

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

TESIS DE GRADO

"COMPORTAMIENTO DINAMICO DE MOTORES DE INDUCCION
CON CAPACITORES SERIE Y PARALELO"

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO
DE INGENIERO ELECTRICO EN LA ESPECIALI
ZACION DE POTENCIA

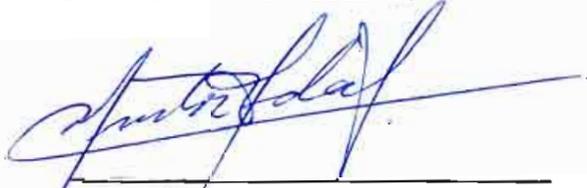
FERNANDO MANCERO SANTILLAN

QUITO, JUNIO 1983



C E R T I F I C A C I O N

Certifico que el presente trabajo fue
realizado en su totalidad por el señor
Fernando Mancero Santillán.



ING. MENTOR POVEDA A.
Director de Tesis

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

Al Señor Ingeniero Mentor Poveda por su valiosa
y sincera colaboración en el desarrollo del pre
sente trabajo.

FERNANDO MANCERO SANTILLAN

I N D I C E

	Páginas
INTRODUCCION	1
CAPITULO I	
LA MAQUINA DE INDUCCION	3
1.1 ECUACIONES DE LA MAQUINA EN EJES a,b,c.	4
1.1.1 Ecuaciones del Voltaje	4
1.1.2 Ecuaciones de la Máquina de Inducción referidas al Estator.	9
1.1.3 Ecuación del Torque Electromagnético	10
1.2 TRANSFORMACION DE LAS ECUACIONES DE LA MAQUINA A UN SISTEMA DE EJES ARBITRARIOS $q, d, 0$.	12
1.2.1 El Eje Cero	14
1.2.2 Ecuaciones de las Concatenaciones de flujo	18
1.2.3 Ecuaciones del voltaje en variables $qd0$	21
1.2.4 Ecuaciones del Torque Electromagnético	26
1.2.5 Ecuaciones del Torque Electromecánico	27
1.3 ESTADO ESTACIONARIO COMO CASO PARTICULAR	28
1.3.1 Ecuaciones del voltaje en estado estacionario	32
CAPITULO II	
INTRODUCCION DE LA SATURACION	35
2.1 ECUACIONES PRIMARIAS DE LA MAQUINA	36
2.2 ECUACIONES DE LA MAQUINA EN POR UNIDAD	43
2.2.1 Valores Base	44
2.2.2 Valores en por unidad	45

	Páginas
2.3 CURVA DE MAGNETIZACION DE LA MAQUINA DE INDUCCION.	48
2.4 ECUACIONES DE LA MAQUINA INCLUIDAS LA SATURACION	50
 CAPITULO III	
CAPACITORES	55
3.1 ECUACION DE LOS CAPACITORES	55
3.2 TRANSFORMACION DE LAS ECUACIONES DE LOS CAPACITORES AL SISTEMA DE EJES ARBITRARIOS q, d, o .	56
3.2.1 Ecuaciones del Alimentador	58
3.3 CAPACITORES SERIE Y PARALELO ACOPLADOS A LA MAQUINA.	60
3.3.1 Capacitores en Paralelo	60
3.3.2 Capacitores en Serie	61
 CAPITULO IV	
PROGRAMA DIGITAL	63
4.1 ECUACIONES DE LA MAQUINA UTILIZADAS EN EL MODELO DIGITAL.	63
4.2 METODO DE SOLUCION DEL PROGRAMA DIGITAL	70
4.2.1 Programa Principal	72
4.2.2 Subrutina CONDI	72
4.2.3 Subrutina SATINI	73
4.2.4 Subrutina RUNGE	74
4.2.5 Subrutina SATURA	74
4.2.6 Subrutina INVR5	77
4.2.7 Período de Integración	78
4.2.8 Condiciones iniciales para los capacitores y voltaje de barra	79

	Páginas
4.2.9 Simulación de las perturbaciones	79
4.3 DIAGRAMA DE FLUJO	80
CAPITULO V	
PARTE EXPERIMENTAL	90
5.1 DETERMINACION DE LOS PARAMETROS Y CURVA DE MAGNETIZACION DE LA MAQUINA.	91
5.1.1 Determinación de los parámetros	91
5.1.2 Curva de Magnetización	93
5.2 ARRANQUE DE LA MAQUINA	93
5.2.1 Corriente de Arranque	93
5.2.2 Velocidad de arranque	95
5.3 CORTO-CIRCUITO SIMETRICO A LA MAQUINA	96
5.4. VARIACION BRUSCA DE CARGA MECANICA	97
CAPITULO VI	
APLICACION DE LOS CAPACITORES	105
6.1 CAPACITORES EN SERIE	107
6.1.1 Comportamiento dinámico con capacitores en Serie	108
6.1.2 Arranque con capacitores en serie	108
6.1.3 Variación de carga	110
6.2 CAPACITORES EN PARALELO	111
6.2.1 Comportamiento dinámico con capacitores Shunt	112
6.2.2 Arranque con capacitores en paralelo	112
6.2.3 Variación de carga mecánica	115
6.2.4 Factor de potencia	117
CAPITULO VII	
ANALISIS Y COMPARACION DE RESULTADOS	119
7.1 APLICACIONES DEL PROGRAMA	121

	Páginas
7.1.1 Referencia sincrónica	122
7.1.2 Referencia fija en el Estator	126
7.1.3 Referencia fija en el Rotor	133
7.1.4 Variables de Fase	140
7.2 COMPROBACION DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES CON LOS RESULTADOS DEL COMPUTADOR.	145
7.2.1 Corto-Circuito simétrico	146
7.2.2 Transitorio de arranque	150
7.2.3 Variación brusca de carga mecánica	154
7.2.4 Modelo con capacitores arranque con capacitores en paralelo.	158
7.2.5 Capacitores en serie: Eliminación de resistencia conectadas en paralelo al capacitor	164
7.2.6 Capacitor Optimo	171
7.3 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	177
7.3.1 Conclusiones	177
7.3.2 Recomendaciones	179
7.3.3 Restricciones a tenerse en cuenta	179
APENDICE A: Manual de uso y listado del programa	180
APENDICE B: Cálculo del alimentador	186
APENDICE C: Equipo utilizado	188
BIBLIOGRAFIA	190

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

Los motores de inducción son muy conocidos por sus muchas aplicaciones, debido a su versatilidad, confiabilidad, facilidad en el control y por su costo razonable. Es por esto que son objeto de estudios e investigaciones con la finalidad de tener un amplio conocimiento de su comportamiento dinámico y su influencia en el sistema del cual forman parte.

Es conocido que los motores de inducción tienen un factor de potencia en atraso y producen una caída de tensión a sus terminales tanto en el arranque como al aplicarles carga. Para compensar estos efectos, generalmente se usan capacitores en paralelo a los terminales del motor, que suministran la potencia reactiva que exige el motor.

Como una solución alternativa de compensación está la aplicación de capacitores en serie, usados para mejorar el voltaje de recepción, exclusivamente en circuitos radiales de distribución. Su aplicación a los terminales del motor parece ser útil en ciertos casos, mientras que en otros casos, el funcionamiento del motor es errático e inaceptable porque causan oscilaciones e inestabilidad en el sistema.

Todos estos efectos pueden ser representados y predichos a través de un programa digital, mediante el modelo matemático que aquí se presenta. La teoría de coordenadas arbitrarias de referencia $qd0$, representa muy bien la realidad del conjunto motor-capacitor, para estudiar su comportamiento dinámico.

La presente investigación considera un motor trifásico de inducción mediante pruebas de laboratorio, de arranque y variación brusca de carga, con capacitores y sin capacitores, establece comparaciones entre estas dos aplicaciones sobre el comportamiento dinámico del motor. Además, se realiza un corto-circuito simétrico sin capacitores. Estos mismos transitorios son simulados en el computador, en el que se incluye el efecto de la saturación magnética, para obtener resultados que luego se comparan con los obtenidos en el laboratorio.

Es muy importante destacar el hecho de contar con una simulación en coordenadas $qd0$ de los capacitores y de la línea, que puede aplicarse no solo a máquinas sino también a líneas de transmisión u otros sistemas.

La modelación del programa digital se realiza en forma general, de tal manera que se puede utilizar para cualquier máquina de inducción trifásica y cualquier valor de capacitor. Los resultados del computador que aquí se presentan son para contrastar con los obtenidos en el laboratorio, sin embargo se prueba la bondad del programa con varios valores de capacitor, con el propósito de hallar el valor del capacitor óptimo y demostrar lo anotado anteriormente.

CAPITULO I

LA MAQUINA DE INDUCCION

En las máquinas de inducción, el modelo matemático que se desarrolla es lineal, siendo la máquina simétrica e ideal, sin considerar la saturación, las armónicas en la onda de f.m.m. o cualquier otro fenómeno que carezca de linealidad. Una vez desarrollado el modelo matemático, se puede introducir estos fenómenos sin apartarse del modelo lineal básico.

El análisis matemático lleva a determinar las ecuaciones diferenciales de voltajes, corrientes, torque y velocidad que son las ecuaciones generales de la máquina de inducción.

Al tratar a la máquina de inducción como simétrica e ideal, generalmente se la define como una máquina polifásica con las siguientes características.

1. Entrehierro Uniforme.
2. Circuito lineal magnético, despreciando la saturación e histéresis.
3. Los devanados del estator y del rotor deben ser simétricos y distribuidos de tal forma que produzcan una onda de f.m.m. de distribución senoidal en el entrehierro.
4. Las inductancias propias de cualquiera de los devanados tanto del

estator como del rotor son independientes de la posición del rotor.

5. No se considera alteración en la resistencia, debido a cambios de temperatura y frecuencia.

(Ref. 1.2)*

1.1 ECUACIONES DE LA MAQUINA EN EJES a,b,c.

Con las consideraciones anotadas anteriormente se puede analizar la máquina como un conjunto de circuitos lineales acoplados, en donde los voltajes son proporcionales a las corrientes que los producen.

Para facilitar el análisis, se representa una máquina trifásica de dos polos Fig. 1.1, donde los devanados del estator se hallan desfasados 120° eléctricos entre sí, y de manera similar en el rotor, siendo θ_r el desplazamiento angular entre los ejes magnéticos del estator y rotor.

1.1.1 Ecuaciones del voltaje:

La ecuación del voltaje en cada una de las fases viene expresada así:

$$v = r \cdot i + p \cdot \lambda \quad (1.1)$$

* Las referencias bibliográficas se hallan al final.

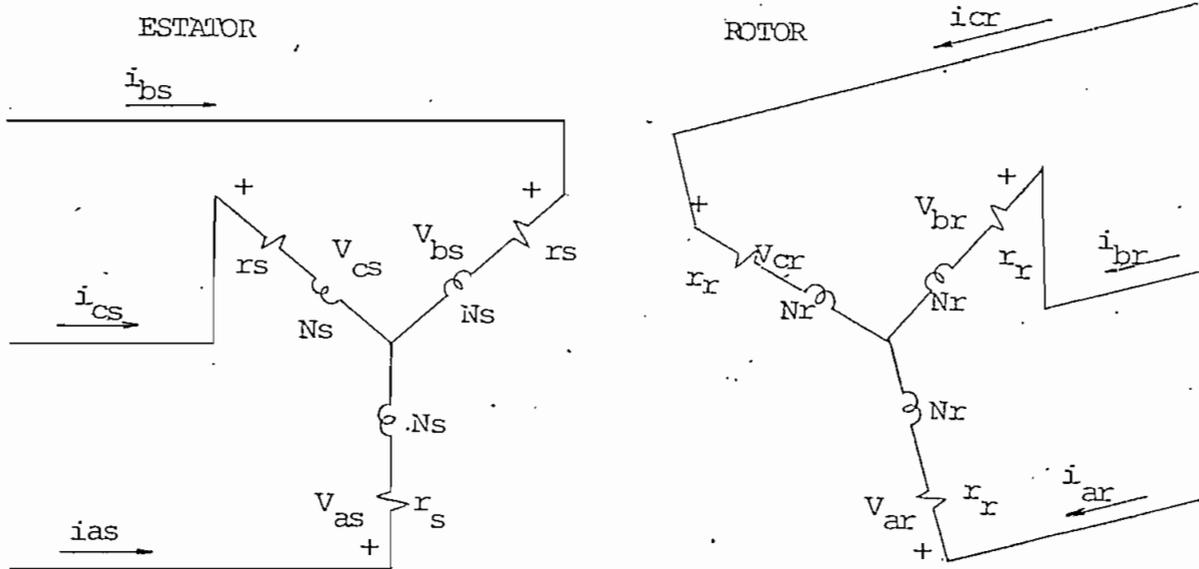
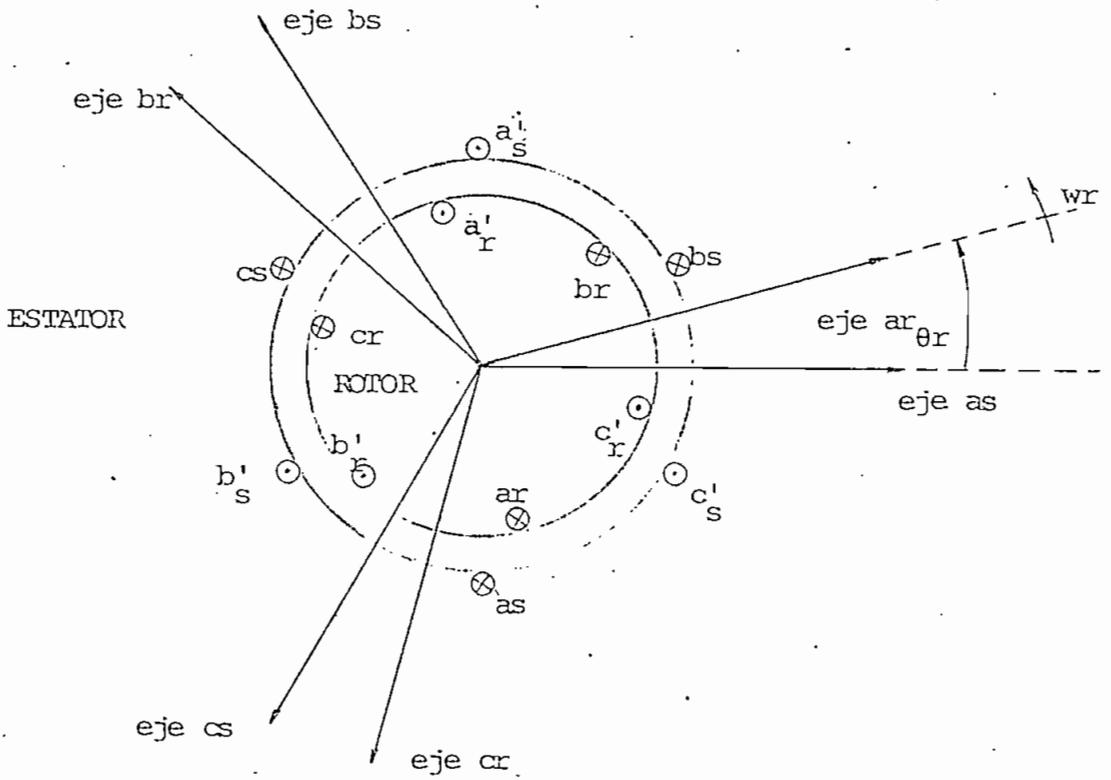


Fig. 1.1 MAQUINA-SIMETRICA-TRIFASICA DE
DOS POLOS.

donde:

i : es la corriente por fase

λ : son concatenaciones de flujo totales de una bobina.

r : es la resistencia total por fase de cada bobina.

p : es el operador d/dt .

En forma matricial para los devanados del estator y del rotor los voltajes fase-neutro serán:

$$\begin{bmatrix} | & V_{abc_S} & | \\ \hline | & V_{abc_R} & | \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} | & r_S & | & | & 0 & | \\ \hline | & 0 & | & | & r_R & | \end{bmatrix} \begin{bmatrix} | & i_{abc_S} & | \\ \hline | & i_{abc_R} & | \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} | & \lambda_{abc_S} & | \\ \hline | & \lambda_{abc_R} & | \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Cada una de las submatrices tiene la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} | & V_{abc_S} & | \\ \hline | & V_{abc_R} & | \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} | & V_{abc_R} & | \\ \hline | & V_{abc_R} & | \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

$$\begin{bmatrix} | & r_S & | \\ \hline | & r_S & | \\ \hline | & r_S & | \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_S & 0 & 0 \\ 0 & r_S & 0 \\ 0 & 0 & r_S \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} | & r_R & | \\ \hline | & r_R & | \\ \hline | & r_R & | \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_R & 0 & 0 \\ 0 & r_R & 0 \\ 0 & 0 & r_R \end{bmatrix}$$

(1.4)

$$\begin{vmatrix} iabc_s \\ iabc_r \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} ias \\ ibs \\ ics \end{vmatrix} ; \begin{vmatrix} iabc_r \\ iabc_s \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} iar \\ ibr \\ icr \end{vmatrix} \quad (1.5)$$

$$\begin{vmatrix} \lambda abc_s \\ \lambda abc_r \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \lambda as \\ \lambda bs \\ \lambda cs \end{vmatrix} ; \begin{vmatrix} \lambda abc_r \\ \lambda abc_s \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \lambda ar \\ \lambda br \\ \lambda cr \end{vmatrix} \quad (1.6)$$

Cada elemento de las submatrices corresponde a los valores propios de cada uno de los respectivos devanados.

Las concatenaciones de flujo para el estator y rotor se expresan a partir de la siguiente definición:

$$\lambda = L \cdot i \quad (1.7)$$

En forma matricial será:

$$\begin{vmatrix} \lambda \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i \end{vmatrix} \quad (1.8)$$

donde $\begin{vmatrix} L \end{vmatrix}$ es la matriz de inductancias propias y mutuas de los dos devanados.

Desarrollando la ecuación anterior para cada devanado se tiene:

$$\begin{vmatrix} \begin{vmatrix} \lambda abc_s \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} \lambda abc_r \end{vmatrix} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \begin{vmatrix} L_S \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} L_{SR} \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} L_{SR} \end{vmatrix}^T & \begin{vmatrix} L_R \end{vmatrix} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \begin{vmatrix} iabc_s \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} iabc_r \end{vmatrix} \end{vmatrix} \quad (1.9)$$

Las submatrices $|L_S|$ y $|L_R|$ de inductancias propias del estator y del rotor se definen así:

$$|L_S| = \begin{vmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{vmatrix}; \quad |L_R| = \begin{vmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{vmatrix} \quad (1.10)$$

donde:

$$\begin{aligned} L_s &= L_{ls} + L_{ms} \\ L_r &= L_{lr} + L_{mr} \end{aligned} \quad (1.11)$$

siendo L_{ls} y L_{lr} las inductancias de dispersión del estator y rotor, L_{ms} y L_{mr} las inductancias de magnetización del estator y rotor respectivamente.

$|L_{SR}|$ es la submatriz de inductancias mutuas entre los devanados del estator y rotor, y su magnitud depende de la posición del rotor.

