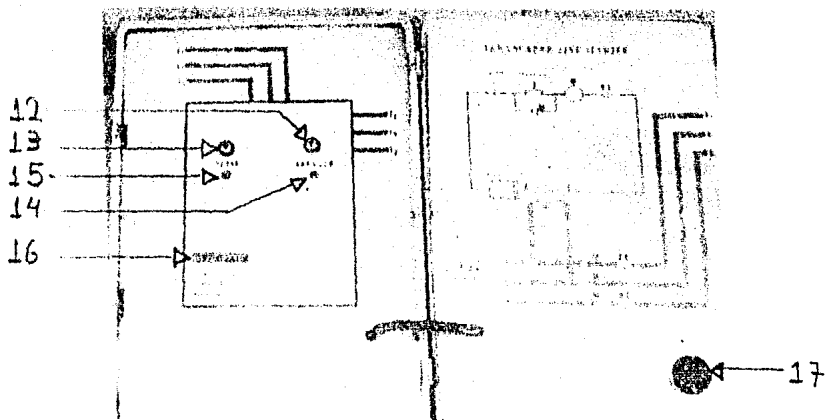
10. - Details of the lamp and its connections.

11. - Details of the lamp and its connections.

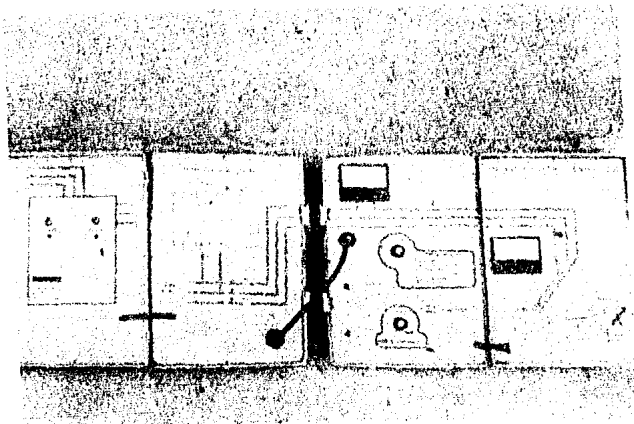
12. - Details of the lamp and its connections.

13. - Details of the lamp and its connections.

14. - Details of the lamp and its connections.



16. - Indicar los lugares de colocación de los cables.  
 17. - Presentar receptos para colocar el material del cable.



18. - Describir, como se recibe del material del  
 cable que debe ser colocado en el Armador.

**CAPITULO III.**

**IMPLEMENTACION ELECTRONICA DE LOS TABLEROS DIDACTICOS.**

El diseño y funcionamiento de los tableros didácticos -- están basados en pruebas con un motor real, cuyas caracte-- rísticas están anotadas en el módulo correspondiente.

Dichas pruebas se realizaron en el laboratorio de Máqui-- nas Eléctricas de esta facultad.

### 3.1.- MODULO DEL MOTOR DE INDUCCION TIPO JAULA DE ARDILLA.

(C.A.)

Este módulo funciona en base a dos circuitos implementa-- dos en una misma tableta. Los circuitos corresponden a la -- simulación del Régimen Transitorio y Régimen Permanente, -- respectivamente. El tipo de régimen se selecciona por medio de un interruptor "B" de 4 polos-2 tiros (fig. 15).

La medición de las variables I,V,N,T, están sensadas por volmetros, ya que se convino en representarlas en función - de voltajes.

Como primer circuito tenemos una fuente de alimentación-- que proporciona energía a todo el módulo en cualquier tipo-- de simulación según el caso.

La fuente de alimentación está integrada por un transfor-- mador de entrada con una relación de 127V en el primario y 12V en el secundario con una capacidad de 1A, seguido de un circuito rectificador de onda completa tipo puente.

Además se utiliza un filtro "C", con entrada por conden-- sador el cual nos da un factor de rizo de 3.96% (Aprox).

Por último a la salida del filtro "C" se acopló un regu-- lador de voltaje de la serie LM-340, con una salida de 12V,

1.3. El sistema de arranque, básicamente de esta manera, se conecta al regulador de la fuente de alimentación (D.B.) que nos suministra la energía para el arranque.

A la salida de la Fuente de alimentación, se conectó otro regulador de voltaje de la serie 13-140, con una salida de 50 (D.B.) regulador para 140 V., en cuyo caso como salida de arranque cuando se pasa al Régimen Permanente. De este modo y a través del elemento conector activa el circuito de protección localizada en el módulo del Arrancador de acuerdo al porcentaje de sobrecarga. Anterior a la energía que sale de la Fuente es controlada por un interruptor general "A".



## SIMULACION DEL REGIMEN TRANSITORIO.

El aspecto fundamental que se observa cuando una máquina eléctrica se encuentra bajo estas condiciones de trabajo es el valor que adquieren momentáneamente las variables, siendo el caso mas significativo el de la corriente, la cual -- alcanza por un corto tiempo un valor varias veces mayor al nominal.

Este fenómeno se presenta principalmente cuando hay cambios bruscos en las condiciones de trabajo de la máquina, - cuya causa puede ser la variación del par desarrollado.

El circuito para la simulación en Régimen Transitorio -- incluye cinco pasos que muestran los puntos de operación en los que es mas notoria la variación momentánea de las variables. Esta secuencia se detalla a continuación :

- 0.- MOTOR APAGADO.
- 1.- ARRANQUE EN FRIO Y EN VACIO.
- 2.- CONDICIONES NOMINALES.
- 3.- SE QUITA LA CARGA REPENTINAMENTE.
- 4.- SE DA CARGA REPENTINA.
- 5.- ARRANQUE A PLENA CARGA.

Los elementos que intervienen en este circuito estan implementados como sigue, según la variable a medir:

CORRIENTE (I).

- 0.- No hay conexiones ni elementos excitados.

1.- En este paso se requiere un efecto transitorio, el que se logra por medio de un transistor  $Q_1$  (2A92, NPN) gobernado por una "doble" polarización en la base. Una de ellas nos proporciona una salida instantánea que corresponde al valor "pico" que adquiere la corriente en el momento de arrancar el motor, la segunda polarización de base nos da una salida menor que corresponde al valor de estabilización de la corriente para estas condiciones de trabajo.

En esta polarización el intervalo de tiempo entre el valor "pico" y el valor de estabilización se logra por medio de un circuito RC, en donde al llegar el capacitor  $C_3$  al máximo valor de voltaje éste varía la salida del transistor  $Q_1$ , en un tiempo de 2 seg. (Aprox).

En este paso se obtienen las lecturas:

$I(\text{pico}) = 100A.$

$I(\text{estabilización}) = 8A.$

2,3,4.- Cuando el motor opera en estos pasos las variaciones que se observan en la corriente solotienen a tomar el valor que corresponde; pues se supone el motor previamente en marcha.

De acuerdo a lo anterior, los valores que toma la corriente se logran por medio de tres pares de resistencias, un par para cada paso.

Las lecturas son:

$I = 14.2A, 8A, 20A.$

Respectivamente.



5.- El circuito que compone este paso es de una configuración similar al correspondiente del primer paso, solo que en  $Q_2$  existe una diferencia en los valores de la polarización de base; dándose el efecto transitorio en un tiempo de 2 seg. (Aprox).

Las lecturas son:

$I(\text{pico}) = 200A.$

$I(\text{estabilización}) = 14.2A.$

Tanto en el paso 1 como en el paso 5, es necesario conectar con tierra los capacitores  $C_3$  y  $C_4$  inmediatamente después de haber hecho la simulación que corresponde con el fin de evitar un voltaje almacenado en ellos que bien podría variar el efecto transitorio deseado.

Por otra parte los diodos  $D_5$  y  $D_6$  se utilizan como elementos aisladores de las diferentes lecturas.

VELOCIDAD (N), PAR (T), VOLTAJE (V).

1, 2, 3, 4, 5.- Debido a la naturaleza de las variables que nos ocupan, cuando operamos un motor eléctrico en la secuencia descrita, éstas solo toman valores apropiados a las condiciones impuestas de trabajo; por lo tanto aquí no se presenta el efecto transitorio como en el caso de la corriente.

Estas lecturas se logran con grupos de resistencias dispuestas como se ve en el diagrama (fig. 14), y son:

$N = 1800, 1760, 1800, 1550, 1760, (\text{RPM}).$

$T = 2.5, 17.1, 2.5, 22.5, 17.1 \text{ lb.} \cdot \text{pie}.$

V= 220V. (C.A.), en los cinco pasos.

Respectivamente.

La simulación en Régimen Transitorio está controlada por una llave giratoria de 4 polos-5 tiros, (fig. 15).

#### SIMULACION DEL REGIMEN PERMANENTE.

Este circuito esta diseñado en base al funcionamiento de el motor eléctrico en Régimen Permanente, abarcando valores del par desarrollado que van desde el motor en vacío hasta el valor de par máximo que corresponde al rotor bloqueado.

La finalidad de esto es mostrar de que manera aumentan o disminuyen las variables, según el caso, cuando hay un aumento gradual de la carga acoplada a la máquina.

Esta simulación incluye 10 lecturas para cada variable - I, N, T, V, respectivamente; las cuales son suficientes para obtener la característica gráfica del funcionamiento de éste motor eléctrico.

Partiendo del hecho de que las lecturas que se desean -- obtener son fijas, pues no presentan efectos especiales como en el caso del Régimen Transitorio, éstas se logran por medio de grupos de resistencias calibradas que nos darán como resultado puntos específicos del funcionamiento.