La inductancia mutua entre cualquier devanado del estator y rotor varía con el coseno del ángulo (θ_r), entre los ejes magnéticos respectivos.

La submatriz de inductancia mutua desarrollada es:

$$|L_{SR}| = L_{sr} \begin{vmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{vmatrix} \quad (1.12)$$

donde:

L_{sr} : es la magnitud del acoplamiento mutuo entre los devanados del estator y rotor.

θ_r : es el desplazamiento angular entre el eje del estator y rotor.

1.1.2 Ecuaciones de la Máquina de Inducción referidas al Estator:

Es necesario que todos los parámetros de la máquina estén referidos al estator ya que por lo general la medición de estos parámetros es con respecto a los devanados del estator.

Se puede referir las ecuaciones del rotor al estator multiplicando por la relación de espiras, tal como se refiere las cantidades del secundario al primario en un transformador. (Ref. 3).

$$\begin{aligned} \left| i'_{abc_r} \right| &= \frac{N_r}{N_s} \left| i_{abc_r} \right| \\ \left| v'_{abc_r} \right| &= \frac{N_s}{N_r} \left| v_{abc_r} \right| \\ \left| r'_r \right| &= \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 \left| r_r \right| \end{aligned} \quad (1.13)$$

Aplicando la transformación a la ecuación (1.9), resulta:

$$\begin{aligned}
 \left| \lambda'_{abc_r} \right| &= \frac{N_s}{N_r} \left| \lambda_{abc_r} \right| \\
 \left| L_{MS} \right| &= \frac{N_s}{N_r} \left| L_{SR} \right| \\
 \left| L'_r \right| &= \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 \left| L_R \right|
 \end{aligned} \tag{1.14}$$

Reemplazando en la ecuación de voltaje queda:

$$\begin{array}{c}
 \left[V_{abc_s} \right] \\
 \hline
 \left[V'_{abc_r} \right]
 \end{array}
 =
 \begin{array}{c}
 \left[r_s \right] + p \left[L_s \right] \quad \left| \quad p \left[L_{MS} \right] \right. \\
 \hline
 p \left[L_{MS} \right]^T \quad \left| \quad \left[r_r \right] + p \left[L'_r \right] \right.
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \left| \right. \left[i_{abc_s} \right] \\
 \hline
 \left| \right. \left[i'_{abc_r} \right]
 \end{array} \tag{1.15}$$

1.2.3 Ecuación del Torque Electromagnético:

La ecuación del Torque electromagnético se puede obtener a partir de la energía instantánea almacenada en el campo magnético que es: (Ref. 4).

$$W = \frac{1}{2} \left[i \right]^T \left[L \right] \left[i \right] \tag{1.16}$$

donde:

$$\left[i \right] = \begin{array}{c} \left[i_{abc_s} \right] \\ \hline \left[i'_{abc_r} \right] \end{array} \tag{1.17}$$

su transpuesta es:

$$\left[i \right]^T = \left[i_{abc_s} \right] \quad \left| \quad \left[i'_{abc_r} \right] \right. \tag{1.18}$$

La matriz de inductancias es:

$$\left[L \right] = \begin{vmatrix} \left[L_S \right] & \left[L_{MS} \right] \\ \left[L_{MS} \right]^T & \left[L'_r \right] \end{vmatrix} \quad (1.19)$$

El torque electromagnético se define así:

$$T_e = \frac{P}{2} \cdot \frac{\partial w'}{\partial \theta_r} = \frac{P}{2} * \left(\text{Derivada parcial de la coenergía con respecto a la posición.} \right) \quad (1.20)$$

siendo P el número de polos.

Sustituyendo la ecuación (1.16) en la ecuación anterior queda:

$$T_e = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot \left[i \right]^T \left[\frac{\partial}{\partial \theta_r} L \right] \left[i \right] \quad (1.21)$$

Desarrollando la ecuación (1.21) se llega a la siguiente expresión:

$$T_e = -\left(\frac{P}{2} \right) L_{ms} \left\{ \left[i'as (i'ar - \frac{1}{2} i'br - \frac{1}{2} i'cr) + \right. \right. \\ \left. \left. i'bs (i'br - \frac{1}{2} i'ar - \frac{1}{2} i'cr) + i'cs (i'cr - \frac{1}{2} i'br - \frac{1}{2} i'ar) \right] \sin \theta_r \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} \left[i'as(i'br - i'cr) + i'bs(i'cr - i'ar) + i'cs(i'ar - i'br) \right] \cos \theta_r \right\} \quad (1.22)$$

1.2 TRANSFORMACION DE LAS ECUACIONES DE LA MAQUINA A UN SISTEMA DE EJES ARBITRARIOS $q, d, 0$.

Las ecuaciones de las inductancias mutuas son función de la posición angular del rotor (θ_r), lo que dificulta grandemente el análisis, es por esta razón que se usa un sistema de ejes arbitrarios de referencia común para el estator y rotor, el cual elimina este inconveniente.

El método consiste en referir todas las variables del estator y del rotor a un sistema de referencia que gira a una velocidad arbitraria w , en tanto que los ejes del estator están fijos y los del rotor giran a una velocidad w_r .

Desarrolladas las ecuaciones en estos ejes, y conociendo su solución se puede conocer la solución en cualquier sistema de coordenadas.

Las ecuaciones de transformación son escritas en base a relaciones trigonométricas existentes entre los ejes del rotor y estator con el sistema ortogonal arbitrario como lo indica la figura 1.2. La representación es de vectores espaciales y no fasoriales.

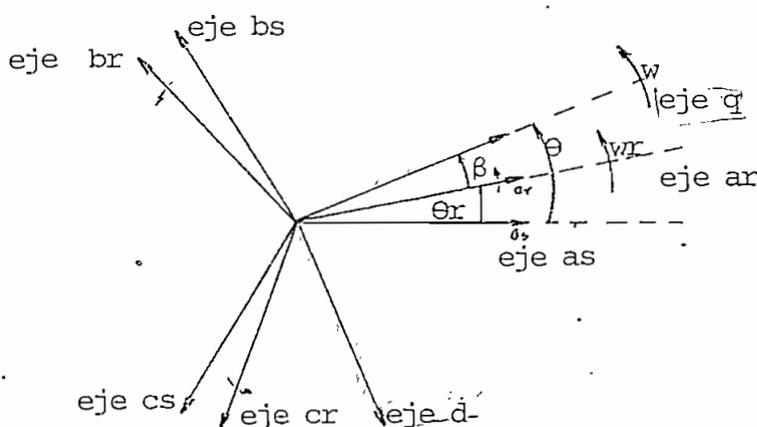


Fig. 1.2 Sistema de Ejes arbitrarios.

Como se observa se trata de una transformación de un sistema trifásico a un bifásico, es decir las tres bobinas de los ejes a, b, c, se representan con dos bobinas en los ejes q, d.

Por lo tanto las dos bobinas deben tener el mismo número de vueltas que las bobinas trifásicas, para producir una onda de f.m.m. de amplitud igual a la del sistema trifásico.

La corriente que circulará por cada una de las dos bobinas será 3/2 veces la corriente de cualquiera de las bobinas reales de la máquina. (Ref.3.4)

Con la ayuda de la fig. 1.2 y con lo anotado anteriormente las siguientes ecuaciones pueden ser escritas.

Por definición $f.m.m = Ni$ (1.23)

N: es el número de espiras de la bobina real de la máquina.

En forma matricial se tiene que:

$$\begin{pmatrix} f_{mq_s} \\ f_{md_s} \end{pmatrix} = N \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} \quad (1.24)$$

pero:

$$\begin{pmatrix} f_{mq_s} \\ f_{md_s} \end{pmatrix} = \frac{3}{2} N \begin{pmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{pmatrix} \quad (1.25)$$

Reemplazando la ecuación (1.25) en (1.24) quedará:

$$\begin{bmatrix} iqs \\ \\ ids \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \text{sen } \theta & \text{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \text{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ias \\ ibs \\ ics \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Donde θ es el desplazamiento angular del sistema arbitrario de referencia y se define como:

$$\theta = \int_0^t \omega \cdot dt + \theta_{(0)} \quad (1.27)$$

Generalizando la transformación quedará:

$$\begin{bmatrix} fqs \\ \\ fds \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \text{sen } \theta & \text{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \text{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} fas \\ fbs \\ fcs \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

donde:

f : puede ser voltaje, corriente o concatenaciones de flujo.

1.2.1 El Eje Cero:

La transformación que se debe realizar es al sistema de coordenadas $q, d, 0$, por lo que resulta importante analizar como se introduce o aparece este eje.

El eje cero tiene una particularidad única y es que no aparece en este eje la velocidad a la que gira el sistema arbitrario de referencia, debido a

que las variables en este eje no están asociadas a la transformación y solo se presentan en el sistema donde son originadas.

Esto último significa que existirán componentes en el eje cero, donde se presenten condiciones desbalanceadas o asimétricas en el estator o en el rotor. Es decir si ocurre un desbalance en el estator, aparecerán componentes en el eje cero pero solo en el estator, igual caso si ocurre en el rotor.

El desbalance en el estator puede estar en la alimentación, o por un cortocircuito asimétrico mas no existe o no es muy práctico hablar de un desbalance en los devanados del estator. :

En el rotor el desbalance puede ser en el valor desigual de las resistencias exteriores conectadas a cada devanado.

Por lo tanto el eje cero existe solo donde hay asimetría. Este estudio analiza el caso simétrico, por lo que no aparecerán componentes en el eje cero.

El valor del eje cero esta dado por la siguiente ecuación:

$$f_0 = \frac{1}{3} (f_a + f_b + f_c) \quad (1.29)$$

(Ref. 1.3)

La transformación en forma matricial para los 3 ejes queda así:

$$\begin{pmatrix} fqs \\ fds \\ fos \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen } \theta & \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} fas \\ fbs \\ fcs \end{pmatrix} \quad (1.30)$$

Para el rotor el proceso es similar; en este caso el desplazamiento angular es β , siendo $\beta = \theta - \theta_r$ y θ_r se define como:

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r dt + \theta_{r(0)} \quad (1.31)$$

La transformación en forma general referida al estator es:

$$\begin{pmatrix} f'q_r \\ f'dr \\ f'or \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos\beta & \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen}\beta & \text{sen}\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f'ar \\ f'br \\ f'cr \end{pmatrix} \quad (1.32)$$

Se nombra $[As]$ a la matriz de transformación del estator, $[Ar]$ a la del rotor y por $[A3]$ a la matriz de transformación general, es decir:

$$[A3] = \begin{bmatrix} [As] & | & [0] \\ \hline [0] & | & [Ar] \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

Entonces se tiene que:

$$\begin{bmatrix} \text{fqdo}_{sr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{fabc}_{sr} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

En componentes de fase:

$$\begin{bmatrix} \text{fabc}_{s,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_3^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{fqdo}_{s,r} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

$\begin{bmatrix} A_3^{-1} \end{bmatrix}$ es la matriz de transformación inversa, siendo:

$$\begin{bmatrix} A_3^{-1} \end{bmatrix} = \begin{vmatrix} \begin{bmatrix} A_S^{-1} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \\ \hline \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} A_Y^{-1} \end{bmatrix} \end{vmatrix} \quad (1.36)$$

donde:

$$\begin{bmatrix} A_S^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \text{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \text{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

$$\begin{bmatrix} A_Y^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta & \text{sen } \beta & 1 \\ \cos \left(\beta - \frac{2\pi}{3} \right) & \text{sen} \left(\beta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\beta + \frac{2\pi}{3} \right) & \text{sen} \left(\beta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix}$$

La ecuación (1.34) en forma desarrollada queda:

fas	$\cos \theta$	$\text{sen } \theta$	1	0	0	0	fqs
fbs	$\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$	$\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3})$	1	0	0	0	fds
fcs	$\cos(\theta + \frac{2\pi}{3})$	$\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3})$	1	0	0	0	fos
f'ar	0	0	0	$\cos \beta$	$\text{sen} \beta$	1	f'qr
f'br	0	0	0	$\cos(\beta - \frac{2\pi}{3})$	$\text{sen}(\beta - \frac{2\pi}{3})$	1	f'dr
f'cr	0	0	0	$\cos(\beta + \frac{2\pi}{3})$	$\text{sen}(\beta + \frac{2\pi}{3})$	1	f'or

(1.38)

1.2.2. Ecuaciones de las Concatenaciones de flujo:

Se aplica la matriz de transformación (1.33) a la matriz general de concatenaciones de flujo

$$\begin{aligned}
 \left| \begin{array}{c} A_3 \\ \lambda \end{array} \right| &= \left| \begin{array}{c} A_3 \\ L \\ i \end{array} \right| \quad (1.39) \\
 \left| \begin{array}{c} A_3 \\ \lambda \end{array} \right| &= \left\{ \left| \begin{array}{c} A_3 \\ L \\ A_3^{-1} \end{array} \right| \right\} \left| \begin{array}{c} A_3 \\ i \end{array} \right|
 \end{aligned}$$

Se obtiene los siguientes resultados en variables q, d, O.

$$\left| \begin{array}{c} \lambda q d o \\ \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} L q d o \\ i q d o \end{array} \right| \quad (1.40)$$

donde:

$$\begin{aligned}
 \left| \begin{array}{c} \lambda q d o \\ \end{array} \right| &= \left| \begin{array}{c} A_3 \\ \lambda \end{array} \right| \\
 \left| \begin{array}{c} L q d o \\ \end{array} \right| &= \left| \begin{array}{c} A_3 \\ L \\ A_3^{-1} \end{array} \right| \quad (1.41) \\
 \left| \begin{array}{c} i q d o \\ \end{array} \right| &= \left| \begin{array}{c} A_3 \\ i \end{array} \right|
 \end{aligned}$$

Desarrollando cada matriz de la ecuación (1.40) se tiene:

$$\begin{vmatrix} \lambda q d o_s \\ \lambda' q d o_r \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_s & \lambda a b c_s \\ A_r & \lambda' a b c_r \end{vmatrix} \quad (1.42)$$

$$\begin{vmatrix} I q d o_s \\ L' q d o_r \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_s & L_S & A_s^{-1} & A_s & L_{MS} & A_r^{-1} \\ A_r & L_{MS} & A_s^{-1} & A_r & L_r & A_r^{-1} \end{vmatrix} \quad (1.43)$$

La matriz de inductancias también es igual a:

$$\begin{vmatrix} I q d o_s \\ I q d o_r \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_s & 0 & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 & 0 & 0 \\ M & 0 & 0 & L'r & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & 0 & L'r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L'r \end{vmatrix} \quad (1.44)$$

donde:

$$L_s = L l_s + L_{ms}$$

$$L_r = L' l_r + L' m_r \quad (\text{Ref. 1}) \quad (1.45)$$

Con las ecuaciones de (1.9) a (1.11) se obtiene que:

$$L_{ms} = L'_{mr}$$

$$M = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (1.46)$$

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr}$$

Reemplazando (1.46) en (1.45) resulta: (Ref. 1.2)

$$L_s = L_{ls} + M$$

$$L'_r = L'_{lr} + M \quad (1.47)$$

La ecuación (1.44) expresa justamente lo que se pretende, que las inductancias mutuas sean independientes de la posición del rotor y del tiempo, transformándose en una submatriz muy simple y manteniendo sus valores reales.

Además las submatrices de inductancias propias $[L_s]$ y $[L'_r]$ no sufren ninguna modificación, manteniendo sus valores originales.

Y finalmente para la corriente:

$$\begin{vmatrix} |i_{qdo_s}| \\ \hline |i'_{qdo_r}| \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} |A_s| & |i_{abc_s}| \\ \hline |A_r| & |i'_{abc_r}| \end{vmatrix} \quad (1.48)$$

Con el desarrollo de cada matriz de la ecuación (1.40) se demuestra que:

$$\left| A_3 \right| \left| \lambda_{abc} \right| = \left| \lambda_{qdo} \right| = \left| L_{qdo} \right| \left| i_{qdo} \right| \quad (1.49)$$

Desarrollando las matrices anteriores:

$$\begin{array}{c|ccc|ccc|c} \lambda_{qs} & L_s & 0 & 0 & M & 0 & 0 & i_{qs} \\ \lambda_{ds} & 0 & L_s & 0 & 0 & M & 0 & i_{ds} \\ \lambda_{os} & 0 & 0 & L_s & 0 & 0 & 0 & i_{os} \\ \hline \lambda'_{qr} & M & 0 & 0 & L'_r & 0 & 0 & i'_{qr} \\ \lambda'_{dr} & 0 & M & 0 & 0 & L'_r & 0 & i'_{dr} \\ \lambda'_{or} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L'_r & i'_{or} \end{array} \quad (1.50)$$

Con la transformación al sistema de ejes q d o, se elimina el problema de trabajar con variables de fase en donde las inductancias mutuas y ciertos coeficientes varían con el tiempo y con la posición del rotor.

Además se puede ver mas claramente en la ecuación (1.50) la particularidad del eje cero, de no estar asociado con la transformación, tal como se observa en la Fig. 1.2.

1.2.3 Ecuaciones del Voltaje en variables qd0.

Se parte de la ecuación (1.1) y se sigue el mismo proceso de transformación desarrollado para las concatenaciones de flujo.

$$\left[A_3 \right] \left[v \right] = \left[A_3 \right] \left[R \right] \left[i \right] + \left[A_3 \right] p \left[\lambda \right] \quad (1.51)$$

Aplicando lo conocido a la ecuación (1.51) se tiene:

$$|A_3| |V| = |A_3| |R| |A_3^{-1}| |i\omega d_0| + |A_3| p |A_3^{-1}| |\omega d_0| \quad (1.52)$$

Las matrices $|A_3^{-1}|$ y $|\omega d_0|$ son funciones del tiempo por lo que el operador p afectará a las dos matrices. Además el valor de la resistencia del estator y del rotor no varían con la transformación, por lo tanto:

$$|A_3| p \left\{ |A_3^{-1}| |\omega d_0| \right\} = p |\omega d_0| + |A_3| \left\{ p \left[A_3^{-1} \right] \right\} |\omega d_0|$$

$$|A_3| |R| |A_3^{-1}| = |R| \quad (1.53)$$

Realizando operaciones y reemplazando en la ecuación (1.51) resulta la siguiente ecuación.

$$|\omega d_0| = \left\{ |R| + p |L\omega d_0| + \left\{ |A_3| p |A_3^{-1}| \right\} |L\omega d_0| \right\} |i\omega d_0| \quad (1.54)$$

donde:

$$|A_3| p |A_3^{-1}| = \begin{array}{ccc|ccc} 0 & p\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -p\theta & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & p\beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p\beta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \quad (1.55)$$

Expresando la ecuación (1.54) en función de todos los términos se tendrá las ecuaciones generales de voltaje en el sistema arbitrario que describen el comportamiento de la máquina.

$$\begin{array}{c|ccc|ccc|c}
 \begin{array}{l} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{os} \\ \hline V'_{qr} \\ V'_{dr} \\ V'_{or} \end{array} & \begin{array}{l} (r_s + L_{sp}) \\ -L_{sp}\theta \\ 0 \\ \hline M_p \\ -M_p\beta \\ 0 \end{array} & \begin{array}{l} L_{sp}\theta \\ (r_s + L_{sp}) \\ 0 \\ \hline M_p\beta \\ M_p \\ 0 \end{array} & \begin{array}{l} 0 \\ 0 \\ r_s \\ \hline 0 \\ 0 \\ 0 \end{array} & \begin{array}{l} M_p \\ -M_p\theta \\ 0 \\ \hline (r'_r + L'_r p) \\ -L'_r p\beta \\ 0 \end{array} & \begin{array}{l} M_p\theta \\ M_p \\ 0 \\ \hline L'_r p\beta \\ (r'_r + L'_r p) \\ 0 \end{array} & \begin{array}{l} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \hline 0 \\ 0 \\ r'_r \\ +L'_r p \end{array} & \begin{array}{l} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \\ \hline i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{or} \end{array}
 \end{array} \quad (1.56)$$

Las ecuaciones de voltaje pueden ser escritas en función de las concatenaciones de flujo totales; a partir de las ecuaciones (1.56) de donde se obtiene el siguiente grupo de ecuaciones:

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + p \lambda_{qs} + \lambda_{ds} p\theta$$

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + p \lambda_{ds} - \lambda_{qs} p\theta$$

$$V_{os} = r_s i_{os} + p \lambda_{os} ?$$

$$V'_{qr} = r'_r i'_{qr} + p \lambda'_{qr} + \lambda'_{dr} p\beta$$

$$V'_{dr} = r'_r i'_{dr} + p \lambda'_{qr} - \lambda'_{qr} p\beta \quad (1.57)$$

$$V'_{or} = r'_r i'_{or} + p \lambda'_{or} ?$$

Las concatenaciones de flujo totales están expresadas así:

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + M i'_{qr}$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + M i'_{dr}$$

$$\lambda_{os} = L_s i_{os} \quad ? \quad (1.58)$$

$$\lambda'_{qr} = L'_r i'_{qr} + M i_{qs}$$

$$\lambda'_{dr} = L'_r i'_{dr} + M i_{ds}$$

$$\lambda'_{or} = L'_r i'_{or} \quad ?$$

Reemplazando la ecuación (1.47) en (1.58)

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + M (i_{qs} + i'_{qr})$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + M (i_{ds} + i'_{dr})$$

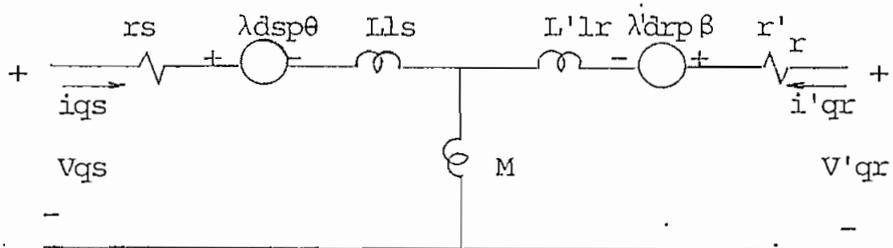
$$\lambda_{os} = L_{ls} i_{os} \quad ? \quad (1.59)$$

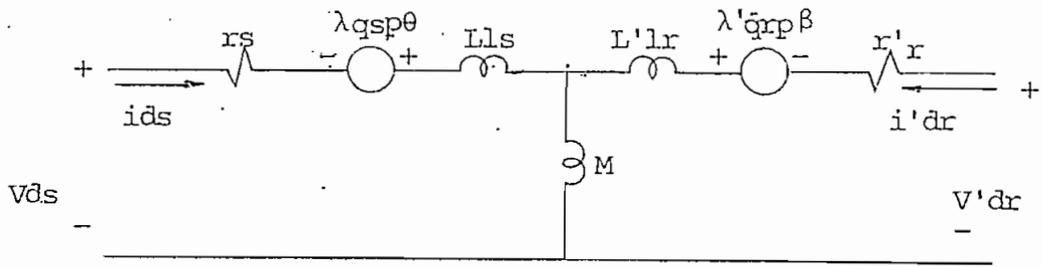
$$\lambda'_{qr} = L'_{lr} i'_{qr} + M (i_{qs} + i'_{qr})$$

$$\lambda'_{dr} = L'_{lr} i'_{dr} + M (i_{ds} + i'_{dr})$$

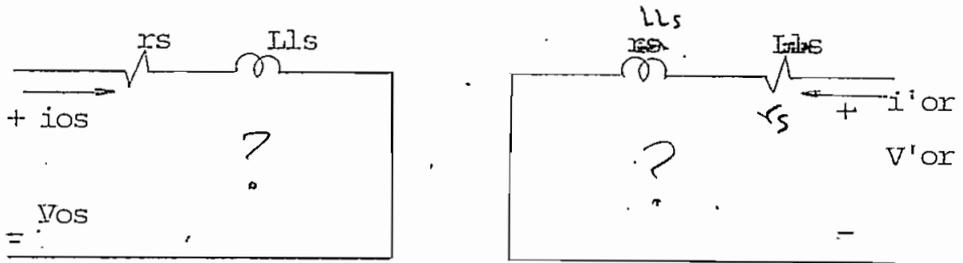
$$\lambda'_{or} = L'_{lr} i'_{or} \quad ?$$

Las ecuaciones generales de voltaje expresado en función de las concatenaciones de flujo totales, sugieren los siguientes circuitos.





EJE d



EJE o

Fig. 1.3 Circuitos equivalentes q d 0, de una máquina simétrica trifásica con referencia fija en el Estator.

El gráfico del eje cero explica la existencia del eje, exclusivamente donde se origina una asimetría, sea ésta en el estator o en el rotor, razón por la cual los circuitos de este eje no se hallan acoplados, es decir la asimetría que se origina en el estator no se observa en el rotor y viceversa. Como no se halla asociado con la transformación no contiene términos de los ejes q, d como se observa en su circuito.



Las ecuaciones (1.57) y (1.59) representan las ecuaciones generales de voltaje de la máquina, las cuales se obtienen en un sistema de referencia arbitrario que gira a una velocidad cualquiera w , pero es conveniente ver estas ecuaciones en los sistemas más comunes conocidos.

1. Sistema de referencia fijo en el estator ($w=0$), por lo que $p\theta=0$ y $\beta = -\theta_r$ valor que se reemplaza en la ecuación (1.56).
2. Sistema de referencia fijo en el rotor ($w = w_r$) en este caso $p\beta=0$ y $w = w_r$ valor que puede ser reemplazado en (1.56) y trabajar en esta referencia.
3. Sistema de referencia girando a la velocidad sincrónica ($w = w_e$) donde $\theta = \theta_e$ y $\beta = \theta_e - \theta_r$ y se sigue con el mismo proceso. En este sistema los voltajes y corrientes son magnitudes constantes, es decir no dependen del tiempo, lo cual no ocurre en los sistemas anteriores.

Los términos $\lambda_{qs} p\theta$, $\lambda_{ds} p\theta$, $\lambda'_{qr} p\beta$, $\lambda'_{dr} p\beta$ representan voltajes de velocidad, debido al movimiento de los ejes, el comportamiento de la máquina estará sujeta a condiciones específicas. Los términos $p\lambda_{qs}$, $p\lambda_{ds}$, $p\lambda'_{qr}$, $p\lambda'_{dr}$ son los voltajes de transformación.

1.2.4 Ecuaciones del Torque Electromagnético:

Para obtener la ecuación del torque electromagnético en variables $qd0$, se aplica la matriz de transformación a la ecuación (1.22) resultando:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} M (i_{gs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (1.60)$$

En función de las concatenaciones de flujo el torque electromagnético queda:

$$T_e = \frac{n}{2} \cdot \frac{P}{2} (\lambda'_{qr} i'_{dr} - \lambda'_{dr} i'_{qr}) \quad (1.61)$$

donde n es el número de fases.

1.2.5 Ecuaciones del Torque Electromecánico:

La ecuación del comportamiento electromecánico del motor de inducción está dado por: (Ref. 9)

$$T_e = (J_p + D) \omega_r + T_m \quad (1.62)$$

donde:

- J = momento de inercia de la máquina
- D = coeficiente angular de fricción viscosa
- $J_p \omega_r$ = Torque de aceleración
- $D \omega_r$ = Torque de amortiguamiento mecánico
- T_m = Torque mecánico
- T_e = Torque electromagnético.

1.3. ESTADO ESTACIONARIO COMO CASO PARTICULAR.

En estado estable la máquina opera en condiciones balanceadas, las corrientes del estator producen un campo magnético que gira en el entrehierro a la velocidad sincrónica ω_e , y debido a que el rotor gira a una velocidad diferente de ω_e , se inducen corrientes en el rotor que producen un campo magnético que gira a una velocidad $(\omega_e - \omega_r)$ con respecto al rotor, ó a la velocidad sincrónica ω_e con respecto al estator.

Por lo tanto las variables del estator varían con la frecuencia ω_e de la red, y las del rotor con una frecuencia $(\omega_e - \omega_r)$.

Las variables del estator al transformar al sistema de referencia arbitrario, que gira a una velocidad arbitraria ω con respecto al estator, varían con una frecuencia de $\omega_e - \omega$. De igual manera en el rotor el sistema arbitrario gira a una velocidad $\omega - \omega_r$ con respecto al rotor y las variables varían a una frecuencia $\omega_e - \omega$, esto es:

$$\omega_e - \omega = (\omega_e - \omega_r) - (\omega - \omega_r)$$

Por lo tanto en estado estable todas las variables del estator y del rotor referidos al sistema arbitrario, aparecen como cantidades sinusoidales que varían a una frecuencia de $\omega_e - \omega$, para todos los sistemas de referencia, excepto para el que gira a la velocidad sincrónica, en donde las variables se ven como componentes de continua o magnitudes constantes.

Unicamente en estado estable se puede hablar de fasores por lo que los voltajes y las corrientes que son cantidades sinusoidales se puede re presentarles como cantidades fasoriales y no como valores instantáneos. En la parte mecánica el torque y la velocidad permanecen constantes. (Ref. 2.3).

$$f_{as} = \operatorname{Re} \left[\underline{F}_s e^{j\theta_e} \right] = \operatorname{Re} \left[\underline{F}_{as} e^{j\theta_e} \right]$$

donde: $\underline{F}_{as} = F_s e^{j\theta_e(0)}$

Para todas las fases queda:

$$\begin{aligned} f_{as} &= \operatorname{Re} \left[\underline{F}_{as} e^{j\theta_e} \right] \\ f_{bs} &= \operatorname{Re} \left[\underline{F}_{bs} e^{j\theta_e} \right] \\ f_{cs} &= \operatorname{Re} \left[\underline{F}_{cs} e^{j\theta_e} \right] \\ f'_{ar} &= \operatorname{Re} \left[\underline{F}'_{ar} e^{j(\theta_e - \theta_r)} \right] \\ f'_{br} &= \operatorname{Re} \left[\underline{F}'_{br} e^{j(\theta_e - \theta_r)} \right] \\ f'_{cr} &= \operatorname{Re} \left[\underline{F}'_{cr} e^{j(\theta_e - \theta_r)} \right] \end{aligned} \tag{1.63}$$

donde: f : puede ser voltaje, corriente o concatenaciones de flujo.

\underline{F} : es un fasor

F_s : es la magnitud del fasor

Re : parte real del fasor.

Para una máquina trifásica los bobinados del estator y del rotor se hallan desfasados 120° grados eléctricos entre si respectivamente. Tomando de referencia la fase "a" para una secuencia "abc", según la fig. 1.1 se tiene que:

$$\begin{aligned} \underline{f}_{bs} &= a^2 \underline{f}_{as} \\ \underline{f}_{cs} &= a \underline{f}_{as} \\ \underline{f}'_{br} &= a^2 \underline{f}'_{ar} \\ \underline{f}'_{cr} &= a \underline{f}'_{ar} \end{aligned} \quad (1.64)$$

donde:

$$a = e^{j \frac{2\pi}{3}}$$

$$a^2 = e^{-j \frac{2\pi}{3}}$$

Aplicando las ecuaciones de transformación se tiene:

$$\begin{aligned} f_{qs} &= \frac{2}{3} \left[f_{as} \cdot \text{Re} \cdot e^{j\theta} + f_{bs} \cdot \text{Re} \cdot e^{j(\theta - \frac{2\pi}{3})} + f_{cs} \cdot \text{Re} \cdot e^{j(\theta + \frac{2\pi}{3})} \right] \\ f_{ds} &= \frac{2}{3} \left[f_{as} \cdot \text{Re} \cdot e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})} + f_{bs} \cdot \text{Re} \cdot e^{j(\theta - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})} + f_{cs} \cdot \text{Re} \cdot e^{j(\theta + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})} \right] \\ f'_{qr} &= \frac{2}{3} \left[f'_{ar} \cdot \text{Re} \cdot e^{j\beta} + f'_{br} \cdot \text{Re} \cdot e^{j(\beta - \frac{2\pi}{3})} + f'_{cr} \cdot \text{Re} \cdot e^{j(\beta + \frac{2\pi}{3})} \right] \end{aligned} \quad (1.65)$$

$$\begin{aligned} f'_{dr} &= \frac{2}{3} \left[f'_{ar} \cdot \text{Re} \cdot e^{j(\beta - \frac{\pi}{2})} + f'_{br} \cdot \text{Re} \cdot e^{j(\beta - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})} + \right. \\ &\quad \left. f'_{cr} \cdot \text{Re} \cdot e^{j(\beta + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})} \right] \end{aligned}$$

Se debe reemplazar (1.64) en (1.63) y estas en (1.65) y se obtiene:

$$\begin{aligned}
 f_{qs} &= \operatorname{Re} \left[\underline{F}_{as} e^{j(\theta_e - \theta)} \right] \\
 f_{ds} &= \operatorname{Re} \left[j \underline{F}_{as} e^{j(\theta_e - \theta)} \right] \\
 f'_{qr} &= \operatorname{Re} \left[\underline{F}'_{ar} e^{j(\theta_e - \theta)} \right] \\
 f'_{dr} &= \operatorname{Re} \left[j \underline{F}'_{ar} e^{j(\theta_e - \theta)} \right]
 \end{aligned} \tag{1.66}$$

Como se anotó anteriormente las variables del estator y rotor en el sistema arbitrario de referencia varían con una frecuencia de $\omega_e - \omega$, por lo tanto en forma fasorial excepto para la referencia sincrónica se tiene que :

$$\begin{aligned}
 f_{qs} &= \operatorname{Re} \left[\underline{F}_{qs} e^{j(\theta_e - \theta)} \right] \\
 f_{ds} &= \operatorname{Re} \left[\underline{F}_{ds} e^{j(\theta_e - \theta)} \right] \\
 f'_{qr} &= \operatorname{Re} \left[\underline{F}'_{qr} e^{j(\theta_e - \theta)} \right] \\
 f'_{dr} &= \operatorname{Re} \left[\underline{F}'_{dr} e^{j(\theta_e - \theta)} \right]
 \end{aligned} \tag{1.67}$$

Si se escoge $\theta(0) = 0$, entonces de las ecuaciones (1.66) y (1.67) se concluye que:

$$\begin{aligned}
 \underline{F}_{qs} &= \underline{F}_{as} \\
 \underline{F}_{ds} &= j \underline{F}_{as} \\
 \underline{F}'_{qr} &= \underline{F}'_{ar} \\
 \underline{F}'_{dr} &= j \underline{F}'_{ar}
 \end{aligned} \tag{1.68}$$

1.3.1 Ecuaciones del Voltaje en Estado Estacionario:

Para mayor facilidad se toma el eje q con la referencia fija en el estator y se realiza los siguientes reemplazos:

1. Por la ecuación (1.68) $\underline{V}_{as} = \underline{V}_{qs}$ y $\underline{V}'_{ar} = \underline{V}'_{qr}$
2. El operador p se reemplaza por j ($\omega_e - \omega$)
3. Y $p\beta = \omega - \omega_r$

Con estos reemplazos se llega a obtener las ecuaciones de voltaje, muy conocidas para la máquina de inducción que expresan el circuito equivalente de esta máquina.

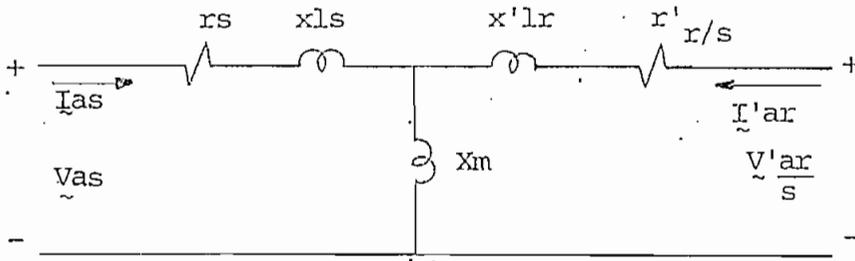
Luego de arreglar las ecuaciones se obtiene los siguientes resultados:

$$\begin{aligned} \underline{V}_{as} &= (r_s + j x_{ls}) \underline{I}_{as} + j X_m (\underline{I}_{as} + \underline{I}'_{ar}) \\ \frac{\underline{V}'_{ar}}{s} &= \left(\frac{r'_r}{s} + j x'_{lr} \right) \underline{I}'_{ar} + j X_m (\underline{I}_{as} + \underline{I}'_{ar}) \end{aligned} \quad (1.69)$$

siendo: x_{ls} : reactancia de dispersión del estator
 x'_{lr} : reactancia de dispersión del rotor
 s : es el deslizamiento y viene dado por:

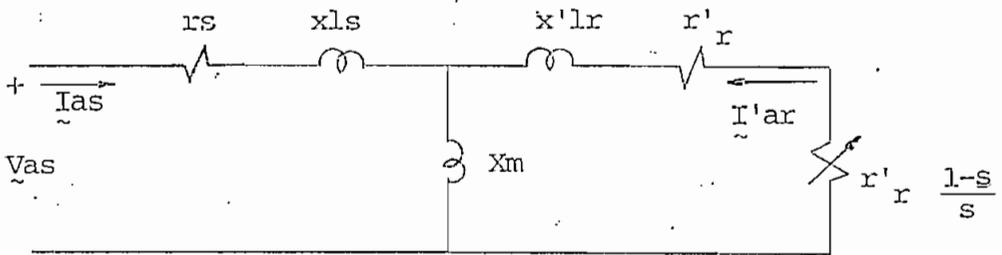
$$s = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} \quad (1.70)$$

Las ecuaciones de voltajes (1.69) dan el circuito equivalente de la máquina de inducción, como se muestra en la fig. 1.4. (a) (b)



(a)

Con $V'_{ar} = 0$ y separando $\frac{r'}{s}$ en dos términos se tiene el siguiente circuito.



(b)

Fig. 1.4 Circuito Equivalente de la Máquina de Inducción.

El estado estable constituye un caso muy particular de la transformación a coordenadas $qd0$, es decir que luego del análisis matemático desarrollado y con ciertas consideraciones se llega a obtener el circuito equivalente de la máquina en términos de fase.

El análisis del circuito equivalente no se lo desarrolla por considerar un trabajo innecesario, por cuanto este análisis a partir del circuito equivalente se halla en varios libros y publicaciones de máquinas de inducción.