Además se han seleccionado dos valores de corriente que corresponden al 150% (lectura 7) y 490% (lectura 8) de sobrecarga, indicados en la llave que controla el Régimen --

Permanente (variación del par), los que activarán el circuto de protección en el módulo del Arrancador despues de un tiempo fijado de 3 min. y 15 seg., respectivamente.

La simulación del Régimen Permanente esta controlada por una llave de 5 polos-12 tiros, cuya implementación se muestra en la (fig. 15).

#### ACCESORIOS.

Otro elemento que integra el módulo del Motor es un conector de 8 terminales cuya finalidad es la de reunir las señales necesarias para el funcionamiento del módulo del -- Arrancador.

Asimismo existe un relevador "C" excitado con una señal de 6V, 100mA. (C.D.), el cual actúa como "corta circuito" - en caso de presentarse alguna falla (sobre carga ó corto -- circuito). Este dispositivo recibe la señal desde el módulo del Arrancador a travez del elemento conector detallado -- anteriormente.

Finalmente se tiene un interruptor unipolar conectado a tierra en uno de sus extremos que nos proporciona la señal de falla por corto circuito "V", quien activará inmediatamente el circuito de protección localizado en el módulo del Arrancador, igualmente a travez del elemento conector.

La implementación de estos accesorios se muestra detalladamente en las figuras (fig. 14) y (fig. 15).

El módulo que simula el Motor de Inducción tipo Jaula de Ardilla puede operar aún sin tener acoplado el módulo del -

Arrancador; solo que de esta manera se tendria el caso de -  
un motor eléctrico desprovisto de un sistema de protección,  
y por consiguiente estará en condiciones de un gran riesgo,  
incluso su destrucción.

## COMPONENTES DEL CIRCUITO (POR SECCIONES).

### FUENTE DE ALIMENTACION:

$T_1$  = Transformador 127 v.- 12 V. , 1 A.

$D_1, D_2, D_3, D_4$  = Diodos de silicio BY-127.

$C_1, C_2$  = Capacitores 1500 uf, 25 V.

LM-340-12 = Regulador de voltaje integrado, 1500 mA., 12 V.

LM-340-5 = Regulador de voltaje integrado, 1500 mA., 5 V.

A = Interruptor unipolar 1P-1T.

B = Interruptor 4P-2T.

C = Relevador miniatura, 6 V., 100 mA. (C.D.).

tipo RA 400006, SCHRACK.

### REGIMEN TRANSITORIO:

$R_1$  = Preset 100K.

$R_2$  = 390K.

$C_3$  = Capacitor 22 uf, 25 V.

$R_3$  = Preset 10K.

$R_4$  = 2.2K.

$R_5$  = 330K.

$R_6$  = 1.2K.

$D_5$  = Diodo de silicio BY-127.

$Q_1$  = Transistor 2A92C, NPN.

$R_7$  = Preset 100K.

$R_8$  = 180K.

$C_4$  = Capacitor 22 uf, 25 V.

$R_9$  = Preset 10K.  
 $R_{10}$  = 560K+ 560K.  
 $R_{11}$  = 680K.  
 $R_{12}$  = 1.2K.  
 $Q_2$  = Transistor 2A92C, NPN.  
 $D_6$  = Diodo de silicio BY-127.  
 $R_{13}$  = 15K.  
 $R_{14}$  = 47K.  
 $R_{15}$  = 39K.  
 $R_{16}$  = 150K.  
 $R_{17}$  = 27K.  
 $R_{18}$  = 68K.  
 $R_{19}$  = 120R.  
 $R_{20}, R_{23}, R_{30}$  = 100R.  
 $R_{21}$  = 4.7K.  
 $R_{22}$  = 10K.  
 $R_{24}$  = 680R.  
 $R_{25}, R_{26}, R_{29}$  = 220R.  
 $R_{27}, R_{28}, R_{31}$  = 2.2K.  
 $R_{32}$  = Preset 1K.

REGIMEN PERMANENTE:

$R_1, R_{46}$  = 150R.  
 $R_2, R_{15}$  = Preset 100R.  
 $R_3$  = Preset 22K.  
 $R_4, R_{10}, R_{21}, R_{31}$  = 220R.  
 $R_5, R_{11}, R_{27}$  = Preset 2.2K.

$R_6 = 150K.$

$R_7, R_{43} = \text{Preset } 47K.$

$R_8, R_{36}, R_{42}, R_{53} = \text{Preset } 470R.$

$R_9, R_{17}, R_{18}, R_{23}, R_{28}, R_{33}, R_{35}, R_{40}, R_{41}, R_{45}, R_{52}, R_{55}$   
 $= \text{Preset } 4.7K.$

$R_{13}, R_{20}, R_{24}, R_{30}, R_{34}, R_{51} = \text{Preset } 100K.$

$R_{12} = 68K.$

$R_{14}, R_{25}, R_{26}, R_{47} = 100R.$

$R_{16}, R_{39}, R_{44} = 6.8K.$

$R_{29} = 68K.$

$R_{22}, R_{32}, R_{48}, R_{50} = \text{Preset } 1K.$

$R_{38} = \text{Preset } 50K.$

$R_{37} = 12K.$

$R_{49} = 1.8K.$

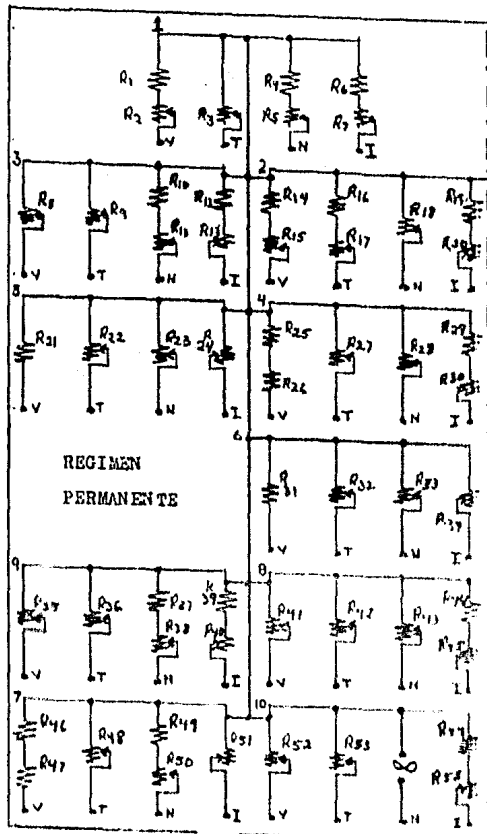
$R_{54} = 4.7K.$

$R_{19} = 100K.$

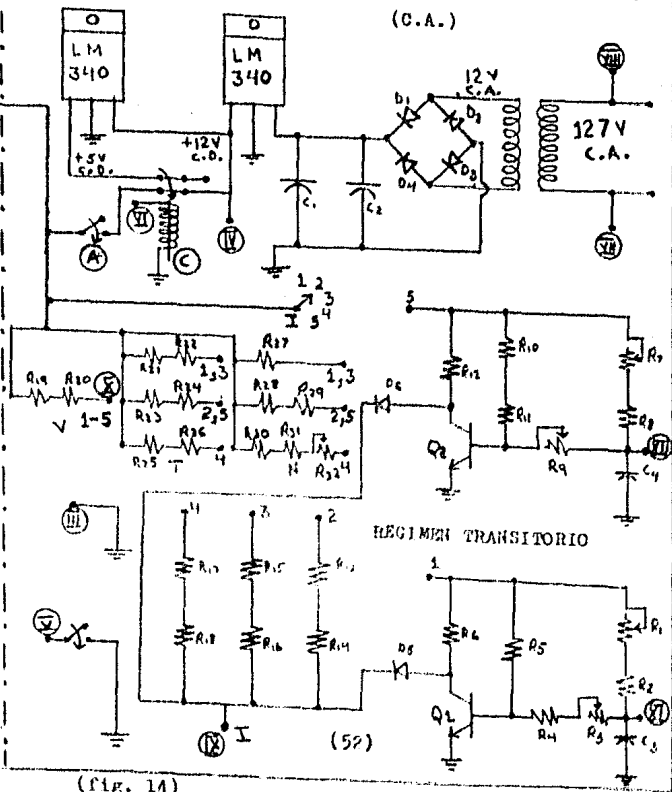
"v" = Interruptor unipolar sencillo.

Elemento conector de 8 terminales.

Toma corriente (interlock).