CAPITULO II

INTRODUCCION DE LA SATURACION

En el modelo matemático que se desarrolló en el capítulo anterior, su poniendo despreciable la reluctancia del hierro, se introduce el efecto de la saturación magnética del hierro.

La tensión inducida y el par electromagnético dependen en cualquier máquina del flujo concatenado con sus devanados y este flujo depende de las características del hierro y de los entrehierros, por lo que la saturación influye notablemente en las características de la máquina.

(Ref. 6).

El análisis de la saturación se lo hace exteriormente y no interiormente, esto significa que no se consideran las discontinuidades del entrehierro debido a las ranuras, canales de ventilación, presencia de armónicas en las ranuras del rotor y estator etc, efectos que son determinados en la construcción misma de la máquina, por lo que todos estos detalles no se toman en cuenta.

Las consideraciones hechas en el desarrollo de las ecuaciones del capítulo 1, no cambian con la saturación, se sigue manteniendo el modelo lineal y los parámetros de la máquina no varían. La introducción de la saturación no es más que una corrección al modelo lineal a través de un Δx_i , como se verá mas adelante.

2.1 ECUACIONES PRIMARIAS DE LA MAQUINA

Analizando las ecuaciones primarias de la máquina dadas por (1.57) y (1.59) se llega a expresar los voltajes, corrientes, torque, velocidad en función de las concatenaciones de flujo, que serán las variables de estado del modelo. Esto facilita el estudio y permite analizar los períodos transitorios y estado estable; además se introduce la velocidad de los ejes y la velocidad angular eléctrica ω_e , que no se han considerado.

Las ecuaciones primarias de la máquina son:

$$\begin{aligned}
 V_{qs} &= r_s i_{qs} + p \lambda_{qs} + \lambda_{ds} p \theta \\
 V_{ds} &= r_s i_{ds} + p \lambda_{ds} - \lambda_{qs} p \theta \\
 V_{os} &= r_s i_{os} + p \lambda_{os} \\
 V'_{qr} &= r'_r i'_{qr} + p \lambda'_{qr} + \lambda'_{dr} p \beta \\
 V'_{dr} &= r'_r i'_{dr} + p \lambda'_{dr} - \lambda'_{qr} p \beta \\
 V'_{or} &= r'_r i'_{or} + p \lambda'_{or}
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

Las ecuaciones de concatenaciones de flujo son:

$$\begin{aligned}
 \lambda_{qs} &= L_{ls} i_{qs} + M (i_{qs} + i'_{qr}) \\
 \lambda_{ds} &= L_{ls} i_{ds} + M (i_{ds} + i'_{dr}) \\
 \lambda_{os} &= L_{ls} i_{os}
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

$$\lambda'_{qr} = L'_{lr} i'_{qr} + M (i_{qs} + i'_{qr})$$

$$\lambda'_{dr} = L'_{lr} i'_{dr} + M (i_{ds} + i'_{dr})$$

$$\lambda'_{or} = L'_{lr} i'_{or}$$

A la ecuación (2.2) se le multiplica por la velocidad angular eléctrica ω_e quedando así:

$$\psi_{qs} = x_{ls} i_{qs} + X_m (i_{qs} + i'_{qr})$$

$$\psi_{ds} = x_{ls} i_{ds} + X_m (i_{ds} + i'_{qr})$$

$$\psi_{os} = x_{ls} i_{ds} \tag{2.3}$$

$$\psi'_{qr} = x'_{lr} i'_{qr} + X_m (i_{qs} + i'_{qr})$$

$$\psi'_{dr} = x'_{lr} i'_{dr} + X_m (i_{ds} + i'_{dr})$$

$$\psi'_{or} = x'_{lr} i'_{or}$$

donde:

$$x'_{lr} = \omega_e L'_{lr}$$

$$x_{ls} = \omega_e L_{ls}$$

$$x_m = \omega_e M$$

$$\psi = \omega_e \lambda$$

ψ son las concatenaciones de flujo "por segundo"; el porqué se toman concatenaciones de flujo por segundo se observará con mayor claridad en la sección (2.2) al pasar las ecuaciones a por unidad.

En la ecuación (2.3) se realiza el siguiente reemplazo:

$$\psi_{mq} = x_m (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.4)$$

$$\psi_{md} = x_m (i_{ds} + i'_{dr})$$

Por lo que, la ecuación (2.3) resulta:

$$\begin{aligned} \psi_{qs} &= x_{ls} i_{qs} + \psi_{mq} \\ \psi_{ds} &= x_{ls} i_{ds} + \psi_{md} \\ \psi_{os} &= x_{ls} i_{os} \\ \psi'_{qr} &= x'_{lr} i'_{qr} + \psi_{mq} \\ \psi'_{dr} &= x'_{lr} i'_{ds} + \psi_{md} \\ \psi'_{or} &= x'_{lr} i'_{or} \end{aligned} \quad (2.5)$$

De las ecuaciones anteriores se despejan las corrientes:

$$i_{qs} = \frac{1}{x_{ls}} (\psi_{qs} - \psi_{mq})$$

$$i_{ds} = \frac{1}{x_{ls}} (\psi_{ds} - \psi_{md})$$

$$i_{os} = \frac{1}{x_{ls}} \psi_{os} \quad (2.6)$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{x'_{lr}} (\psi'_{qr} - \psi_{mq})$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{x'_{lr}} (\psi'_{dr} - \psi_{md})$$

$$i'_{or} = \frac{1}{x'_{lr}} \psi'_{or}$$

Quedan expresadas las corrientes en función de las variables de estado que son las concatenaciones de flujo, ecuaciones muy importantes para el modelo digital.

Reemplazando (2.6) en (2.4) se llega a:

$$\psi_{mq} = x_{mq} \left[\frac{\psi_{qs}}{x_{ls}} + \frac{\psi'_{qr}}{x'_{lr}} \right] \quad (2.7)$$

$$\psi_{md} = x_{md} \left[\frac{\psi_{ds}}{x_{ls}} + \frac{\psi'_{dr}}{x'_{lr}} \right]$$

donde:

$$x_{mq} = x_{md} = 1 / (1/x_m + 1/x_{ls} + 1/x'_{lr}) \quad (2.8)$$

(Ref. 1)

Para expresar las ecuaciones de voltaje (2.1) en función de las concatenaciones de flujo por segundo, se multiplica ambos miembros de esta ecuación por w_e , y se reemplaza: $w = p\theta$ y $w - w_r = p\beta$

$$w_e V_{qs} = w_e r_s \cdot \frac{\psi_{qs} - \psi_{mq}}{x_{ls}} + p \psi_{qs} + w \psi_{ds}$$

$$w_e V_{ds} = w_e r_s \cdot \frac{\psi_{ds} - \psi_{md}}{x_{ls}} + p \psi_{ds} - w \psi_{qs} \quad (2.9)$$

$$w_e V_{os} = w_e r_s \cdot \psi_{os} / x_{ls} + p \psi_{os}$$

$$w_e V'_{qr} = w_e r'_r \cdot \frac{\psi'_{qr} - \psi_{mq}}{x'_{lr}} + p \psi'_{qr} + (w - w_r) \psi'_{dr}$$

$$w_e V'_{dr} = w_e r'_r \cdot \frac{\psi'_{dr} - \psi_{md}}{x'_{lr}} + p \psi'_{dr} - (w - wr) \psi'_{qr}$$

$$w_e V'_{or} = w_e r'_r \cdot \psi'_{or}/x'_{lr} + p \psi'_{or}$$

Despejando los términos $p \psi$ se tendrá las ecuaciones diferenciales del motor de inducción.

$$p \psi_{qs} = w_e \left[V_{qs} - \frac{w}{w_e} \psi_{ds} + \frac{rs}{x_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{qs}) \right]$$

$$p \psi_{ds} = w_e \left[V_{ds} + \frac{w}{w_e} \psi_{qs} + \frac{rs}{x_{ls}} (\psi_{md} - \psi_{ds}) \right] \quad (2.10)$$

$$p \psi'_{qr} = w_e \left[V'_{qr} + \frac{wr - w}{w_e} \psi'_{dr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\psi_{mq} - \psi'_{qr}) \right]$$

$$p \psi'_{dr} = w_e \left[V'_{dr} + \frac{w - wr}{w_e} \psi'_{qr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\psi_{md} - \psi'_{dr}) \right]$$

$$p \psi_{os} = w_e \left[V_{os} - \frac{rs}{x_{ls}} \psi_{os} \right]$$

$$p \psi'_{or} = w_e \left[V'_{or} - \frac{r'_r}{x'_{lr}} \psi'_{or} \right]$$

Reemplazando la ecuación (2.7) en (2.6) se obtiene la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} i_{qdo} \\ s,r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot X_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Donde cada matriz está definida así:

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{os} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \psi'_{or} \end{bmatrix} \quad ; \quad |\psi| = \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} X_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{x_{ls} - x_{mq}}{x_{ls}^2} & 0 & 0 & -\frac{x_{mq}}{x_{ls} x'_{lr}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{x_{ls} - x_{md}}{x_{ls}^2} & 0 & 0 & -\frac{x_{md}}{x_{ls} x'_{lr}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{x_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{x_{mq}}{x_{ls} x'_{lr}} & 0 & 0 & \frac{x'_{lr} - x_{mq}}{x'_{lr}^2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{x_{md}}{x_{ls} x'_{lr}} & 0 & 0 & \frac{x'_{lr} - x_{md}}{x'_{lr}^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{x'_{lr}} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

En esta ecuación las corrientes se hallan en función de los parámetros y concatenaciones de flujo de la máquina.

Si se reemplaza este último grupo de ecuaciones en las ecuaciones (2.10) resulta:

$$\frac{1}{w_e} p |\psi| = |v| + |X_{maq}| |\psi| \quad (2.14)$$

Cada matriz se define así:

$$\left| \psi \right| = \begin{vmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{os} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \psi'_{or} \end{vmatrix} ; \quad \left| v \right| = \begin{vmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{os} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \\ v'_{or} \end{vmatrix} \quad (2.15)$$

$$\left| X_{maq} \right| = \begin{vmatrix} rs \frac{X_{mq}-x_{ls}}{x_{ls}^2} & -\frac{w}{w_e} & 0 & \frac{rs X_{mq}}{x_{ls} x'_{lr}} & 0 & 0 \\ \frac{w}{w_e} & rs \frac{X_{md}-x_{ls}}{x_{ls}^2} & 0 & 0 & \frac{rs X_{md}}{x_{ls} x'_{lr}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{rs}{x_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{r'_r X_{mq}}{x_{ls} x'_{lr}} & 0 & 0 & r'_r \frac{X_{mq}-x'_{lr}}{x'_{lr}^2} & \frac{wr-w}{w_e} & 0 \\ 0 & \frac{r'_r X_{md}}{x_{ls} x'_{lr}} & 0 & \frac{w-wr}{w_e} & r'_r \frac{X_{md}-x'_{lr}}{x'_{lr}^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{r'_r}{x'_{lr}} \end{vmatrix} \quad (2.16)$$

Realizando el mismo proceso con la ecuación del torque electromagnético (1.61) se obtiene.

$$T_e = \frac{1}{w_e} \cdot \frac{n}{2} \cdot \frac{P}{2} (\psi'_{qr} i'_{dr} - \psi'_{dr} i'_{qr}) \quad (2.17)$$

En la ecuación del torque electromecánico que describe el comportamiento mecánico de la máquina se puede despreciar el coeficiente de viscosidad D , por ser un valor muy pequeño que no tiene influencia en la ecuación. (Ref. 8).

$$T_e = J p_{wr} + T_m \quad (2.18)$$

Quedan expresados así las ecuaciones de voltaje, corriente y movimiento en términos de las variables de estado para el sistema de ejes arbitrarios. Al trabajar en un sistema de referencia particular, conviene seleccionar la referencia donde se quiere realizar el estudio esto es: si se desea simular algún transitorio asimétrico en el estator, se elige la referencia fija en el estator, si es en el rotor el estudio se toma la referencia en el rotor.

2.2 ECUACIONES DE LA MÁQUINA EN POR UNIDAD:

Es muy ventajoso trabajar en el sistema "por unidad" en donde las magnitudes y parámetros son fracciones de los valores nominales seleccionados como bases.

Por la condición de simetría de la máquina de inducción, resulta fácil el trabajo de expresar sus valores en por unidad, se selecciona valores base de potencia, voltaje y frecuencia, que pueden ser los datos de placa de la máquina.

2.2.1 Valores Base:

SB : Potencia aparente base en volt-amperios por fase

VB : voltaje base en voltios por fase, y

fB : frecuencia base en Hertz.

De estos valores base se puede obtener otros valores base:

$$I_B = \frac{S_B}{V_B} \text{ (amperios)}$$

$$Z_B = \frac{V_B}{I_B} \text{ (ohmios)}$$

$$\omega_B = 2\pi f_B \text{ (rad/seg).}$$

Donde f_B debe ser la frecuencia a la cual están definidos los parámetros.

$$L_B = \frac{Z_B}{\omega_B} \text{ (Henrios)}$$

$L_B =$ Inductancia base

(2.19)

Las concatenaciones de flujo base son:

$$\lambda_B = L_B \cdot I_B$$

Multiplicando ambos miembros de la última ecuación anterior por ω_B se obtiene:

$$\psi_B = X_B \cdot I_B$$

(2.20)

Siguiendo este desarrollo se llega a demostrar que en valores base:

$$\psi_B = V_B \quad (2.21)$$

2.2.2 Valores en Por Unidad:

El valor en por unidad viene dado por la siguiente relación:

$$\text{Valor p.u.} = \frac{\text{valor real}}{\text{valor base}} \quad (2.22)$$

Aplicando la ecuación (2.22) y las ecuaciones de valores base a las ecuaciones (2.10) se expresan en por unidad. Sus valores no se alteran, sin embargo se puede realizar una demostración muy interesante donde se expresa el voltaje en por unidad en función de las concatenaciones de flujo por segundo.

$$V = p\lambda \quad (2.23)$$

$$\text{we } V = p\psi$$

y aplicando las ecuaciones de valores base y por unidad se demuestra que:

$$V \text{ p.u.} = \frac{1}{w_B} p \times \text{p.u. } I \text{ p.u.}$$

o también:

(2.24)

$$w_B V \text{ p.u.} = p \psi \text{ p.u.}$$

Ecuación muy importante que revela un hecho: en el sistema por unidad todas las magnitudes son adimensionales, sin embargo la ecuación (2.24) tiene dimensión en segundos, y es debido a que sencillamente no se ha tomado un tiempo base.

Para que ambos miembros de la ecuación (2.24) tengan la misma dimensión es necesario tomar concatenaciones de flujo por segundo. Otra forma de analizar esto es: p es un operador que siempre tiene dimensión en segundos y para no alterar la ecuación es necesario tomar concatenaciones de flujo por segundo.

El paso de las ecuaciones a por unidad no trae ningún problema: se mantienen los valores originales de las ecuaciones en el sistema en por unidad, pudiendo suprimirse el subíndice 'pu' de las ecuaciones para evitar demasiada nomenclatura; la frecuencia base ω_B se ha tomado igual a ω_e , frecuencia a la cual están definidos los parámetros.

En el sistema por unidad se toma el mismo valor instantáneo base tanto para el sistema arbitrario $qd0$ como para el sistema abc, en corriente y voltaje.

$$p \psi_{qs} = \omega_B \left[V_{qs} - \frac{\omega}{\omega_B} \psi_{ds} + \frac{r_s}{x'_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{qs}) \right]$$

$$p \psi_{ds} = \omega_B \left[V_{ds} + \frac{\omega}{\omega_B} \psi_{qs} + \frac{r_s}{x'_{ls}} (\psi_{md} - \psi_{ds}) \right]$$

$$p \psi'_{qr} = \omega_B \left[V'_{qr} + \frac{\omega r - \omega}{\omega_B} \psi'_{dr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\psi_{mq} - \psi'_{qr}) \right] \quad (2.25)$$

$$p \psi'_{dr} = wB \left[V'_{dr} + \frac{w - w_r}{wB} \cdot \psi'_{qr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\psi_{nd} - \psi'_{dr}) \right]$$

$$p \psi_{os} = wB \left(V_{os} - \frac{r_s}{x_{ls}} \psi_{os} \right)$$

$$p \psi'_{or} = wB \left(V'_{or} - \frac{r'_r}{x'_{lr}} \cdot \psi'_{or} \right)$$

La ecuación del torque base viene dado por:

$$T_B = \frac{V_B \cdot I_B}{\frac{2}{n} \cdot \frac{2}{p} \cdot wB} \quad (2.26)$$

Dividiendo la ecuación (2.17) para la anterior, el torque en por unidad es:

$$T_e = \psi'_{qr} \cdot i'_{dr} - \psi'_{dr} \cdot i'_{qr} \quad (2.27)$$

La constante de inercia de la máquina (H) viene dada por la siguiente definición:

$$H = \frac{\text{Energía almacenada a } w_s \text{ en kw} \cdot \text{seg}}{\text{Potencia aparente nominal en KVA}} \quad (2.28)$$

mediante fórmula:

$$H = \frac{5.48 \cdot J \cdot W_s^2 \cdot 10^{-6}}{S_n} \quad (\text{seg}) \quad (2.29)$$

donde:

J : momento de inercia de la máquina en $\text{kg} - \text{m}^2$

W_s : velocidad sincrónica de la máquina en r.p.m.

S_n : potencia aparente nominal de la máquina en KVA

La constante de inercia tiene su unidad en segundos en el sistema por unidad; la unidad de energía es igual a la unidad de potencia en un segundo, por lo tanto la constante de inercia es numéricamente igual a la energía almacenada en por unidad. (Ref. 9).

Al acelerar uniformemente la máquina desde el reposo hasta la velocidad sincrónica, en el tiempo de un segundo, el torque será igual a $J\omega_s$. La energía almacenada producida por la potencia debido a este torque a la velocidad media $\omega_s/2$ será igual a $J\omega_s/2$ por lo tanto:

$$H = \frac{1}{2} J \omega_s \quad (2.30)$$

Despejando J y reemplazando en la ecuación (2.18) se tiene la ecuación diferencial de la velocidad y en por unidad resulta:

$$p \omega_r = \frac{1}{2H} (\tau_e - \tau_m) \text{ p.u.} \quad (2.31)$$

2.3. CURVA DE MAGNETIZACION DE LA MAQUINA DE INDUCCION

Los datos del circuito magnético relacionados con la saturación se desprende de las características en vacío y de la curva de magnetización o saturación de la máquina como se muestra en la figura 2.1. La curva de magnetización corresponde a la geometría particular del hierro y del entrehierro de la máquina en estudio, la curva de magnetización del motor de inducción se la obtiene a rotor bloqueado, haciendo trabajar a la máquina como transformador con los terminales del rotor (secundario) abiertos. Se excita al estator y se mide el voltaje inducido en el rotor; por

medio de una relación de espiras se refleja este voltaje al estator. Se representa en abscisas la corriente de línea (IL) y en ordenadas el voltaje inducido reflejado ($V'R$), porque interesa en esta curva que la corriente y el voltaje estén representados a una misma frecuencia.