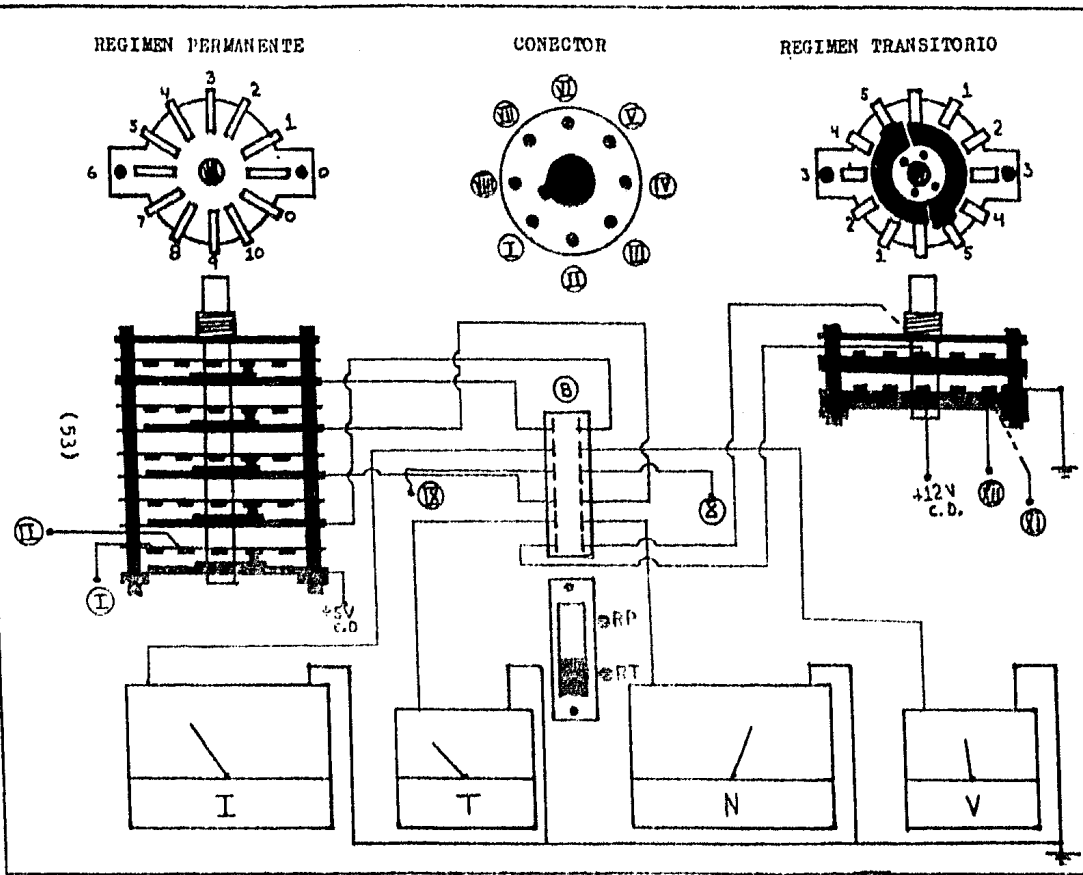


MODULO DEL MOTOR DE INDUCCION TIPO JAULA DE ARDILLA. (C.A.)

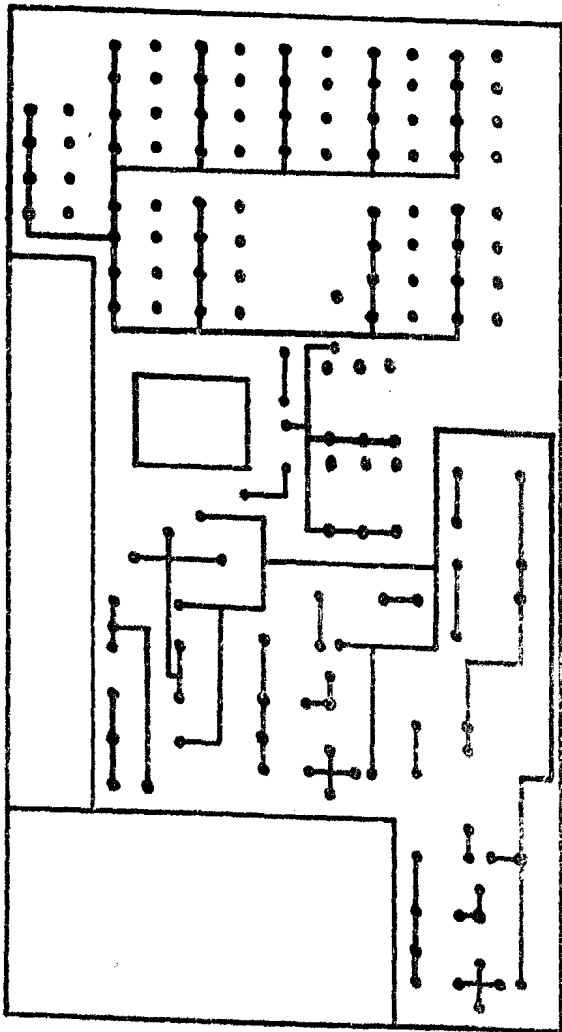


(Fig. 14)





(fig. 15)



(54)

(246-16)

(fig. 16).- Circuito impreso del Módulo del Motor de Inducción.

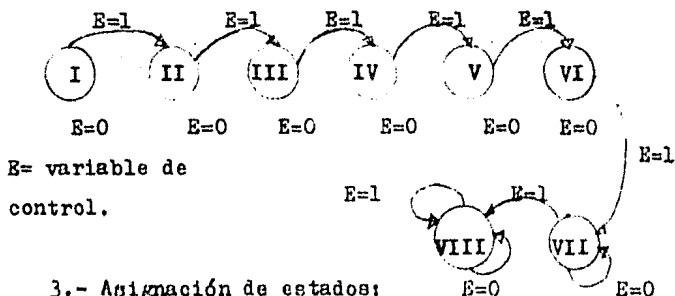
### 3.2.- MODULO DEL ARRANCADOR TRIFASICO LINE STARTER.

Diseño del contador.

Para el diseño de este contador se tienen los 7 puntos -- siguientes:

1.- Diseño de un contador que cuente de 0 a 7, y que cuando llegue a 7 permanezca en este estado (conocer el problema en su totalidad).

2.- Descripción gráfica del problema:



3.- Asignación de estados:

Estado.	Variables de Estado.		
	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>0</sub>
I	0	0	0
II	0	0	1
III	0	1	0
IV	0	1	1
V	1	0	0
VI	1	0	1
VII	1	1	0
VIII	1	1	1

4.- Tabla de transición de estados de acuerdo al valor de la variable de control "E".

Estado Inicial.	Estado Final.	
	E= 1	E= 0
I	II	I
II	III	II
III	IV	III
IV	V	IV
V	VI	V
VI	VII	VI
VII	VIII	VII
VIII	VIII	VIII

5.- Tabla de transición con las variables  $Q_0, Q_1, Q_2$ .

$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	E=0			E=1		
			$Q_2^*$	$Q_1^*$	$Q_0^*$	$Q_2^*$	$Q_1^*$	$Q_0^*$
0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	1	0	1	0
0	1	0	0	1	0	0	1	1
0	1	1	0	1	1	1	0	0
1	0	0	1	0	0	1	0	1
1	0	1	1	0	1	1	1	0
1	1	0	1	1	0	1	1	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1

6.- Implementación con FLIP-FLOP J-K, y simplificando las ecuaciones de estado por medio de mapas de Karnaugh se tiene:

		$Q_1 Q_0$			
		00	01	11	10
$E Q_2$	0	0			
	1	1*	*1	*0	1*
	0	0			
	1	1*	*1	*1	1*

Para  $J_0 - K_0$   
 $J_0 = E$   
 $K_0 = EQ_1 + EQ_2$

		$Q_1 Q_0$			
		00	01	11	10
$E Q_2$	0	0			
	1	0*	1*	*0	*0
	0	0*	1*	*1	*0
	1	0*	1*	*1	*0

Para  $J_1 - K_1$   
 $J_1 = EQ_0$   
 $K_1 = EQ_0 Q_2$

		$Q_1 Q_0$			
		00	01	11	10
$E Q_2$	0				
	1	*0	*0	*0	*0
	0	0*	0*	1*	0*
	1				

Para  $J_2 - K_2$   
 $J_2 = EQ_0 Q_1$   
 $K_2 = 0$

7.- Construcción, con compuertas NOR, NAND.e INVERSORES.

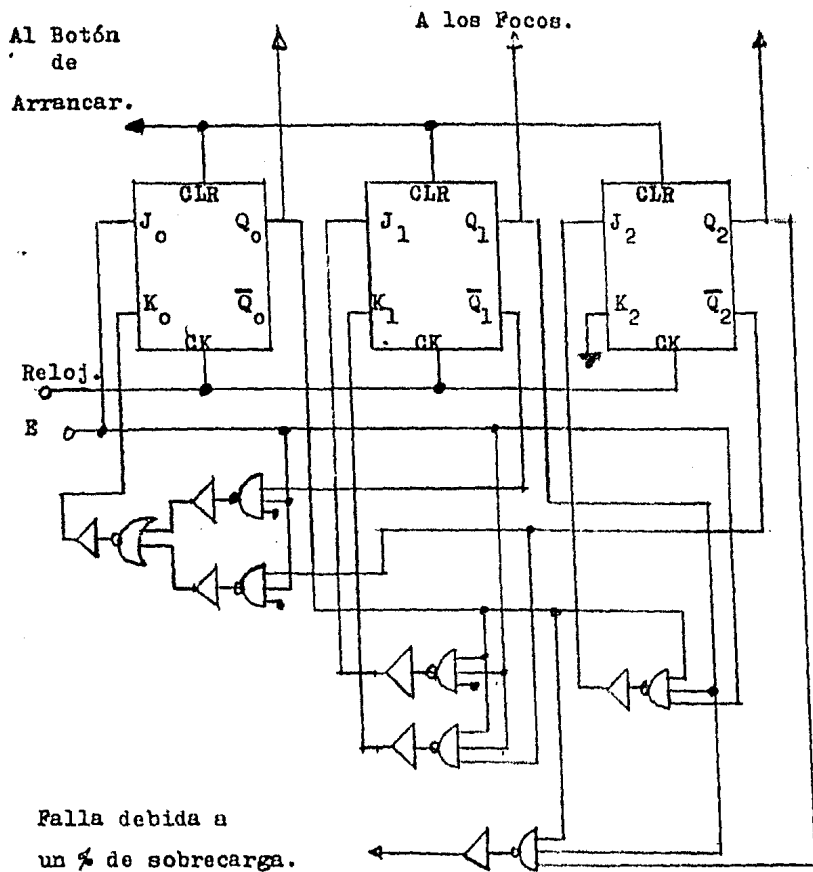
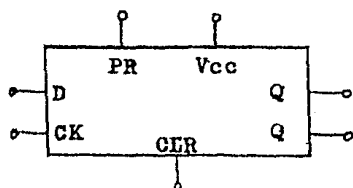


Fig. 17 Diagrama en bloques del contador.



## Lógica del Arrancador.



(Fig. 19)

Después de haber estudiado el funcionamiento de los diferentes tipos de FLIP - FLOP como son el; J-K, T, R-S y D, empleamos el F.F. tipo "D" para simular el arrancador del motor. Cuyas características son:

Si la entrada "D" se deja sin conectar (se tiene una entrada de "1" lógico por ser TTL), y el cambio de estado del F.F. de sus variables Q y  $\bar{Q}$  está determinado sólo por el -- reloj "CK" y por la señal de limpiar "CLR" (y también por la señal de PRESET "PR").

Asignación de Estados del F.F. "D" (Arrancador):

Estado # 1 "Encendido"

$$Q = 1$$

$$\bar{Q} = 0$$

$$CLR = 1$$

Esto determina que el arrancador está funcionando, que el motor trabaja y que las protecciones están listas a operar.

Estado # 2 "Apagado"

$$Q = 0$$

$$\bar{Q} = 1$$

$$CLR = 0$$



Esto nos indica que el arrancador desconectó al motor de la línea de alimentación debido a una de las siguientes causas que se pueden presentar:

a).- El operador del equipo, necesitó hacerlo y oprimió el botón manual de parar.

Esto implica mandar una señal de "0" lógico por medio -- del botón de parar, al "CLR" del F.F. "D", para cambiar su estado lógico de encendido a apagado como se indica a continuación:

$$\begin{array}{ccc} Q = 1 & & Q = 0 \\ \bar{Q} = 0 & \implies & \bar{Q} = 1 \\ CLR = 1 & & CLR = 0 \end{array}$$

Se recomienda ver las figuras ( fig. 9 y 19).

b).- La protección de corto circuito fué activada.

Esta operación es manual, y se obtiene mediante un interruptor normalmente cerrado (conectado a tierra), que al -- abrirse manda la señal de falla "1" lógico a la compuerta AND correspondiente y esta a la compuerta NOR. La compuerta NOR invierte la señal de "1" a "0" lógico y la manda al --- "CLR" del F.F. "D" para cambiar su estado de encendido a -- apagado.

c).- La protección de sobrecarga fué activada.

Esta falla es automática y se obtiene por medio de un -- contador binario.

Cuando se gira la perilla del Par "P" , en el módulo del motor del estado permanente, en la posición de la 7a. ó en-

en la 8a. lectura; se conecta la alimentación de uno de los relojes, para que éste funcione y por consiguiente el contador.

Para la 7a. lectura por ejemplo, que corresponde al ----- 150 % de sobrecarga, el reloj correspondiente trabaja proporcionando pulsos de 25.71 seg. de duración, para completar los 3 min. de protección en cuestión. La salida del contador, que la constituyen  $Q_0$ ,  $Q_1$ , y  $Q_2$  son las entradas a una compuerta NAND y su salida de ésta se invierte con un inversor, para obtener el "1" lógico que se aplica al "CLR" del F.F. "D" y cambiarle su estado.

Ver figuras (fig. 9 y 19).

La desconexión del motor de la línea de alimentación se obtiene por medio de un relevador. La señal de falla (desconexión) se obtiene de  $Q = 1$ , ésta es amplificada por medio de dos transistores y luego aplicada a la bobina de un relevador para que esta se active y abra los contactos que mantienen la alimentación.

El F.F. "D" (arrancador) no puede cambiar de estado, ni el motor puede funcionar (bobina activada), si persiste la falla.

Estado # 3 Cambio de Apagado a Encendido.

Para cambiar el estado del F.F. "D" (arrancador) y por consiguiente el del motor a encendido, se oprime el botón de arrancar. Esto requiere de las siguientes condiciones:

1.- Si el estado de apagado es por la causa del inciso "a" (Estado #2 Apagado), sólo se oprime el botón de arran

car.

2.- Si el estado de apagado es debido al inciso "b", es necesario quitar primero la falla y después oprimir el botón de arrancar.

3.- Si es por el inciso "c", simplemente se oprime el botón de arrancar. Pero esto no implica quitar la falla debida a un % de sobrecarga, o sea que todo funcionará, el motor y el arrancador hasta que se cumpla el tiempo de protección para una sobrecarga.

La falla por un % de sobrecarga se desconecta girando la perilla del Par "T", evitando las 7a. y la 8a. lecturas.

## Diseño de los Relojes.

Para que el contador binario funcione como tal, es necesario que una señal active los relojes "CLOCK" de los J-K.

Esta señal es proporcionada por un FLIP-FLOP estable, de pulsos simétricos que a continuación se presenta (fig. 20) :

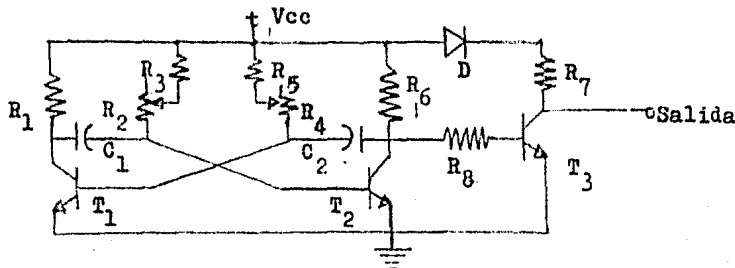


fig. 20.

El reloj (F.F. estable), tiene un transistor a la salida  $T_3$ , para aislar su frecuencia de funcionamiento, respecto de la carga que se conecte a él.

El diodo D de cada reloj aísla a estos de su fuente de alimentación, por estar unidos los colectores de  $T_3$ . Se recomienda ver la figura (fig. 26).

Diseño del primer reloj (150% de sobrecarga);

Datos de los transistores que se emplean (2A92C).

= 95 ;  $I_{c\text{máx.}} = 600 \text{ ma.}$  ;  $V_{BE} = 0.7 \text{ V.}$

$$I_{\text{csat. 1}} = \frac{V_{cc} - V_{c \text{ sat. 2}}}{R_c} \quad \text{-----(1)}$$

donde :  $R_c = R_1 = R_6 = 560 \Omega$  (64)

sustituyendo valores se obtiene:

$$I_{csat.1} = \frac{5.2 - 0.2V.}{560} = 8.93 \text{ ma.} = I_{csat.2}$$

$$I_{Bsat.} = \frac{I_{csat.}}{\beta} \text{ -----; -----(2)}$$

$$I_{Bsat.1} = \frac{8.93 \text{ ma.}}{95} = 0.094 \text{ ma.} = I_{Bsat.2}$$

Entonces el valor de  $R_{B1}$  que lo forman  $R_4 + R_5$ , para asegurar la saturación de  $T_1$  y por consiguiente el de  $T_2$  es:

$$R_{B1} = \frac{V_{cc} - V_{BE1}}{I_{Bsat.1}} = \frac{5.2 - 0.7 V}{0.094 \text{ ma.}} = 47.87 \text{ K}\Omega \text{ -----(3)}$$

donde:  $R_{B1} = R_{B2}$

Cálculo de los capacitores  $C_1$  y  $C_2$ .

Como el contador va a contar de 0 a 7, se necesitan 7 pulsos como se indica en la figura (fig. 21).

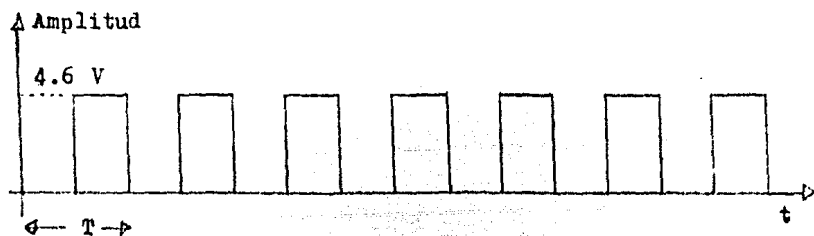


Fig. 21

Los tiempos requeridos para representar el % de sobrecarga, se obtuvieron de acuerdo a la capacidad del motor que se utilizó para la simulación.

Estos tiempos son los llamados "Tiempos Inversos" y son los siguientes:

a).- 150% de sobrecarga ..... 3 minutos.

b).- 490.78% de sobrecarga ..... 15 segundos.

De acuerdo al diagrama anterior, las constantes de tiempo son :

a).- Para el 150% de sobrecarga:

$$3\text{min.} = 3 \times 60 = 180 \text{ seg.}; T_1 = \frac{180}{7} = 25.714 \text{ seg.}$$

este es el tiempo de duración de cada pulso del astable.

Entonces su constante de tiempo es :

$$T_1 = 0.69 (R_1) = 25.714 \text{ seg.} \text{----- (4).}$$

$$C_1 = \frac{25.714 \text{ seg.}}{0.69 (47.87 \text{ K})} = 778.49 \mu\text{f.}$$

pero  $C_1$  se forma por los valores comerciales de :

$$C_1 = 680 + 220 \mu\text{f} = 900 \mu\text{f} = C_2$$

Y la constante de tiempo se ajusta disminuyendo el valor de  $R_{B1}$  hasta 41.407 K $\Omega$ .