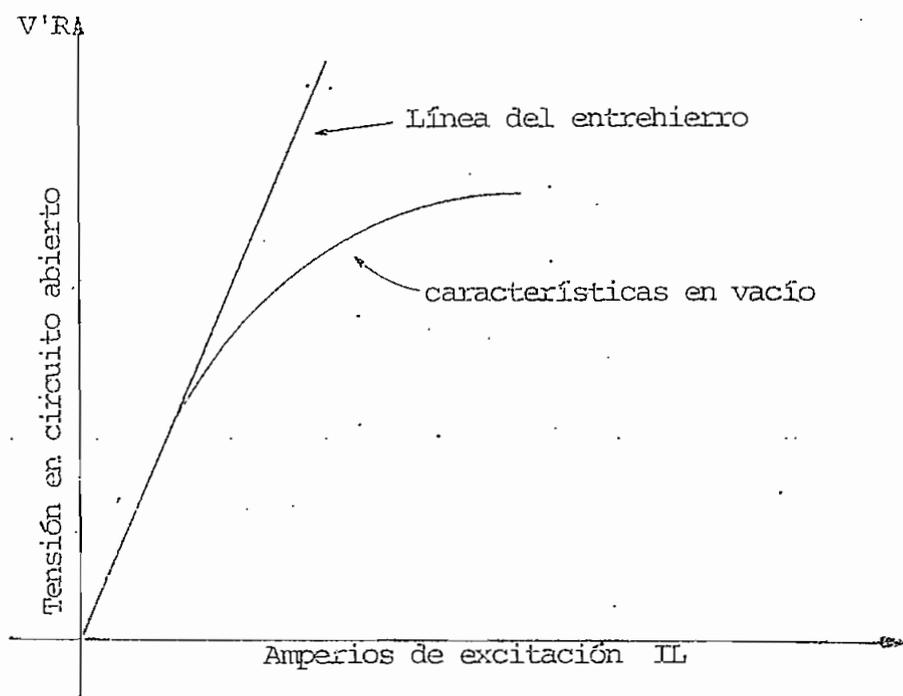


Fig. 2.1 Características en circuito abierto y línea del entrehierro.

Otra forma de obtener esta curva es haciendo girar la máquina a la velocidad de sincronismo o muy próxima a ella, y se determinan las corrientes magnetizantes correspondientes a una serie de valores de tensión aplicada al estator. (Ref. 6).

La representación de la curva de magnetización de la máquina en estudio se halla en el capítulo V.

2.4 ECUACIONES DE LA MAQUINA INCLUIDAS LA SATURACION:

El introducir la saturación no significa que se va a trabajar con la máquina en la región de saturación, lo cual aumentaría las pérdidas en el hierro y disminuiría el rendimiento de la máquina; lo que se pretende es dar una corrección a los flujos mutuos que por alguna perturbación en la máquina alcanzan la región de saturación.

Según la figura 2.1 se ve que existe una relación lineal entre la corriente y el voltaje hasta un cierto punto límite o valor crítico, luego del cual esta relación deja de ser lineal.

En la parte lineal de la curva de vacío, iguales variaciones de corriente producen iguales variaciones de tensión, en la parte no lineal es necesario aumentar la variación de corriente para una misma variación de tensión de la parte lineal.

Si a la corriente de excitación (I_L) se le multiplica por X_m se tendrá en abscisas las concatenaciones de flujo mutuo ψ_m ($\psi_m = X_m \cdot I_L$), y en ordenadas para condiciones de circuito abierto se tendrá que:

$$w_e V = p \psi_m \quad (2.32)$$

Despejando ψ_m

$$\psi_m = \int we V$$

siendo V el voltaje inducido, con lo cual se tendrá en ambos ejes ψ_m , y la pendiente de la recta del entrehierro será igual a 1, formando un ángulo de 45° con cualquiera de los ejes. Esto significa que la figura 2.1 se transforma en la figura 2.2.

Sobrepasado el valor crítico se tienen las concatenaciones de flujo saturadas, representadas por ψ^*_m .

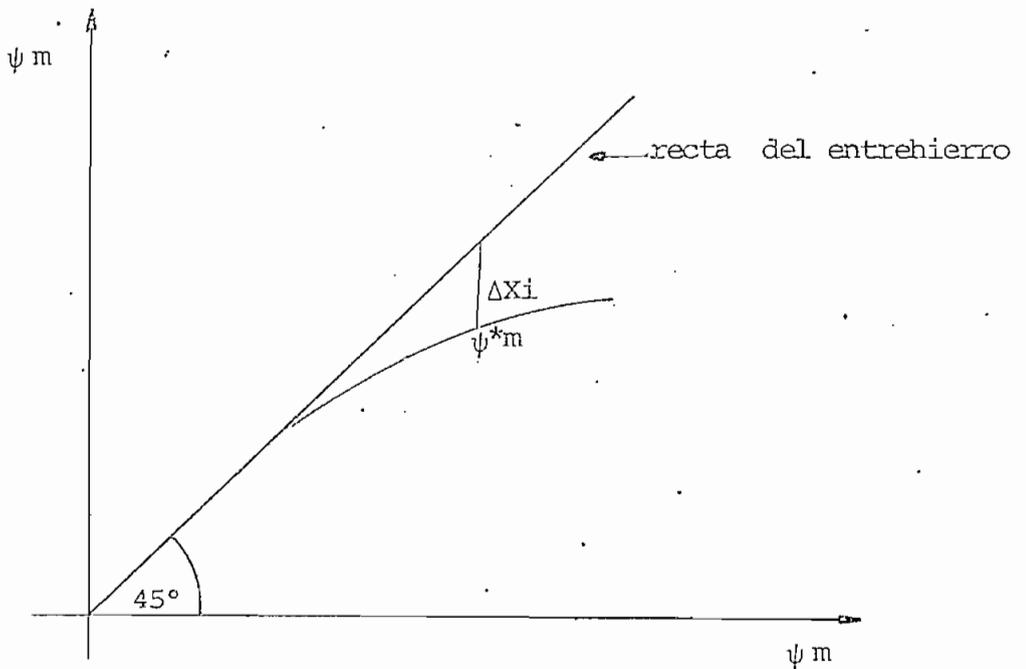


Fig. 2. 2 Recta del entrehierro a 45°

En el laboratorio se obtienen datos de corriente y voltaje, la corriente multiplicada por X_m da ψ_m y para la parte saturada ψ^*_m , con los datos de voltaje según la ecuación (2.32) se tendrá que integrar esos datos lo cual no es posible, por lo que se divide estos datos por un factor para obtener la recta a 45° , es decir forzamos o nos imponemos esta recta como exige el modelo matemático.

Según la figura 2.2 para cada valor de (corriente) ψ_m , podemos determinar un Δx_i , que es la diferencia que existe entre la línea del entre hierro y el valor verdadero de la curva de magnetización, siempre que se sobrepasa del codo de la curva.

Las concatenaciones de flujo mutuo saturado ψ^*_m se puede definir a partir de ψ_m , considerando la corrección Δx_i , en consecuencia.

$$\psi^*_{mq} = x_m (i_{qs} + i'_{qr}) - \Delta x_i \quad (2.33)$$

$$\psi^*_{md} = x_m (i_{ds} + i'_{dr}) - \Delta x_i$$

En la parte lineal se tiene $\Delta x_i = 0$ entonces $\psi^*_m = \psi_m$.

Las ecuaciones de las corrientes quedan:

$$i_{qs} = \frac{\psi_{qs} - \psi^*_{mq}}{x_{ls}}$$

$$i_{ds} = \frac{\psi_{ds} - \psi^*_{md}}{x_{ls}}$$

$$i'_{qr} = \frac{\psi'_{qr} - \psi^*_{mq}}{x'_{lr}} \quad (2.34)$$

$$i'_{dr} = \frac{\psi'_{dr} - \psi^*_{md}}{x'_{lr}}$$

Trabajando con la ecuación (2.7) se llega a lo siguiente:

$$\psi^*_{mq} = X_{mq} \left[\frac{\psi_{qs}}{x_{ls}} + \frac{\psi'_{qr}}{x'_{lr}} \right] - \frac{X_{mq}}{X_m} \Delta X_i \quad (2.35)$$

$$\psi^*_{md} = X_{md} \left[\frac{\psi_{ds}}{x_{ls}} + \frac{\psi'_{dr}}{x'_{lr}} \right] - \frac{X_{md}}{X_m} \Delta X_i$$

En las ecuaciones (2.5) y (2.10) para introducir la saturación bastará reemplazar: ψ^*_{mq} por ψ_{mq} y ψ^*_{md} por ψ_{md} con lo cual estas ecuaciones incluirán la saturación.

Con la ecuación (2.33) y la curva de la figura 2.2 se puede obtener una nueva curva, representada en la figura 2.3 donde $\Delta X_i = f(\psi^*_{m})$, en la que se puede conocer ΔX_i y determinar (2.33) y en consecuencia las demás ecuaciones.

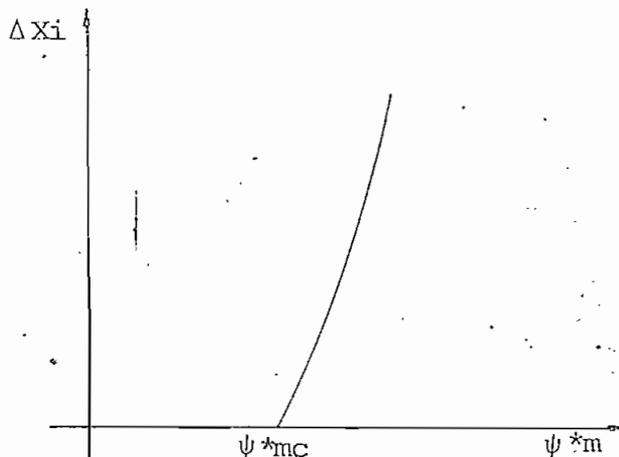


Fig. 2.3 ΔX_i en función de ψ^*_{m}

La figura 2.3 indica que mientras ψ^*m no llegue al valor crítico ψ^*mc , Δx es cero. Esta curva se utiliza para introducir la saturación en el modelo digital.

El método de introducir la saturación por medio de concatenaciones de flujo es mucho más sencillo que hacerlo mediante corrientes como variables de estado. Al utilizar las corrientes como variables de estado, para introducir la saturación se debe determinar las concatenaciones de flujo y luego volver a corrientes para resolver las ecuaciones diferenciales lo cual aumentaría considerablemente el tiempo de computación.

El utilizar las concatenaciones de flujo como variables de estado, todo este proceso no es necesario, como se ha demostrado y facilita su empleo en la solución del modelo digital.

C A P Í T U L O I I I

CAPACITORES

En este capítulo se trata exclusivamente de las ecuaciones de los capacitores. Se considera primeramente a los capacitores aislados de la máquina para realizar la transformación de sus ecuaciones a coordenadas $qd0$, como elemento único y luego se los trata acoplados a la máquina en conexión serie y paralelo.

La presencia de los capacitores se hace notoria al incluir una impedancia de línea hacia atrás del capacitor. La transformación a coordenadas $qd0$ del alimentador se lo hace en forma independiente.

El análisis matemático se lo ha hecho en forma secuencial: primero la máquina, luego la inclusión de la saturación, luego los capacitores y por último el alimentador, lo cual facilita enormemente tanto el análisis matemático como la simulación en el computador.

3.1 ECUACION DE LOS CAPACITORES.

Para este análisis se parte de las ecuaciones generales conocidas para los capacitores.

$$v_c = \frac{1}{C} \int i dt \quad (3.1)$$

$$i_c = c \frac{d}{dt} V_c \quad (3.2)$$

$$i_c = c p V_c \quad (3.3)$$

Despejando el voltaje

$$pV_c = \frac{1}{c} \cdot i_c \quad (3.4)$$

Para las tres fases resulta:

$$p \begin{vmatrix} V_{ca} \\ V_{cb} \\ V_{cc} \end{vmatrix} = \frac{1}{c} \begin{vmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{vmatrix} \quad (3.5)$$

En forma simplificada:

$$p \begin{bmatrix} V_{c_{a.b.c.}} \end{bmatrix} = \frac{1}{c} \begin{bmatrix} i_{c_{a.b.c.}} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.2 TRANSFORMACION DE LAS ECUACIONES DE LOS CAPACITORES AL SISTEMA DE EJES ARBITRARIOS q, d, 0.

Se aplica la matriz de transformación $\begin{vmatrix} A_s \end{vmatrix}$ a la última ecuación anterior.

$$\begin{vmatrix} A_s \end{vmatrix} p \begin{vmatrix} V_{c_{abc}} \end{vmatrix} = \frac{1}{c} \begin{vmatrix} A_s \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{c_{abc}} \end{vmatrix} \quad (3.7)$$

$$\left| A_s \right| p \left\{ \left| A_s^{-1} \right| \left| V_{c_{qdo}} \right| \right\} = \frac{1}{c} \left| i_{c_{qdo}} \right| \quad (3.8)$$

$$\left| A_s \right| \left\{ p \left| A_s^{-1} \right| \left| V_{c_{qdo}} \right| + \left| A_s^{-1} \right| p \left| V_{c_{qdo}} \right| \right\} = \frac{1}{c} \left| i_{c_{qdo}} \right| \quad (3.9)$$

$$\left| A_s \right| p \left| A_s^{-1} \right| \left| V_{c_{qdo}} \right| + p \left| V_{c_{qdo}} \right| = \frac{1}{c} \left| i_{c_{qdo}} \right| \quad (3.10)$$

Pero se conoce que

$$\left| A_s \right| p \left| A_s^{-1} \right| = \begin{vmatrix} 0 & p\theta & 0 \\ -p\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} = - \left| B \right| \quad (3.11)$$

Reemplazando la ecuación (3.11) en (3.10) resulta:

$$p \left| V_{c_{qd}} \right| = \frac{1}{c} \left| i_{c_{qd}} \right| + \left| B \right| \left| V_{c_{qd}} \right| \quad (3.12)$$

No existen componentes en el eje cero:

se puede expresar la capacitancia en términos de su reactancia capacitiva, para lo cual se divide ambos miembros de la ecuación (3.12) por w y se reemplaza w por $p\theta$ quedando:

$$\frac{1}{w\epsilon} p \left| V_{c_{qd}} \right| = X_c \left| i_{c_{qd}} \right| + \left| w \right| \left| V_{c_{qd}} \right| \quad (3.13)$$

donde $X_c = \frac{1}{w\epsilon c}$ es la reactancia capacitiva

$$\left[w \right] = \begin{vmatrix} 0 & -\frac{w}{w\epsilon} \\ \frac{w}{w\epsilon} & 0 \end{vmatrix} \quad (3.14)$$

En el sistema en "por unidad" los valores originales no cambian y la ecuación (3.13) en este sistema en forma desarrollada queda:

$$p V_{cq} = \omega_B \left(X_c i_{cq} - \frac{\omega}{\omega_B} V_{cd} \right) \quad (3.15)$$

$$p V_{cd} = \omega_B \left(X_c i_{cd} + \frac{\omega}{\omega_B} V_{cq} \right)$$

Las ecuaciones de (3.15) son las ecuaciones diferenciales de los capacitores que determinan su comportamiento.

3.2.1 Ecuaciones del Alimentador:

Es necesario considerar una impedancia de línea para apreciar claramente la presencia de los capacitores. Hasta el momento se tiene definido en coordenadas $qd0$ la máquina y los capacitores, restando esta última sección.

Se considera una barra infinita y una impedancia de línea como indica la figura 3.1 y se expresa su ecuación para una fase.

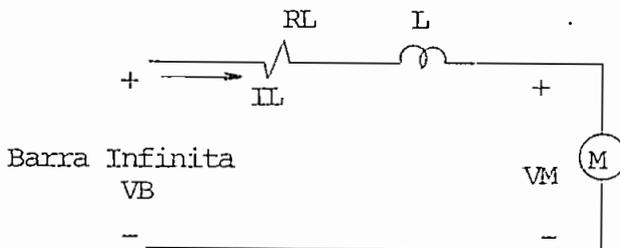


Fig. 3.1. Barra infinita que alimenta al motor incluyendo una impedancia de línea.

$$V_B = V_M + R_L i_L + L \frac{di_L}{dt} \quad (3.16)$$

Se aplica la transformación a la ecuación (3.16), generalizada para un alimentador trifásico.

$$\left| A_s \right| \left| V_{B_{abc}} \right| = \left| A_s \right| \left| V_{M_{abc}} \right| + \left| A_s \right| \left| R_L \right| \left| i_{L_{abc}} \right| + \left| A_s \right| \left| L_{abc} \right| p \left| i_{L_{abc}} \right| \quad (3.17)$$

En los capítulos anteriores se desarrolló cada término, aplicando lo conocido se llega a obtener la siguiente ecuación:

$$\left| V_{B_{qd}} \right| = \left| V_{M_{qd}} \right| + \left| Z_L \right| \left| i_{L_{qd}} \right| + \frac{1}{\omega e} \left| X_L \right| p \left| i_{L_{qd}} \right| \quad (3.18)$$

Donde cada matriz esta definida así:

$$\left| V_{B_{qd}} \right| = \begin{bmatrix} V_{B_q} \\ \\ V_{B_d} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$\left| Z_L \right| = \begin{bmatrix} R_L & & X_L & \frac{w}{\omega e} \\ & & & \\ -X_L & \frac{w}{\omega e} & & R_L \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$\begin{vmatrix} X_L \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} x_L & 0 \\ 0 & x_L \end{vmatrix} \quad (3.21)$$

$$\begin{vmatrix} i_{L_{qd}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_{Lq} \\ i_{Ld} \end{vmatrix} \quad (3.22)$$

$$\begin{vmatrix} V_{M_{qd}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} V_{Mq} \\ V_{Md} \end{vmatrix} \quad (3.23)$$

3.3 CAPACITORES SERIE Y PARALELO ACOPLADOS A LA MÁQUINA:

3.3.1 Capacitores en Paralelo:

Considerando la figura 3.2 y según la convención de signos impuesta, las siguientes ecuaciones pueden ser establecidas.

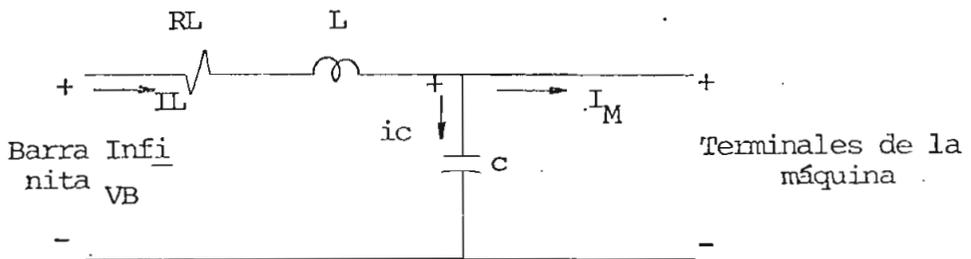


Fig. 3.2 Capacitor en paralelo con los terminales de la máquina.

$$\begin{aligned} |V_{cq}d| &= |V_{Mq}d| & (3.25) \\ |i_{cq}d| &= |i_{Lq}d| - |i_{Mq}d| \end{aligned}$$

En este caso interesa conocer las corrientes en cada rama ya que el voltaje aplicado al capacitor es igual al voltaje de la máquina.