Diseño del tercer transistor "T<sub>3</sub>".

En este transistor, para calcular la resistencia de colector se debe tener en cuenta la corriente que inyectan --

los circuitos integrados de los J-K, através de sus entradas de reloj (CK). Esta corriente fué medida experimentalmente y tiene un valor de 5 ma. aproximadamente.

Si el transistor se desea que se sature con una corriente de 10 ma. en el colector se tiene lo siguiente :

Se recomienda ver la figura (fig. 20).

$$\text{Si } I_{\text{csat.3}} = I_{R7} + I = 10 \text{ ma.}$$

$$I_{R7} = 10 - I = 5 \text{ ma.}$$

donde I es la corriente que se inyecta.

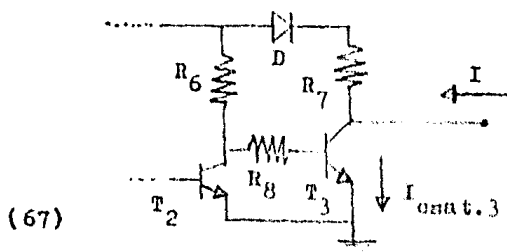
$$R_7 = \frac{V_{cc} - V_{\text{csat.3}}}{I_{R7}} = \frac{5.2 - 0.2}{5} = \frac{5}{5} = 1 \text{ K} .$$

$$I_{\text{Bsat.3}} = \frac{I_{\text{csat.3}}}{\beta} = \frac{10 \text{ ma.}}{95} = 0.1053 \text{ ma.}$$

$$V_{cc} = V_{\text{BE3}} + (R_8 + R_6) I_{\text{Bsat.3}}$$

$$R_8 = \frac{V_{cc} - V_{\text{BE3}}}{I_{\text{Bsat.3}}} - R_6$$

$$R_8 = \frac{5.2 - 0.7 \text{ V}}{0.1053 \text{ ma.}} - 560 \Omega = 42.175 \text{ K}\Omega .$$



## Diseño del segundo reloj.

Puesto que los transistores que se usan en este reloj -- son del mismo tipo (2A92), todas las resistencias de polarización son del mismo valor y se calculan de igual forma.

La única diferencia que hay entre los relojes es la constante de tiempo.

b).- Para el 490.78% de sobrecarga no tiene:

$$T_2 = \frac{15 \text{ seg.}}{7} = 2.14286 \text{ seg.}$$

Entonces su constante de tiempo es :

$$\tau_1 = 0.69 (RC) = 2.14286 \text{ seg.}$$

$$C_1 = \frac{2.14286 \text{ seg.}}{0.69 (47.87 \text{ K})} = 64.875 \text{ f.}$$

pero el valor comercial es de 68 f, luego entonces el tiempo se ajusta disminuyendo el valor de  $R_{B1} = R_4 + R_5$  hasta un valor de 45.67 K .



## Diseño del Circuito Amplificador de Corriente.

El voltaje a la salida del P.F. "D" (que proporciona Q) es de 3 volts., que es un "1" lógico. Este voltaje es aplicado a la base del primer transistor " $T_1$ ", que invierte el "1" a "0" lógico ver figura (fig. 23).

La salida de " $T_1$ " es aplicada a la base de " $T_2$ ", el cual proporciona la corriente y el voltaje necesarios para que la bobina del relevador funcione adecuadamente.

El voltaje del colector de " $T_2$ " que alimenta a la bobina puede ser :

- a).- Si es "0" lógico (0.2 volts.), la bobina no es activada.
- b).- Si es "1" lógico (5.2 volts.), la bobina se activada.

### Datos de la Bobina:

Tensión nominal --- 6 V c.d.

Rango de operación de --- 4.5 a 6.6 V c.d.

Resistencia de la bobina --- 40  $\Omega$

El transistor " $T_2$ " se diseñó para que la bobina funcione con los siguientes valores:

Voltaje en la bobina = 5.5 V

I de alimentación = 69.15 ma.

Datos de los transistores AC187 / O1 ;

VCBO máx. = 25 V.

VCEO máx. = 15 V.

IC máx. = 2 Amp.

Pot. máx. = 1 Watt.

$100 \leq \beta \leq 500$

Circuito del Amplificador de Corrientes:

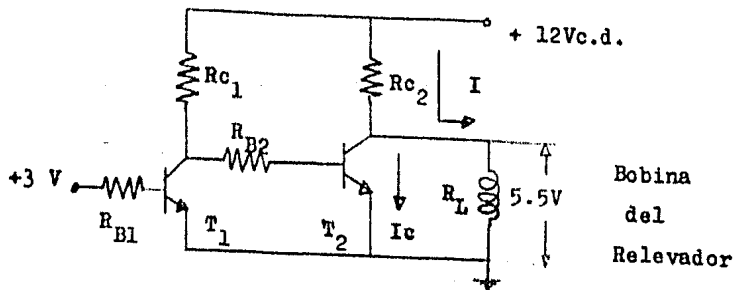


Fig. 22.

Todo el circuito es alimentado por 12 V c.d.

Cálculos:

Para "T<sub>2</sub>" se tiene:

Cuando "T<sub>2</sub>" está cortado.

$$V_{cc} = I R_{C_2} + I R_L \quad \text{-----(5)}$$

experimentalmente para que la bobina trabaje correctamente - se obtuvieron los siguientes datos;  $V_{R_L} = 5.5V$  y  $I = 69.15$ - miliamperes. Entonces se tiene :

$$R_{C_2} = \frac{12 - 5.5V}{69.15 \text{ mA.}} = 94 \Omega$$

Para "T<sub>2</sub>" saturado se tiene :

$$I_{c \text{ sat.}} = \frac{V_{cc} - V_{ce \text{ sat.}}}{R_{c2}} \quad \text{-----}(7)$$

Sustituyendo valores se tiene:

$$I_{c \text{ sat.}} = \frac{12 - 0.2 \text{ V}}{94} = 125.532 \text{ ma.}$$

Y la potencia de R<sub>c2</sub> es de  $P_{R_{c2}} = I_{c \text{ sat.}}^2 R_{c2}$

y sustituyendo valores se tiene:

$$P_{R_{c2}} = (125.532 \text{ ma.})^2 (94 \Omega) = 1.5 \text{ W.}$$

para evitar calentamientos excesivos se puso una resistencia de 10 Watts.

$$I_{B \text{ sat.}} = \frac{I_{c \text{ sat. } 2}}{100} = \frac{125.532}{100} = 1.25532 \text{ ma.}$$

$$V_{cc} = (R_{c1} + R_{B2}) I_{B \text{ sat. } 2} + V_{BE2} \quad \text{-----}(8)$$

$$R_{B2} = \frac{V_{cc} - V_{BE2}}{I_{B \text{ sat. } 2}} - R_{c1} \quad \text{-----}(9)$$

sustituyendo valores se tiene:

$$R_{B2} = \frac{12 - 0.7 \text{ V}}{1.25532 \text{ ma.}} - R_{c1} = 9.002 \text{ K}\Omega - R_{c1}$$

Para el transistor "T<sub>1</sub>" se tiene :

El voltaje que se aplica a la base del transistor "T<sub>1</sub>" es la salida del P.F. "D", y tiene un valor de 3 Volts. - - entonces se tiene que:

$$V_{B1} = 3 \text{ V. y considerando una } R_{c1} = 560 \text{ } \Omega$$

$$I_{c \text{ sat. } 1} = \frac{V_{cc} - V_{CE \text{ sat. } 1}}{R_{c1}} \text{ -----(10)}$$

$$I_{c \text{ sat. } 1} = \frac{12 - 0.2}{560} = 21.0714 \text{ ma.}$$

$$I_{B \text{ sat. } 1} = \frac{I_{c \text{ sat. } 1}}{100} = \frac{21.0714}{100} = 0.210714 \text{ ma.}$$

$$R_{B1} = \frac{V_{B1} - V_{BE \text{ sat. } 1}}{I_{B \text{ sat. } 1}} \text{ -----(11)}$$

$$R_{B1} = \frac{3 - 0.7 \text{ V}}{0.210714 \text{ ma.}} = 10.91527 \text{ K } \Omega$$

Sustituyendo el valor de  $R_{c1}$  en la ecuación (9)

$$R_{B2} = 9.002 \text{ K } \Omega - 0.56 \text{ K } \Omega = 8.442 \text{ K } \Omega$$

## Lista de Componentes.

a).- Fuente de Alimentación de 5.2 V c.d.

- 1.- Un transformador de 127 a 6 V c.a.
- 2.- Cuatro diodos BY127 ( $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  y  $D_4$ ).
- 3.- Dos capacitores electrolíticos de 1 500 c/u.
- 4.- Un regulador de voltaje para 5 V c.d., LM340, con un --  
rango de funcionamiento de 7  $V_{IN}$  20 V.
- 5.- Copias del diagrama y características del regulador.

b).- Lógica del Arrancador.

- 1.- Un FLIP - FLOP tipo "D".
- 2.- Un C.I. de compuertas NOR (dual); 7425.
- 3.- Un C.I. de compuertas AND (cuadruple); 7408.
- 4.- Cinco bases para C.I.
- 5.- Dos interruptores normalmente abiertos, un polo un tiro
- 6.- Un interruptor un polo un tiro.
- 7.- Dos transistores AC187 / 01 NPN,
- 8.- Cuatro resistencias de polarización para los transistores anteriores, con valor de:  
 $R_{B_1} = 10.91 \text{ K}$  ,  $R_{C_1} = 560$  ,  $R_{B_2} = 8.442 \text{ K}$   
 $R_{C_2} = 94 \Omega$  , 10 W.
- 9.- Dos Leds (diodos emisores de luz).
- 10.- Dos resistencias de polarización de los Leds, una de --  
22 $\Omega$  y la otra de 680 $\Omega$ , a 1/2 Watt.
- 11.- Un disipador de calor de 2cm. de largo x 12.4cm. de --

ancho, con una capacidad de disipación de 20 Watts.

12.- Copias de los diagramas de cada C.I.

c).- Contador Binario.

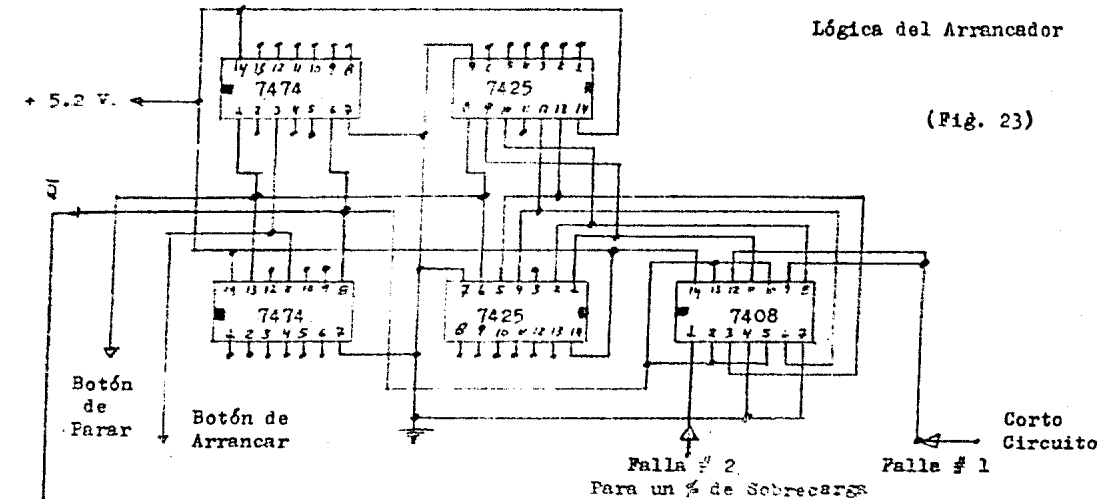
- 1.- Dos C.I. F.F. J-K con CLEAR (dual), 74107.
- 2.- Un C.I. compuerta NAND (triple); 7410.
- 3.- Un C.I. de inversores (sextuplo); 7404.
- 4.- Un C.I. compuerta NOR (cuádruplo); 7402
- 5.- Tres Leds (diodos emisores de luz).
- 6.- Cinco bases para C.I.
- 7.- Copias de cada Diagrama de C.I.

d).- Relojes.

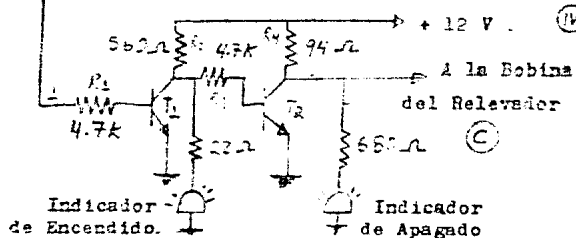
- 1.- Seis transistores 2A92.
- 2.- Dos diodos BY127.
- 3.- Cuatro resistencias de 510 .
- 4.- Cuatro preset de 47 K .
- 5.- Cuatro resistencias de 10 K .
- 6.- Dos resistencias de 1 K .
- 7.- Dos resistencias de 39 K .
- 8.- Dos capacitores de  $220\mu f$  y dos de  $680\mu f$ .
- 9.- Dos capacitores de  $68\mu f$ .
- 10.- copias de las características de los transistores 2A92

# Lógica del Arrancador

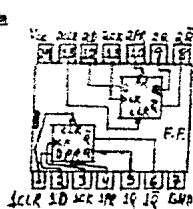
(Fig. 23)



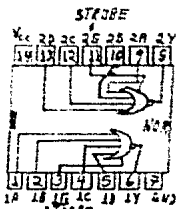
Falla # 2  
Para un % de Sobrecarga



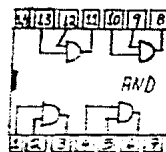
(75)



7474



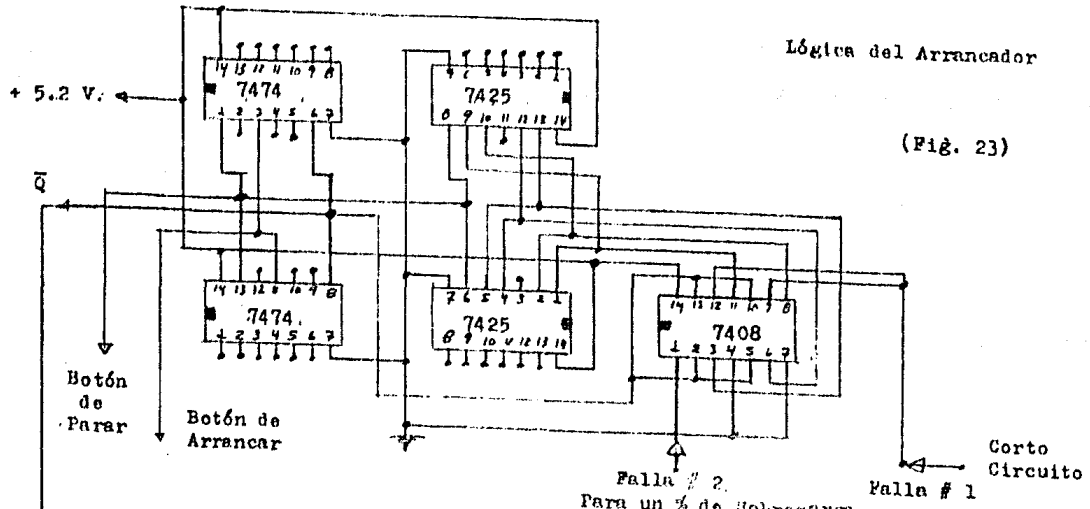
7425



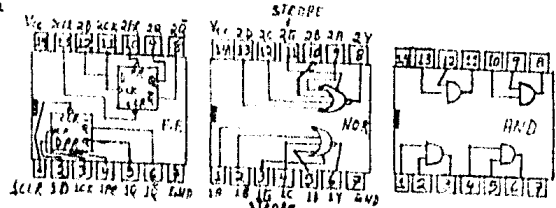
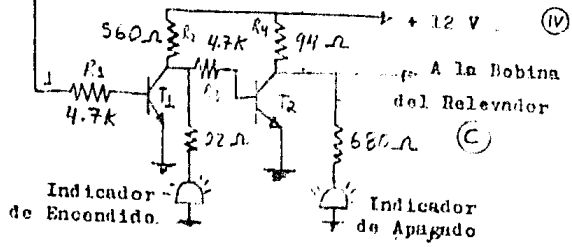
7408

Lógica del Arrancador

(Fig. 23)



Falla # 2. Para un 1/2 de Sobrecarga



(75)

7474

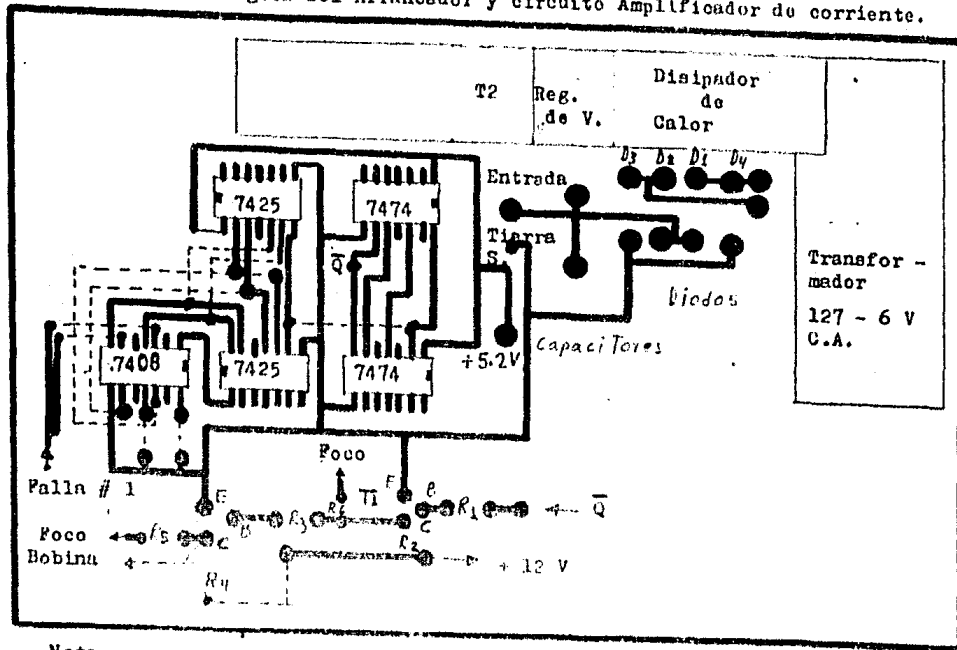
7425

7408



Circuito impreso de la Fuente de alimentación de 5.2 V,  
Lógica del Arrancador y circuito Amplificador de corriente.