Se puede expresar tanto las corrientes como los voltajes del capacitor en función de las concatenaciones de flujo de la máquina, de las ecuaciones diferenciales de la máquina se puede despejar los voltajes que interesan y se tiene los voltajes del capacitor en función de las concatenaciones de flujo de la máquina.

Según la ecuación (3.25) las corrientes se pueden expresar de la siguiente manera.

$$i_{cq} = \frac{\psi_{qL}}{x_L} - \frac{1}{x_{ls}} (\psi_{qs} - \psi^*_{mq}) \quad (3.26)$$

$$i_{cd} = \frac{\psi_{dL}}{x_L} - \frac{1}{x_{ls}} (\psi_{ds} - \psi^*_{md})$$

donde ψ_{qL} y ψ_{dL} con las concatenaciones de flujo de la línea.

3.3.2 Capacitores en serie:

La figura (3.3) permite plantear la siguiente ecuación:

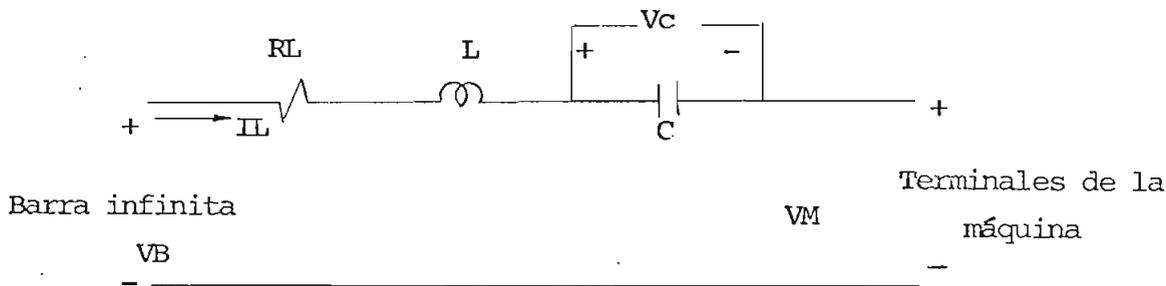


Fig. 3.3 Capacitor en serie con los terminales de la máquina.

$$V_B = R_L i_L + L \frac{di_L}{dt} + V_C + V_M \quad (3.27)$$

En coordenadas qd0 esta ecuación resulta:

$$\left| V_B_{qdo} \right| = \left| V_C_{qdo} \right| + \left| V_M_{qdo} \right| + \left| Z_L \right| \left| i_L_{qdo} \right| + \frac{1}{\omega_e} \left| X_L \right| p \left| i_L_{qdo} \right| \quad (3.28)$$

Donde cada matriz ya ha sido definida anteriormente.

En este caso las corrientes de línea y del capacitor son iguales a las corrientes que circulan por los devanados del estator del motor, por lo tanto:

$$i_{qL} = i_{c\alpha} = i_{qs} = \frac{1}{x_{ls}} (\psi_{qs} - \psi^*_{mq}) \quad (3.29)$$

$$i_{dL} = i_{c\beta} = i_{ds} = \frac{L}{x_{ls}} (\psi_{ds} - \psi^*_{md})$$

CAPITULO IV

PROGRAMA DIGITAL

Se tratará exclusivamente del programa digital, sus ecuaciones, método de solución y su diagrama de flujo.

El programa digital constituye una parte esencial del presente trabajo, de tal forma de poder comprobar que el análisis matemático es correcto y verificar el comportamiento dinámico de la máquina y de los capacitores.

4.1 ECUACIONES DE LA MAQUINA UTILIZADAS EN EL MODELO DIGITAL.

Se desarrolló en los capítulos anteriores un sin número de ecuaciones que nos dan el comportamiento del sistema que se estudia. Conviene por tanto expresar en un solo conjunto las ecuaciones utilizadas en el modelo digital, para probar el modelo matemático y contrastar con los resultados que se obtienen en el laboratorio.

Para los casos de estudio excepto para el arranque, se parte del circuito equivalente de la máquina de inducción figura 4.1.

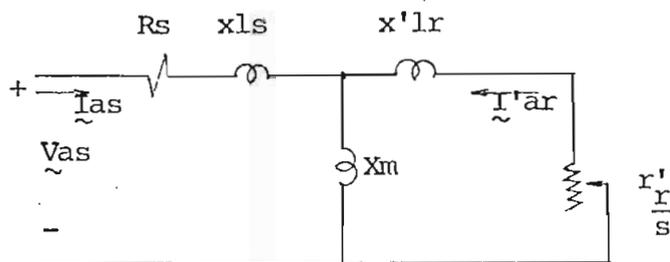


Fig. 4.1 Circuito equivalente de la máquina de inducción.

donde lo único que se desconoce son las corrientes:

$$\underline{I}_{as} = \frac{\underline{V}_{as} (Z_2 + Z_M)}{Z_A}$$

$$\underline{I}'_{ar} = \frac{- \underline{I}_{as} Z_M}{Z_2 + Z_M} \quad (4.1)$$

siendo:

$$Z_1 = R_s + j x_{ls}$$

$$Z_2 = \frac{r'_r}{s} + j x'_{lr}$$

$$Z_M = j X_m$$

$$Z_A = Z_1 Z_2 + Z_1 Z_M + Z_2 Z_M$$

Con los capacitores se tiene los siguientes circuitos:

- Circuito paralelo.

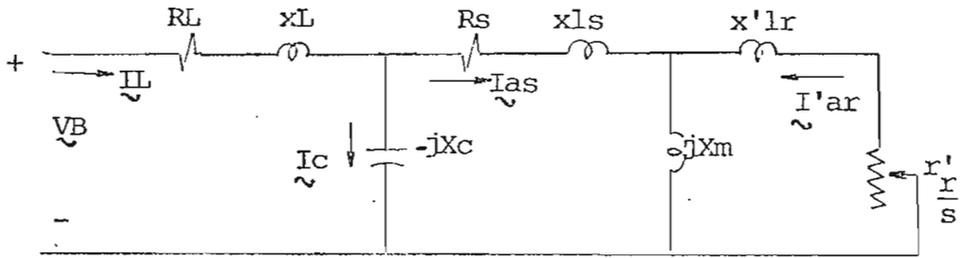


Fig. 4.2 Circuito equivalente de la máquina de inducción con capacitores en paralelo y la impedancia del alimentador.

A las ecuaciones anteriores se les añade las siguientes:

$$\underline{I}_c = \frac{V_{as}}{Z_c}$$

$$\underline{I}_L = V_{as} \frac{Z_c (Z_2 + Z_M) + Z_A}{Z_c \cdot Z_A}$$

o también: $\underline{I}_L = \underline{I}_c + \underline{I}_{as}$

$$\underline{V}_B = \underline{I}_L Z_3 + V_{as} \tag{4.2}$$

donde: $Z_c = -jX_c$

$$Z_3 = R_L + jx_L$$

- Circuito serie.

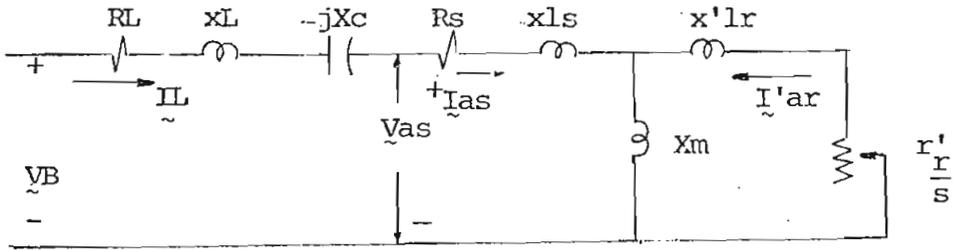


Fig. 4.3 Circuito equivalente de la máquina de inducción con capacitores serie y la impedancia del alimentador.

A las ecuaciones (4.1) se debe añadir las siguientes:

$$\underline{I}_c = \underline{I}_L = \underline{I}_{as}$$

$$\underline{V}_B = \underline{I}_{as} (Z_3 + Z_c) + \underline{V}_{as} \quad (4.3)$$

o también:

$$\underline{V}_B = \underline{V}_{as} \left[\frac{(Z_2 + Z_M) (Z_3 + Z_c) + Z_A}{Z_A} \right]$$

Como se ha representado en los circuitos equivalentes, las corrientes y los voltajes son magnitudes fasoriales.

La transformación de las corrientes a ejes arbitrarios qd0 es la siguiente:

$$I_{qs} = I_{as} \cos (\text{ETA} + \vartheta_1) \quad (4.4)$$

$$I'_{qr} = I'_{ar} \cos (\text{BETA} + \vartheta_2)$$

donde:

$$\text{ETA} = (\omega - \omega_e) t + \delta$$

$$\text{BETA} = (\omega - \omega_r - \omega_e) t + \delta$$

ϑ_1, ϑ_2 : ángulo de fase de las corrientes del estator y del rotor respectivamente.

δ : es el ángulo de conexión.

I_{as}, I'_{ar} : son las magnitudes máximas de las corrientes de la fase "a" del estator y rotor respectivamente.

Para el voltaje:

$$V_{qs} = V_{as} \cos (\text{ETA}) \quad (4.5)$$

$$V'_{qr} = V'_{ar} \cos (\text{BETA})$$

siendo $V'_{ar} = 0$

V_{as} = es el voltaje máximo de la fuente de alimentación

Flujos mutuos concatenados:

$$\psi_{mq} = x_{mq} (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (4.6)$$

$$\psi_{md} = x_{md} (i_{ds} + i'_{dr})$$

Al incluir la saturación:

$$\begin{aligned}\psi^*_{mq} &= X_{mq} \left[\frac{\psi_{qs}}{x_{ls}} + \frac{\psi'_{qr}}{x'_{lr}} \right] - \frac{X_{mq}}{X_m} \Delta x_{iq} \\ \psi^*_{md} &= X_{md} \left[\frac{\psi_{ds}}{x_{ls}} + \frac{\psi'_{dr}}{x'_{lr}} \right] - \frac{X_{md}}{X_m} \Delta x_{id}\end{aligned}\tag{4.7}$$

Concatenaciones de flujo:

$$\begin{aligned}\psi_{qs} &= x_{ls} i_{qs} + \psi^*_{mq} \\ \psi_{ds} &= x_{ls} i_{ds} + \psi^*_{md} \\ \psi_{os} &= x_{ls} i_{os} \\ \psi'_{qr} &= x'_{lr} i'_{qr} + \psi^*_{mq} \\ \psi'_{dr} &= x'_{lr} i'_{dr} + \psi^*_{md} \\ \psi'_{or} &= x'_{lr} i'_{or}\end{aligned}\tag{4.8}$$

Para la línea:

$$\begin{aligned}\psi_{qL} &= x_L i_{qL} \\ \psi_{dL} &= x_L i_{dL}\end{aligned}$$

Las concatenaciones de flujo son voltajes; para el caso de los capacitores estas concatenaciones de flujo serán función del voltaje al que se cargan los capacitores.

Ecuaciones diferenciales de la máquina:

$$p \psi_{qs} = w_B \left(V_{qs} - \frac{w}{w_B} \psi_{ds} - \frac{r_s}{x_{ls}} (\psi^*_{mq} - \psi_{qs}) \right)$$

$$p \psi_{ds} = wB \left[V_{ds} + \frac{w}{wB} \psi_{qs} + \frac{r_s}{x_{ls}} (\psi^*_{md} - \psi_{ds}) \right]$$

$$p \psi_{os} = wB \left[V_{os} - \frac{r_s}{x_{ls}} \psi_{os} \right] \quad (4.9)$$

$$p \psi'_{qr} = wB \left[V'_{qr} + \frac{w_r - w}{wB} \psi'_{dr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\psi^*_{mq} - \psi'_{qr}) \right]$$

$$p \psi'_{dr} = wB \left[V'_{dr} + \frac{w - w_r}{wB} \psi'_{qs} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\psi^*_{md} - \psi'_{dr}) \right]$$

$$p \psi'_{or} = wB \left[V'_{or} - \frac{r'_r}{x'_{lr}} \psi'_{or} \right]$$

Ecuación diferencial de la velocidad:

$$p w_r = \frac{1}{2H} (T_e - T_m)$$

Ecuaciones diferenciales de la línea con capacitores shunt:

$$p \psi_{qL} = wB \left(V_{Bq} - V_{qs} - \frac{R_L}{x_L} \psi_{qL} - \frac{w}{wB} \psi_{dL} \right) \quad (4.10)$$

$$p \psi_{dL} = wB \left(V_{Bd} - V_{ds} + \frac{w}{wB} \psi_{qL} - \frac{R_L}{x_L} \psi_{dL} \right)$$

Ecuaciones diferenciales de la línea con capacitores serie:

$$p \psi_{qL} = wB \left(V_{Bq} - V_{qs} - V_{qc} - \frac{R_L}{x_L} \psi_{qL} - \frac{w}{wB} \psi_{dL} \right)$$

$$p \psi_{dL} = wB \left(V_{Bd} - V_{ds} - V_{dc} + \frac{w}{wB} \psi_{qL} - \frac{R_L}{x_L} \psi_{dL} \right) \quad (4.11)$$

Ecuación diferencial de los capacitores:

$$p \ Vcq = wB \ (Xc \ icq - \frac{w}{wB} \ Vcd) \quad (4.12)$$

$$p \ Vcd = wB \ (Xc \ icd + \frac{w}{wB} \ Vcq)$$

4.2 METODO DE SOLUCION DEL PROGRAMA DIGITAL:

El método de solución seguido por el programa digital se describe a continuación:

1. Suministro de parámetros de la máquina de inducción, indicadores y la información adicional que constituyen los datos del programa.
2. Determinar las condiciones iniciales según el tipo de estudio o perturbación.
3. Solución de las ecuaciones diferenciales por el método de Runge Kutta de cuarto orden.
4. Se introduce la saturación en cada paso de integración si sobrepasa la parte lineal.
5. Cálculo de las corrientes, voltajes, torque, velocidad en cada paso de integración, según la perturbación correspondiente.

6. Imprimir los resultados.

El proceso que se acaba de describir, se muestra en forma de diagrama de flujo simplificado en la figura 4.4.

- Para un mejor entendimiento a continuación se describen brevemente el programa principal y las subrutinas que componen el programa digital.

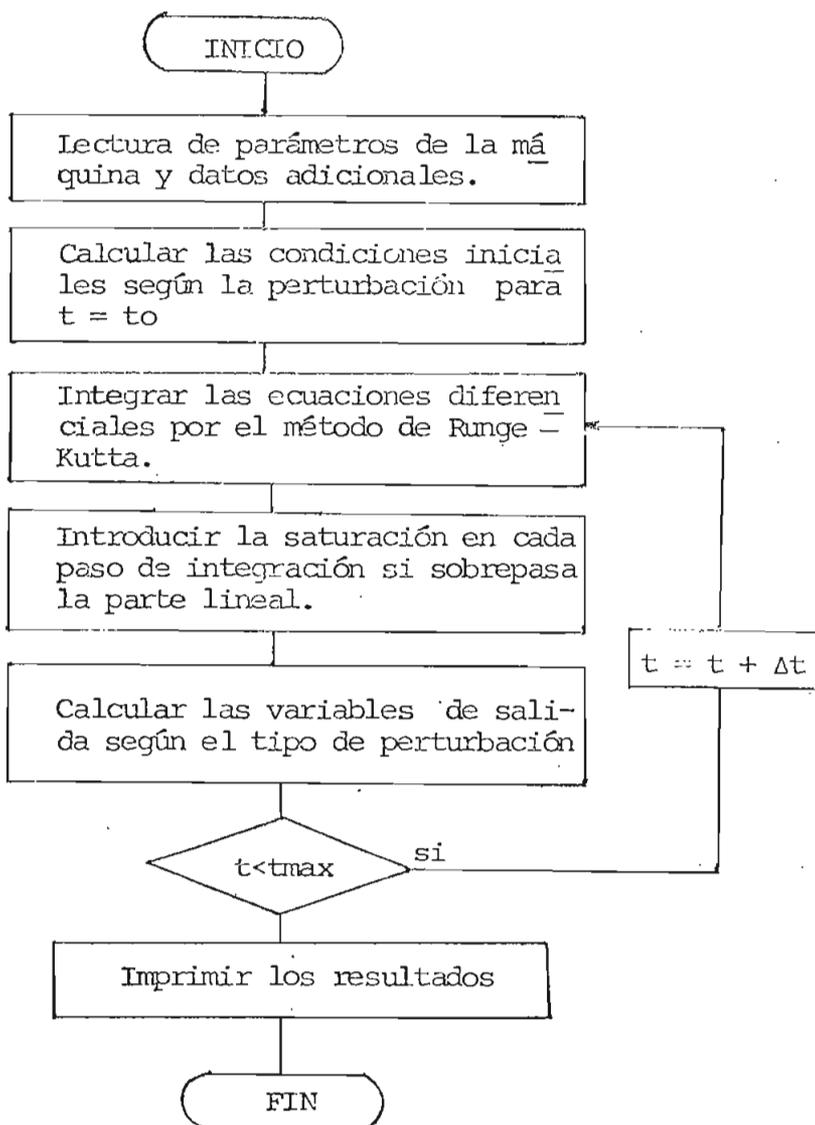


Fig. 4.4.

4.2.1 Programa Principal:

El programa principal se encarga de lo siguiente:

- Lee los parámetros de la máquina, parámetros de la línea y el valor del capacitor.
- Lee la curva de vacío de la máquina, los factores de multiplicación para la graficación de los resultados, los ángulos de conexión según el tipo de perturbación.
- Llama a todos los subprogramas, excepto al subprograma que introduce la saturación inicial.
- Evalúa los incrementos en base del sistema de ecuaciones diferenciales, introduciendo la saturación en cada paso de integración.
- Calcula las corrientes, la velocidad, el voltaje, el torque electromagnético, en cada paso de integración.
- Imprime los títulos generales, datos del programa, condiciones iniciales, según la perturbación.
- Imprime los resultados en forma de lista o almacena los resultados para graficarles llamando a la subrutina Grafo.

4.2.2 Subrutina CONDI:

Se encarga de calcular las condiciones iniciales para la integración

según el tipo de perturbación. En el arranque todas las condiciones son cero excepto el voltaje, en los demás casos de perturbaciones, se parte del estado estable.

Escoge el eje arbitrario de referencia, calcula las corrientes iniciales y transforma a los ejes arbitrarios de referencia tanto las corrientes como los voltajes.

- Llama a la subrutina (satini) que introduce la saturación inicial.

4.2.3 Subrutina - SATINI

Para introducir la saturación inicial es necesario trabajar en la parte lineal de la curva, es una restricción impuesta al programa. Si en inicio se trabaja en la región saturada es necesario realizar un proceso iterativo para hallar el punto inicial de la saturación.

(Ref. 3.13).

Inicialmente se tiene los flujos no saturados representados en el eje de las abscisas de la figura 4.5, y se calcula los flujos mutuos saturados que son los que interesan.