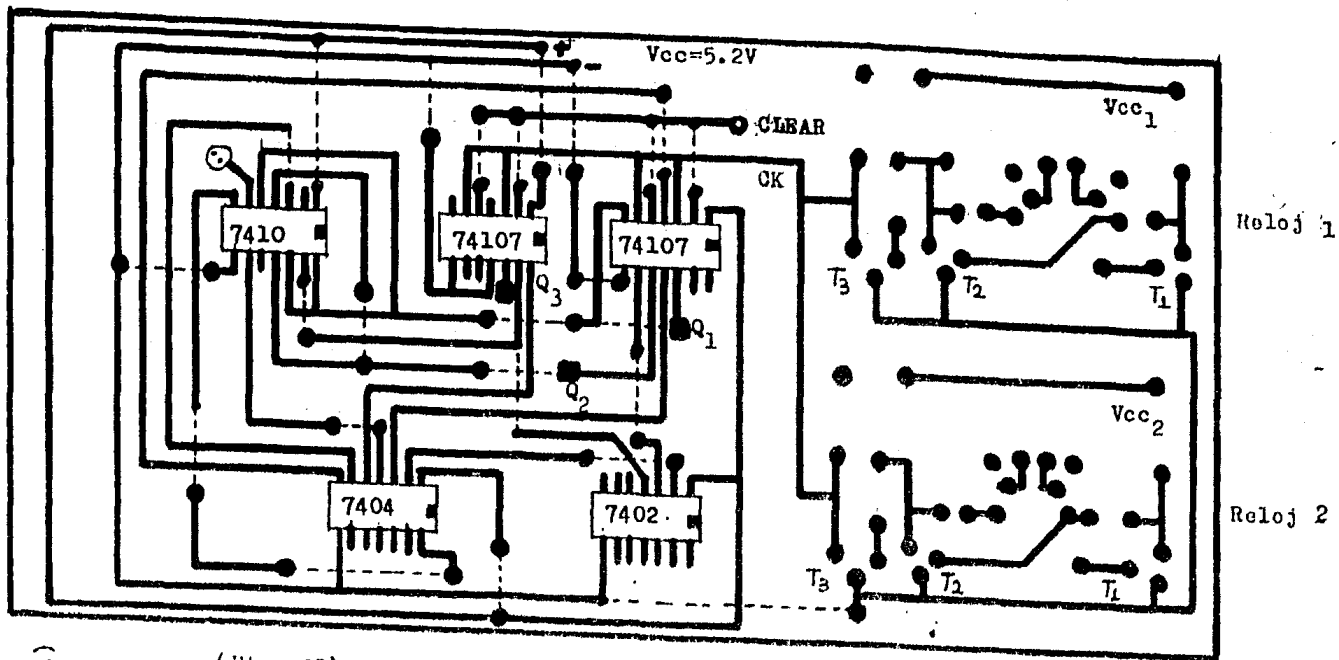
(76)



Nota:

- 1.- Las líneas discontinuas están alambradas en la tableta.
- 2.- El regulador de voltaje de 5.2 V y el transistor T2 están montados en el disipador.

(Fig. 24)

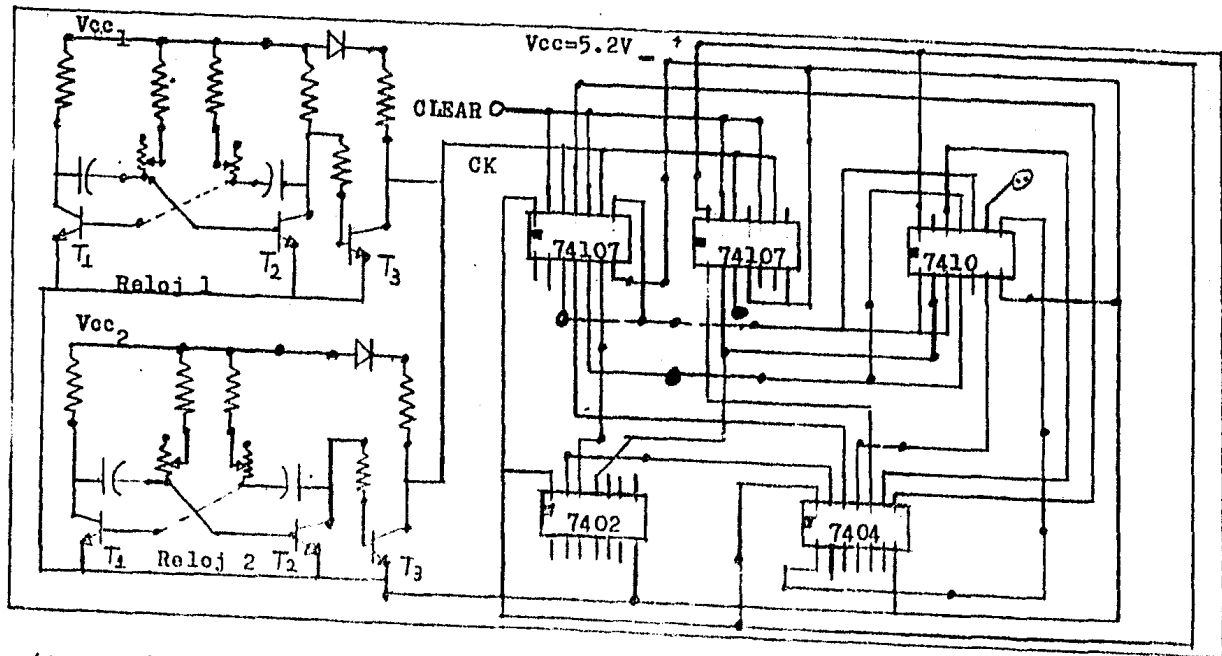


(77) (Fig. 25).- Circuito impreso del contador y sus relojes (visto por el lado del cobre)

Nota: Las líneas punteadas indican que se alambro esa parte del circuito.

El CLEAR, va al botón de arrancar.

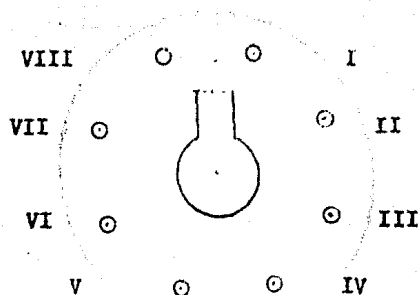
(78)



(Fig. 26).- Circuito impreso del contador y sus relojes - visto por el lado de las componentes.

Nota: Los Vcc 1 y 2 van conectadas a las patas del conector I y II, respectivamente.

Diagrama del Conector en el  
Módulo del Arrancador.



(Fig. 27)

Las conexiones a las patas del conector son:

- I ----- 490.71 % de sobrecarga -----  $V_{cc_1} = 5.2Vc.d.$
- II ----- 150 % de sobrecarga -----  $V_{cc_2} = 5.2Vc.d.$
- III --- Tierra de acoplamiento.
- IV ----- 12 Vc.d. antes de la bobina del relevador.
- V ----- Falla por corto circuito.
- VI ----- Señal que viene del amplificador de corriente --  
para activar la bobina del relevador (cortar la-  
alimentación del motor).
- VII y VIII ----- Alimentación de 127 Vc.a.



(Fig. 28). Aspecto físico del circuito. La primera parte muestra el sistema de alimentación, el tipo de cableado, y la segunda muestra el sistema de control y sus interconexiones.

Modelo de un sistema trifásico con una fuente de energía.

#### **CAPITULO IV.**

#### **CARACTERISTICAS DEL FUNCIONAMIENTO DE LOS TABLEROS DIDACTICOS.**

#### 4.1.- Manejo de los Tableros Didácticos.

##### A.- Módulo del Motor de Inducción:

El manejo del módulo del motor de inducción tipo jaula - de ardilla es como sigue:

Primeramente se tiene un interruptor de alimentación --- para el módulo (fig. 14).

Existe también un selector para el tipo de régimen en -- que se desee observar el funcionamiento del motor (Régimen-Transitorio ó Régimen Permanente). Una vez elegido el tipo- de régimen se procede a operar la perilla correspondiente,- la cual nos dará una secuencia suficiente de lecturas para- describir, incluso en forma gráfica el funcionamiento de la máquina en el caso del Régimen Permanente.

En el caso del Régimen Transitorio, la secuencia que nos ofrece la perilla correspondiente abarca una serie de situa- ciones "mas comunes" dentro de estas condiciones de trabajo.

Una observación importante es que, cuando se opera en -- Régimen Transitorio, la perilla deberá avanzar en el senti- do de las manecillas del reloj. Esto se debe a que los cir- cuitos implementados en esta secuencia necesitan conectarse a tierra momentáneamente, acción que está debidamente sin- cronizada en el sentido correcto.

Las carátulas que proporcionan las diferentes lecturas - I, V, N, T, respectivamente, tienen indicadas las unidades- en las que se dimensionaron las variables citadas.

Tenemos también un interruptor que simula la falla por -

Corto Circuito, el cual al operar activa de inmediato el sistema de protección contenido en el módulo del Arrancador, haciendo que el motor se pare.

Asimismo en la perilla de Régimen Permanente, tenemos indicados dos puntos que corresponden a sobre cargas del orden de 150% y 490%, los que proporcionan señales que excitarán el mencionado sistema de protección en tiempos establecidos. Estos tiempos reciben el nombre de "Tiempos Inversos" debido a que a una mayor sobre carga corresponde un tiempo menor para accionar el sistema de protección.