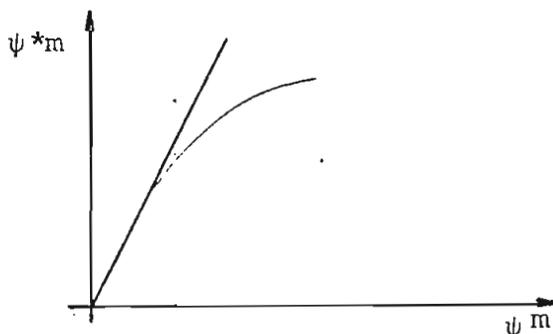


Fig. 4.5. Curva para introducir la saturación inicial.

La subrutina satini es utilizada una sola vez, ya que una vez obtenido en condiciones iniciales los flujos mutuos saturados se puede calcular Δx_i , mediante la subrutina SATURA en donde se tiene la curva $\Delta x_i = f(\psi * m)$.

4.2.4 Subprograma RUNGE:

Esta función emplea el método de Runge Kutta de cuarto orden para la resolución de las ecuaciones diferenciales, que consiste en calcular cuatro puntos, de los cuales se obtiene un promedio ponderado, siendo este promedio el nuevo punto, para repetirse el proceso hasta que el tiempo de integración termine.

En cada uno de los subpasos regresa al programa principal para evaluar los incrementos e introducir la saturación, si sobrepasa la región lineal.

Cada vez que obtiene el promedio ponderado, completa un paso de integración y procede en el programa principal a calcular las variables de salida.

4.2.5 Subrutina SATURA:

Esta subrutina encuentra Δx_i en cada paso de integración, para evaluar las ecuaciones diferenciales.

Se tiene la curva $\Delta x_i = f(\psi^* m)$, que para la simulación digital se lo aproxima a varios segmentos de recta para seguir razonablemente su comportamiento.

En condiciones iniciales se halla el valor de $\psi^* m$ y mediante la ecuación $\Delta x_i = f(\psi^* m)$ se construye la curva de la Fig.4.6. Al evaluar los flujos mutuos ψm_j o ψm_d en cada paso de integración, estos son flujos mutuos saturados, por lo que se trabaja únicamente con esta curva para hallar Δx_i , durante todo el tiempo de estudio.

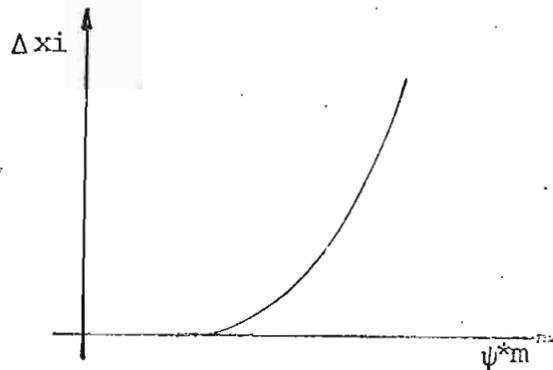


Fig. 4.6 Relación Δx_i con respecto a $\psi^* m$

En caso de trabajar en la parte lineal del hierro se tiene que:

$$\Delta x_i = 0 \quad \text{y} \quad \psi^* m = \psi m$$

Para la simulación digital la curva de la Fig. 4.6 se ha aproximado a una sola recta, como se muestra en las figuras 4.7 y 4.8 por las siguientes razones.

- El efecto de la saturación es importante cuando se tiene altas corrientes magnetizantes y en este caso el punto de trabajo es

tá donde inicia la curva.

- El proceso de Runge Kutta necesita que sea lo más rápido posible, ya que se repite cuatro veces en cada paso de integración y puede introducir ruido y dar resultados erróneos, al utilizar un paso de integración muy pequeño.

Este inconveniente se ve acrecentado más aún, porque en cada subpaso de integración se debe introducir la saturación por lo que es necesario que el método sea lo más eficiente.

- El trazo de la recta, debe ser en forma práctica y razonable de tal forma de reflejar lo más cerca posible la zona de trabajo que se espera.

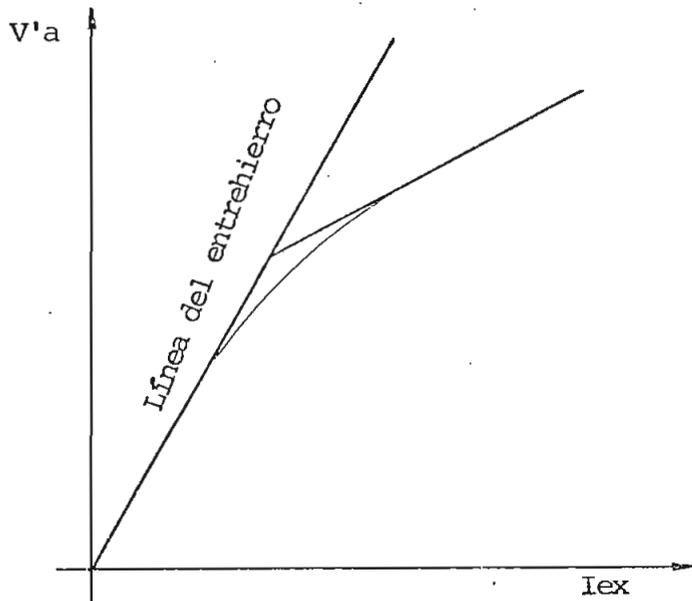


Fig. 4.7 Curva de magnetización de la máquina.

-Con el método de aproximar a una sola recta, se pierde precisión al seguir la característica de esta curva, pero se disminuye el tiempo de computación, compensándose así con la falta de precisión y evitando obtener resultados erróneos.

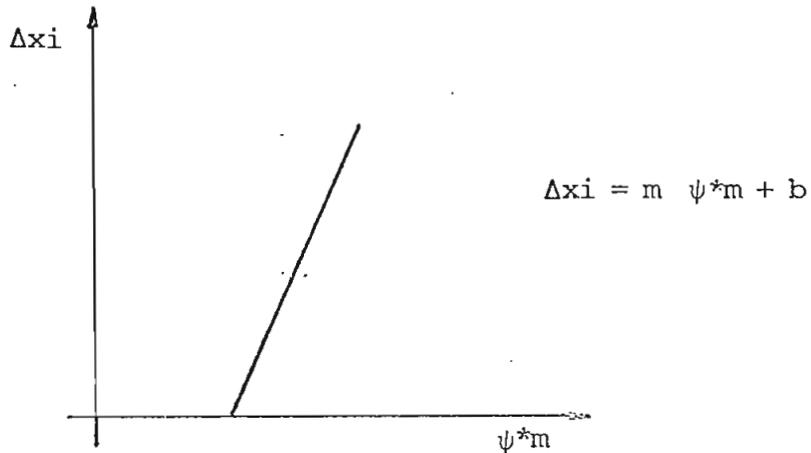


Fig. 4.8 Curva para introducir la saturación.

4.2.6 Subrutina INVER:

Esta subrutina transforma las corrientes y voltajes de los ejes $q d 0$, a variables reales mediante la transformación inversa.

Esta transformación se realiza solo para la fase 'a' ya que interesan los resultados de una sola de las fases.

Al trabajar con capacitores y obtener los resultados en variables reales, cada cinco pasos de integración se llama a esta subrutina para el cálculo correspondiente, debido a que el paso de integración es muy pequeño y es necesario ahorrar tiempo de computación.

SUBROUTINA GRAFO.

Presenta los resultados en forma gráfica, acompañando un listado de

la variable con respecto al tiempo.

Cada variable se representa individualmente y de manera que se puedan apreciar los resultados estos se alteran por factores de multiplicación y escalamiento.

4.2.7 Período de Integración:

Se ha venido utilizando un paso de integración de 0.001 en la simulación de máquinas, para representar los fenómenos transitorios obteniéndose resultados satisfactorios.

El paso de integración va aproximando a las funciones o fenómenos por rectas, por lo que esta aproximación debe ser ponderada de tal forma de no perder puntos importantes de los fenómenos que se analizan.

Un paso de integración muy pequeño, aumenta el tiempo de computación y puede traer problemas con ruidos, propios del computador y dar una solución errónea.

La inclusión de los capacitores ha dado problemas con este paso de integración, debido a las altas frecuencias naturales que se presentan por los capacitores, introduciendo perturbación en los resultados, por lo que obligadamente es necesario disminuir el paso de integración ($h=0.0001$) para eliminar este fenómeno. Para efecto de comparar resultados, sólo es posible obtener tres ciclos, por cuanto el tiempo de computación aumenta considerablemente.

4.2.8 Condiciones iniciales para los capacitores y voltaje de Barra:

Para hallar las condiciones iniciales en los capacitores y en la línea en estado estable, se considera que se conoce el voltaje a los terminales de la máquina y se calcula hacia atrás de la máquina: la corriente de línea, del capacitor y el voltaje de la barra. Luego durante el tiempo de estudio se mantiene fijo el voltaje de barra y se analiza hacia adelante.

En el arranque el voltaje de barra es dato del programa y se toma el valor obtenido en estado estable.

4.2.9 Simulación de las Perturbaciones:

Para la simulación del corto-circuito y variación brusca de carga mecánica se parte del estado estable y luego de un cierto tiempo se produce la perturbación.

CORTO-CIRCUITO:

En el computador se simula, haciendo cero el voltaje cuando se produce el corto-circuito; para un tiempo anterior a la perturbación la máquina trabaja en estado estable.

VARIACION BRUSCA DE CARGA MECANICA:

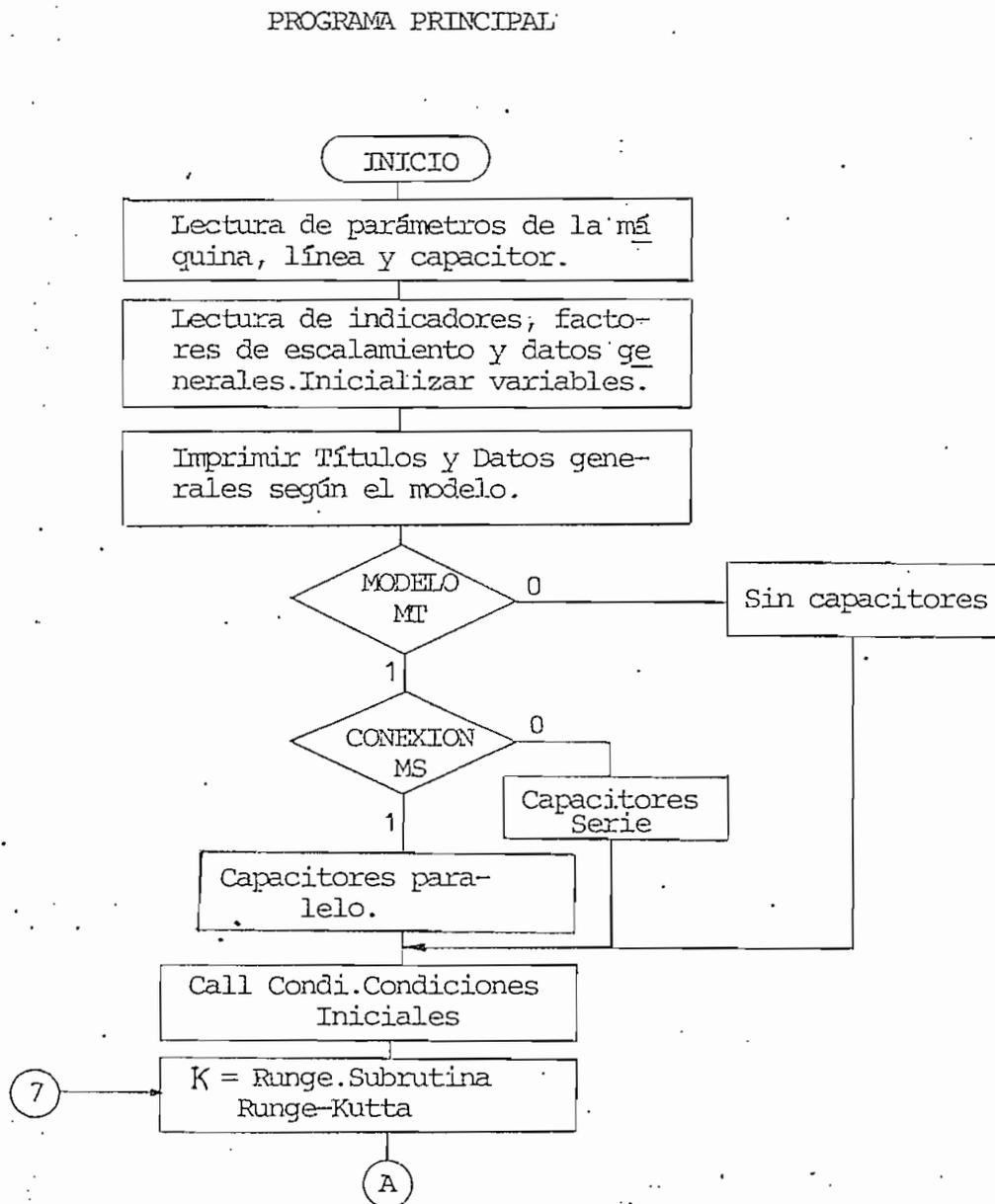
Inicialmente la máquina trabaja en vacío, la velocidad es cercana a la síncrona, luego se produce la perturbación añadiendo al torque inicial un

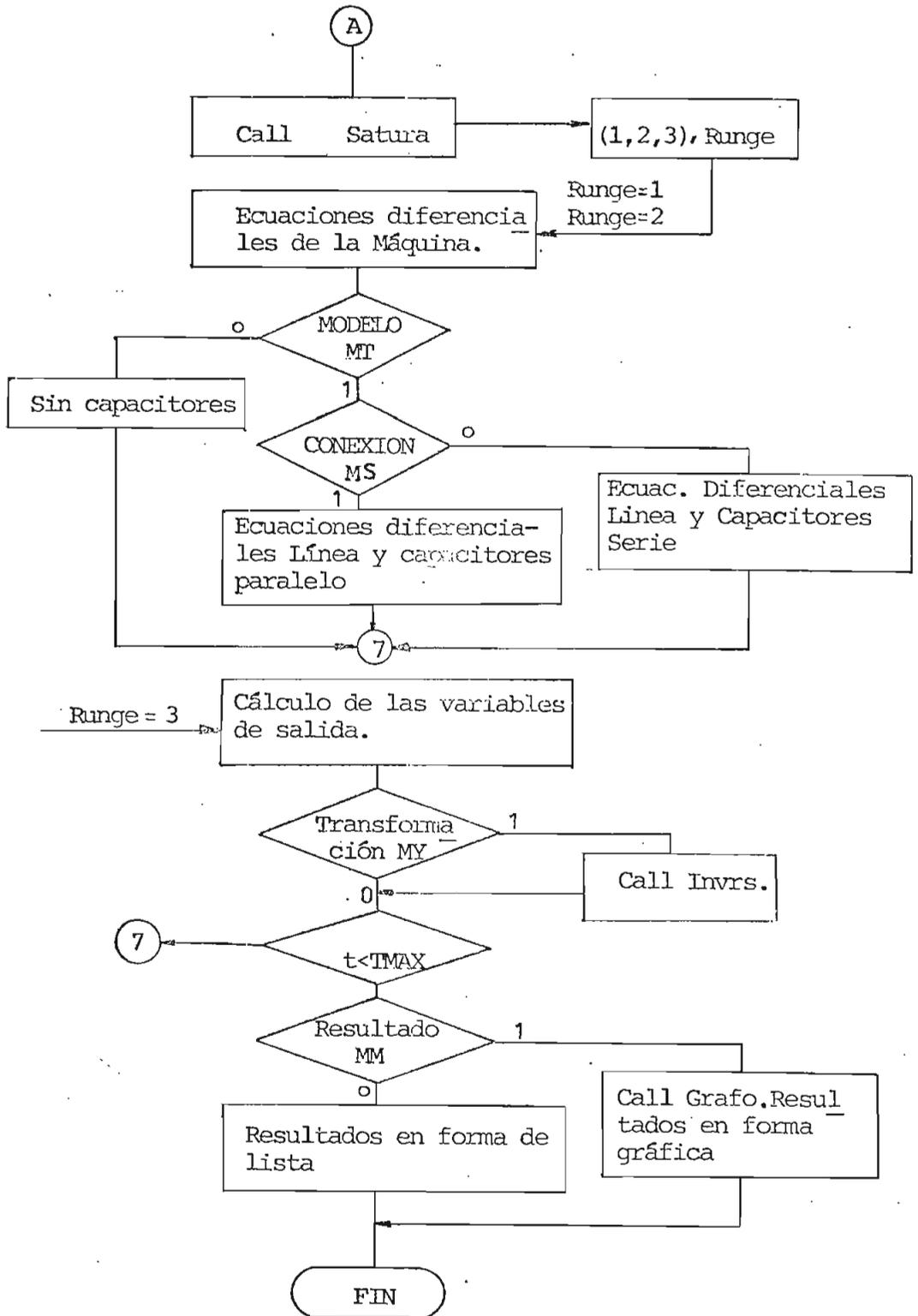
valor fijo de torque que se obtiene del laboratorio, para hallar el nuevo punto de funcionamiento.