Finalmente disponemos de un elemento conector que reúne las señales y excitaciones necesarias para el funcionamiento del módulo del Arrancador.

Como una segunda opción, es posible operar el módulo del Motor en cualquier tipo de régimen aún sin estar acoplado al módulo del Arrancador; sólo que este caso sería el equivalente de operar el motor sin protección alguna, cosa que en la realidad implica un gran riesgo, pues de esta manera se podría llegar a la destrucción del motor.

#### B.- Módulo del Arrancador Trifásico Line Starter:

El funcionamiento básico de este módulo consiste en proporcionar elementos de control y protección, los cuales gobiernan el funcionamiento o paro del motor al que está acoplado (módulo del Motor de Inducción).

También se tiene un botón de arranque y otro de paro automático, ambos con indicadores luminosos.

Además existe un indicador luminoso que "contabiliza" el



tiempo necesario para activar el sistema de protección dependiendo de la magnitud de la sobre carga.

Los tiempos de disparo son:

150% de sobre carga = 3 minutos.

490% de sobre carga = 15 segundos.

Falla por Corto Circuito = Instantáneo.

Por último se dispone de un elemento conector de 8 terminales que sirve como acoplamiento entre éste módulo y el módulo del motor.

#### 4.2.- Características Gráficas del Funcionamiento de los Tableros Didácticos.

El Tablero Didáctico presentado describe una característica gráfica para el funcionamiento del motor como la mostrada (fig. 29).

Esta gráfica ha sido obtenida a partir de pruebas realizadas con un motor real en el laboratorio de Máquinas Eléctricas de ésta Facultad. En ella se distinguen dos regiones, una región Estable y una región Inestable.

La región Estable nos representa el funcionamiento del motor dentro de condiciones de trabajo mas o menos normales, incluyendo desde luego las condiciones nominales de operación.

Por otra parte la región Inestable comprende el rango de funcionamiento de la máquina durante el cual los parámetros

varian de una manera en que representan un riesgo para sus componentes.

En la industria, dependiendo del trabajo que tenga que realizar un motor eléctrico, muchas veces caen dentro de esta región por intervalos pequeños de tiempo, lo cual no deteriora apreciablemente el equipo.

Realmente el punto de atención es el medir los valores máximos que alcanzan las variables (el caso más indicativo, es el de la corriente), y además el tiempo de duración de este fenómeno, para poder elegir el equipo adecuado tanto parte motriz como elementos de protección y control según las condiciones impuestas de trabajo.

El análisis de la región Inestable correspondiente a la Teoría del Estado Transitorio fue descrita en el Capítulo I.

En lo que corresponde al módulo del Arrancador, los tiempos que transcurren para que sea activado el sistema de protección se obtuvieron en base a características gráficas proporcionadas por el fabricante de estos equipos, seleccionándose dos valores que hagan contrastar los tiempos de operación (tiempos inversos) de acuerdo a la magnitud de la sobrecarga (fig. 30) y (fig. 31).

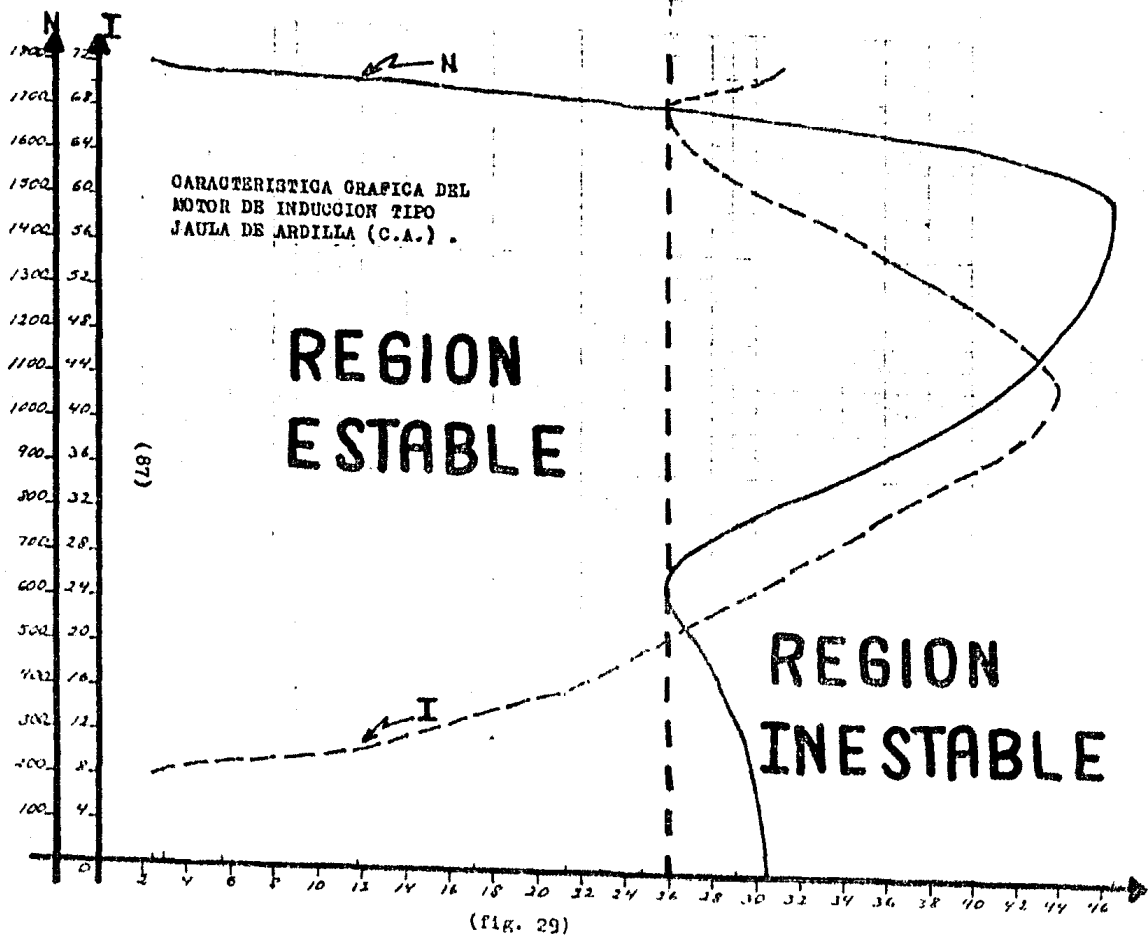
Los puntos que describe la característica gráfica del -  
funcionamiento del Motor de Inducción (fig. 29), son:

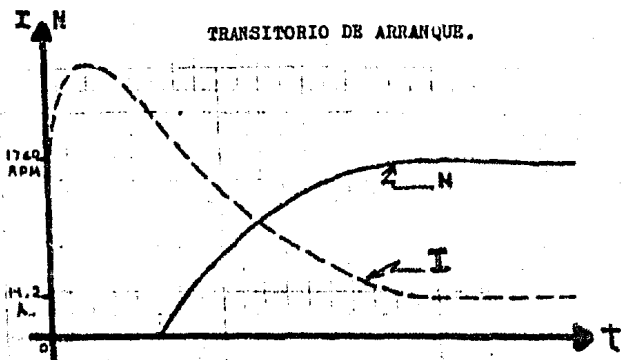
I	T	N	V
(Amp.)	(Lb.-pie)	(RPM)	(Volts)
0.000	0.00	0	0.0
8.125	2.50	1800	220.0
8.400	3.00	1793	223.5
9.200	5.60	1783	222.0
10.700	11.80	1775	218.0
14.100	17.10	1759	216.0
16.200	21.26	1744	214.0
69.200	29.16	637	73.0
71.120	25.91	350	60.6
72.060	30.52	0	61.0

Valores "pico", para Régimen Transitorio:  
(sólo lecturas de corriente)

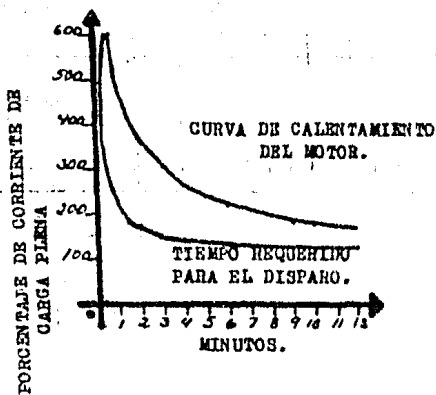
100.000

200.000





(fig. 30).- Curva del transitorio de arranque en el motor de inducción para condiciones nominales de funcionamiento.



(88)

(fig. 31).- Curva representativa de los Tiempos Inversos.

**BIBLIOGRAFIA.**

**Digital Electronics.**

David Casasent

Quantum Publishers, Inc.

**Electronic Circuits**

Discrete and Integrated.

Schilling and Belove

McGraw-Hill Kogakusha, LTD.

**Principios de Conversion de**

**Energia Electromecánica.**

Jerome Meisel

McGraw-Hill.

**Tratado de Electricidad**

**Tomo II, Corriente Alterna.**

Dawes Chester.

**Máquinas Electromagnéticas y**

**Electromecánicas.**

Leander W. Matsch

Representaciones y Servicios

de Ingeniería, S.A.- México.

Conversión AC-DC.

Notas del Centro de Educación Continua

Division de Estudios Superiores

Facultad de Ingeniería, UNAM.