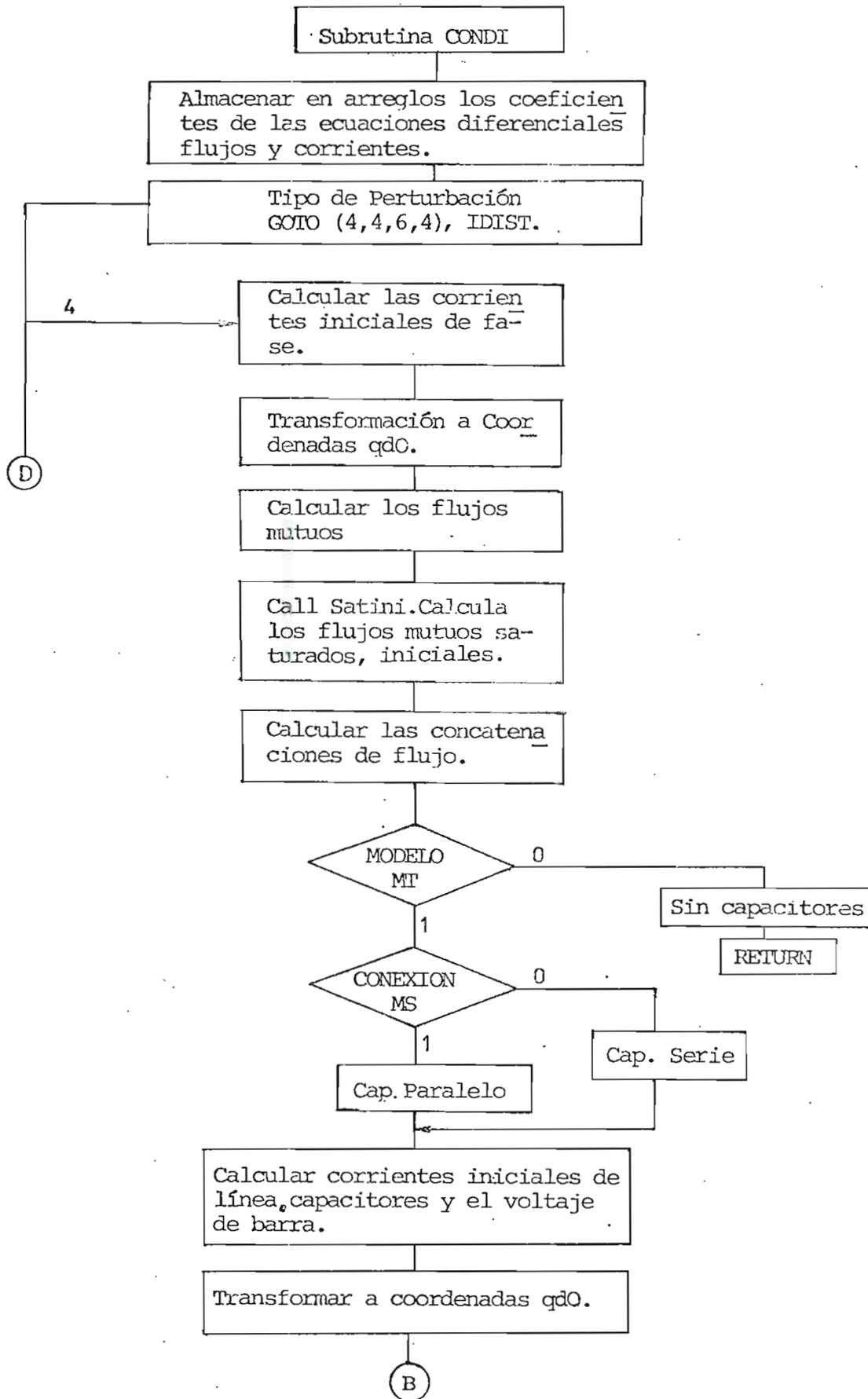
ARRANQUE:

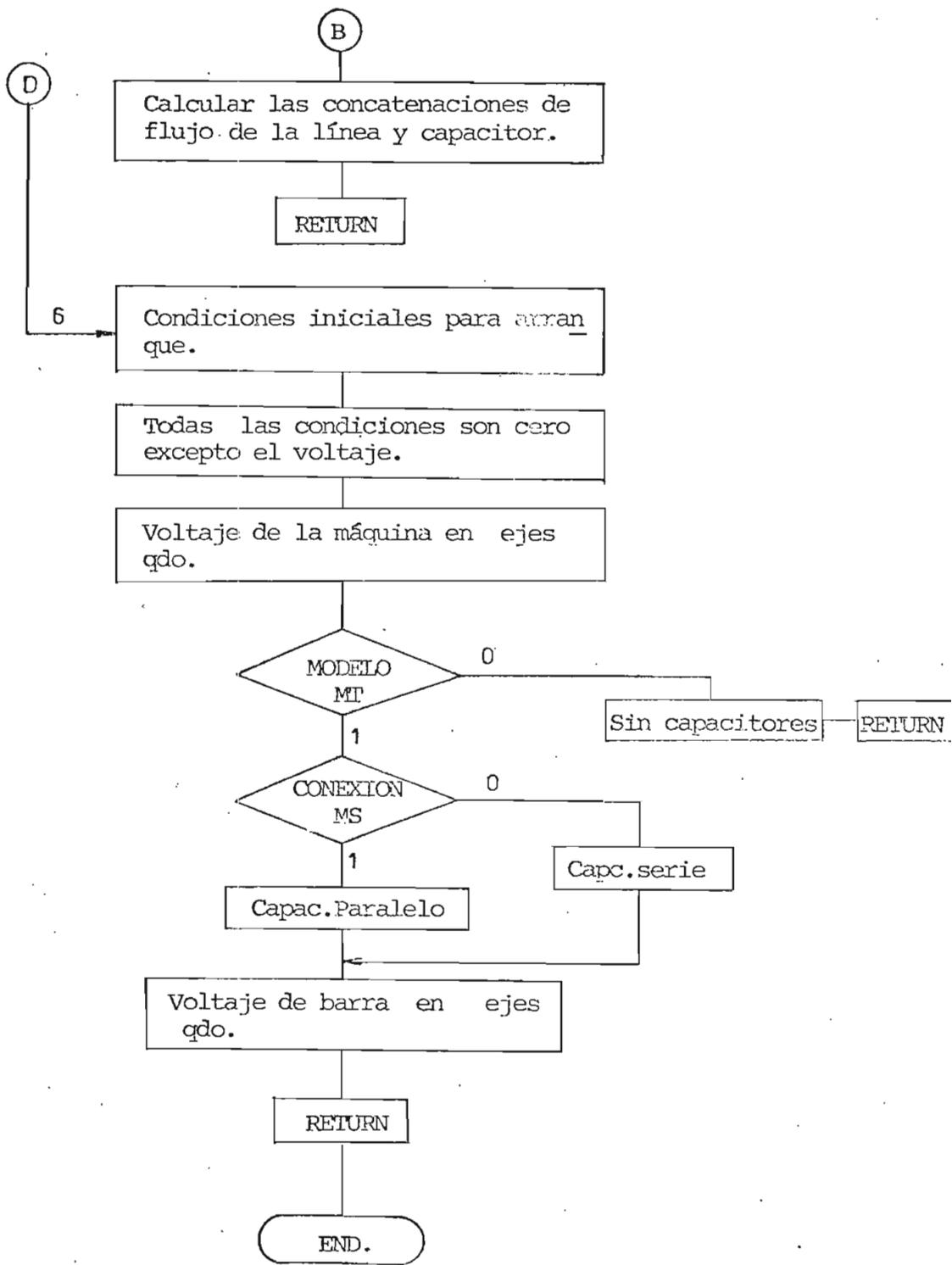
En el arranque se considera desenergizada la máquina para un tiempo anterior a la perturbación. Con capacitores en paralelo se puede simular considerando energizados los capacitores antes del arranque de la máquina.

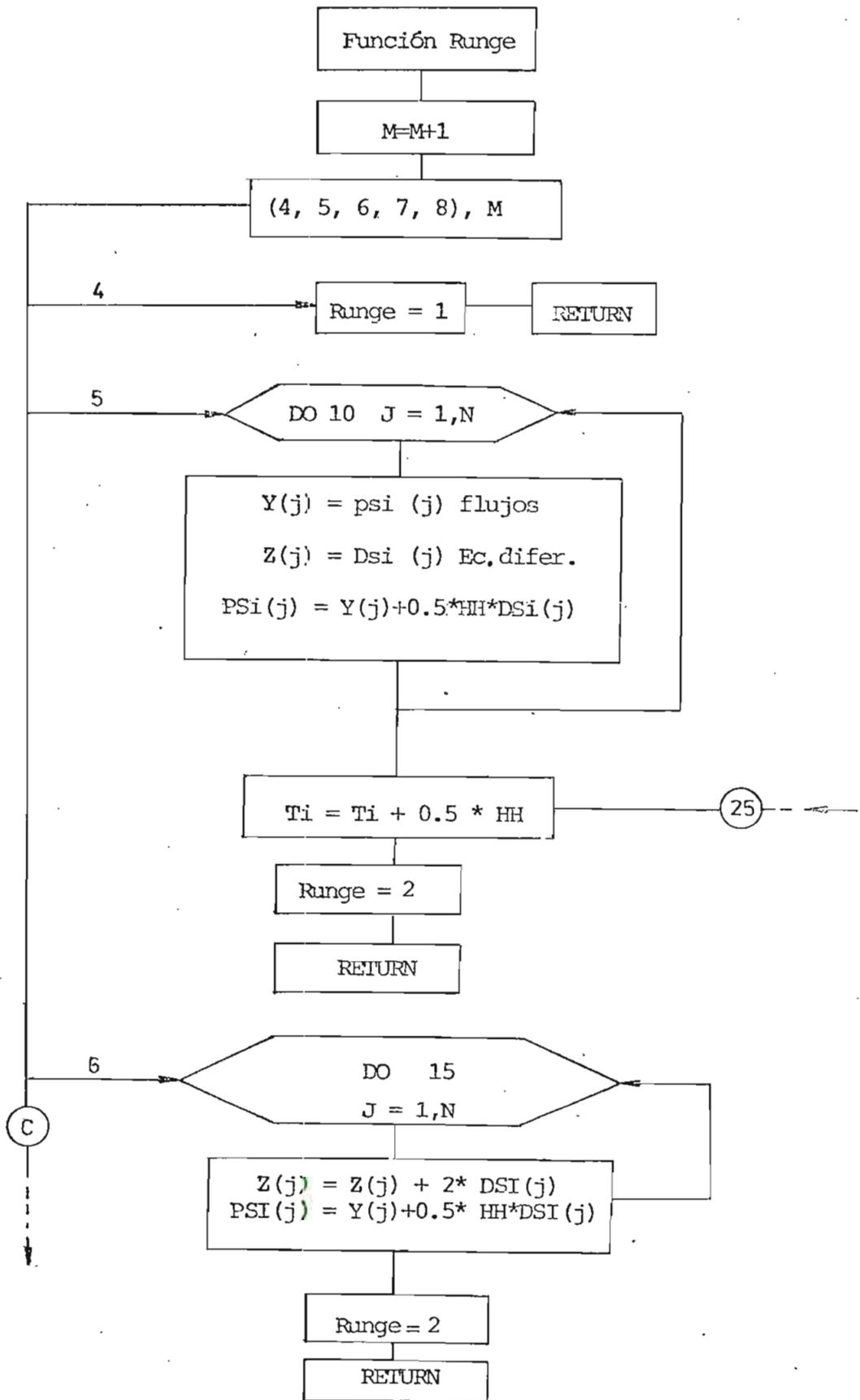
4.3 DIAGRAMA DE FLUJO:

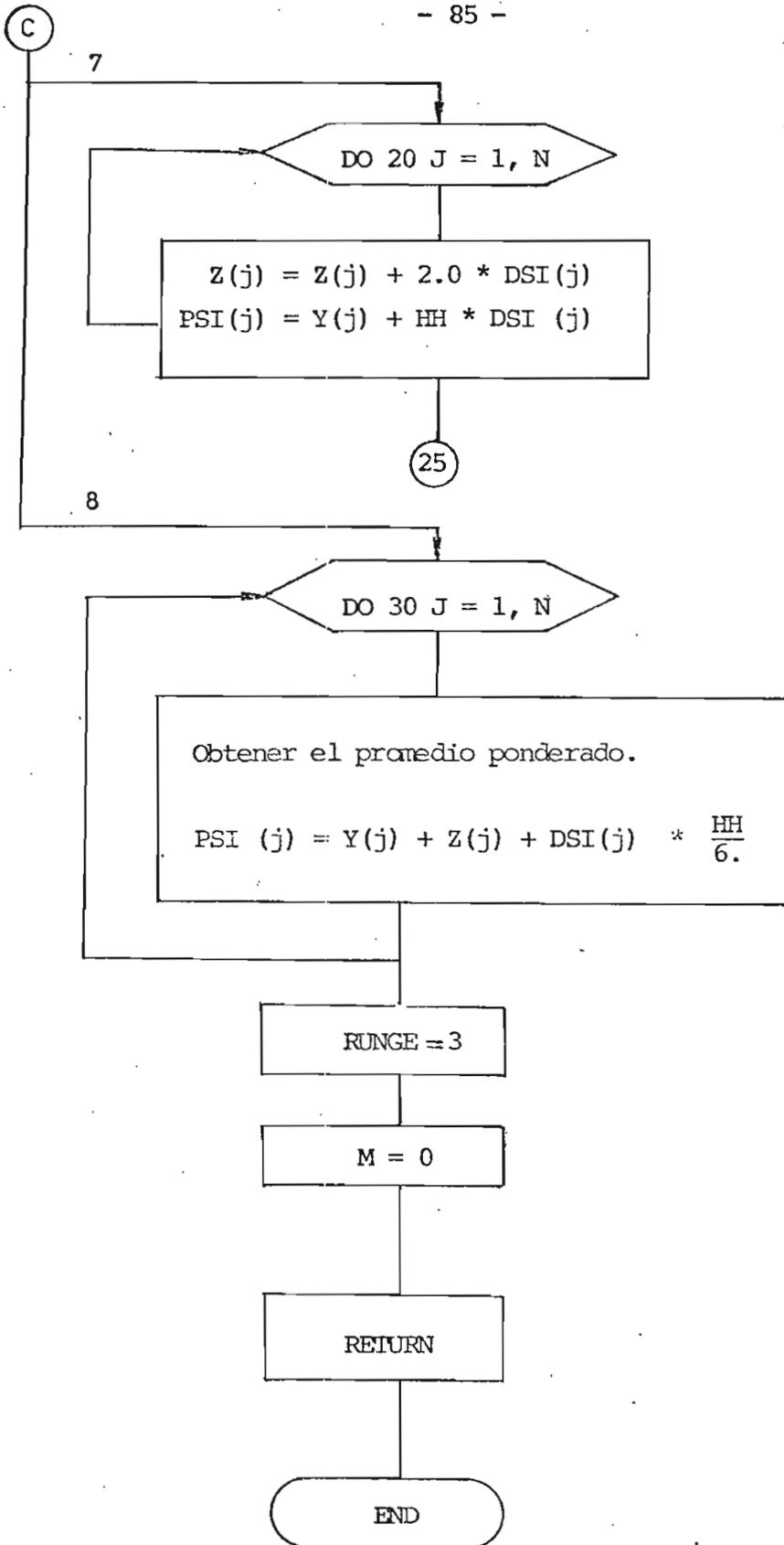


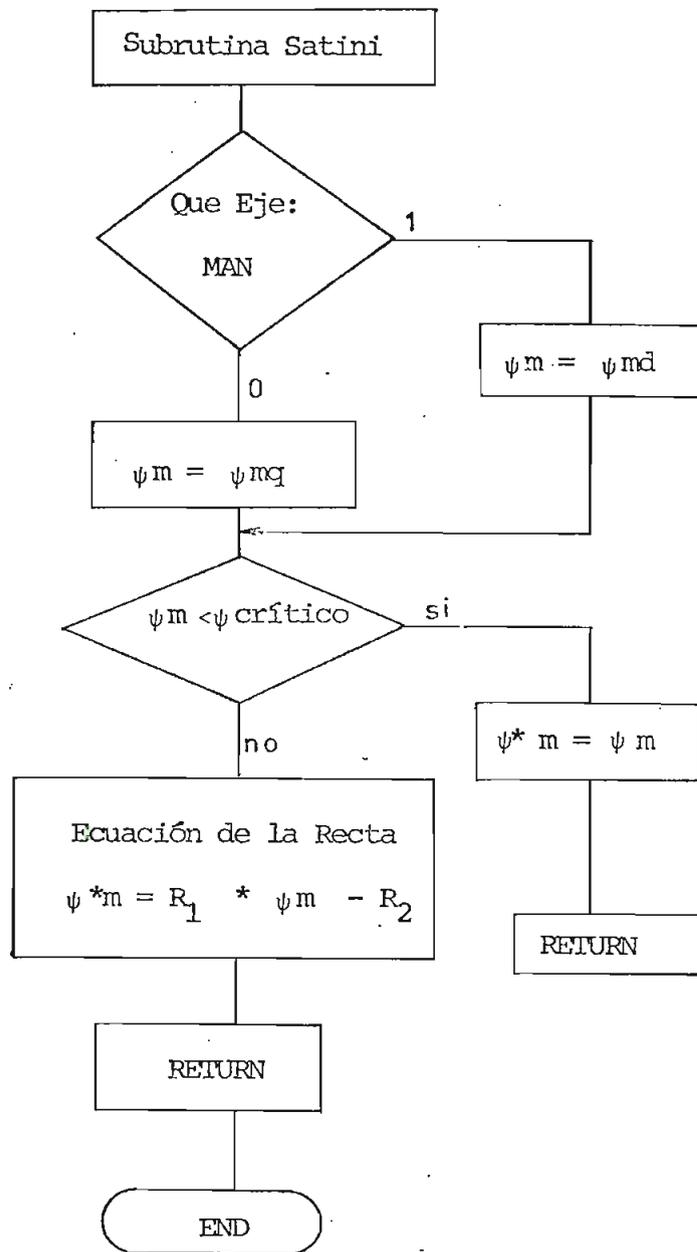


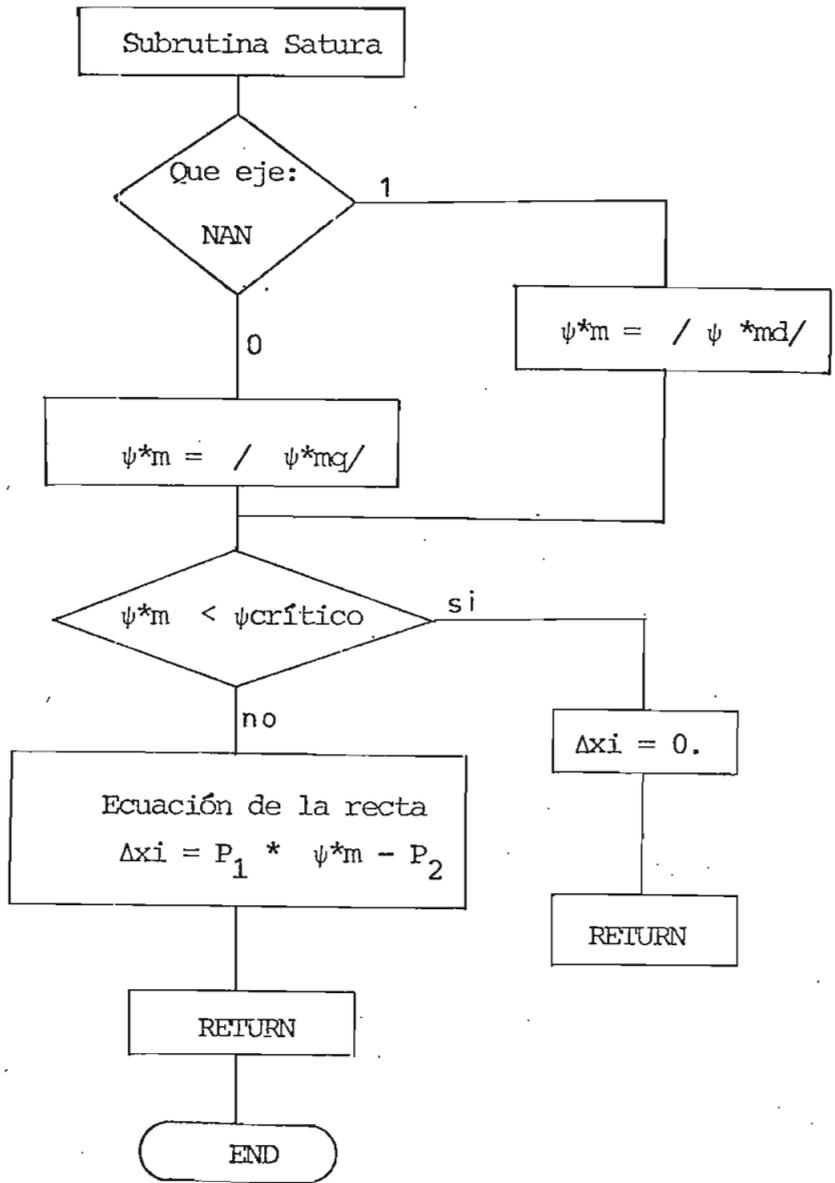


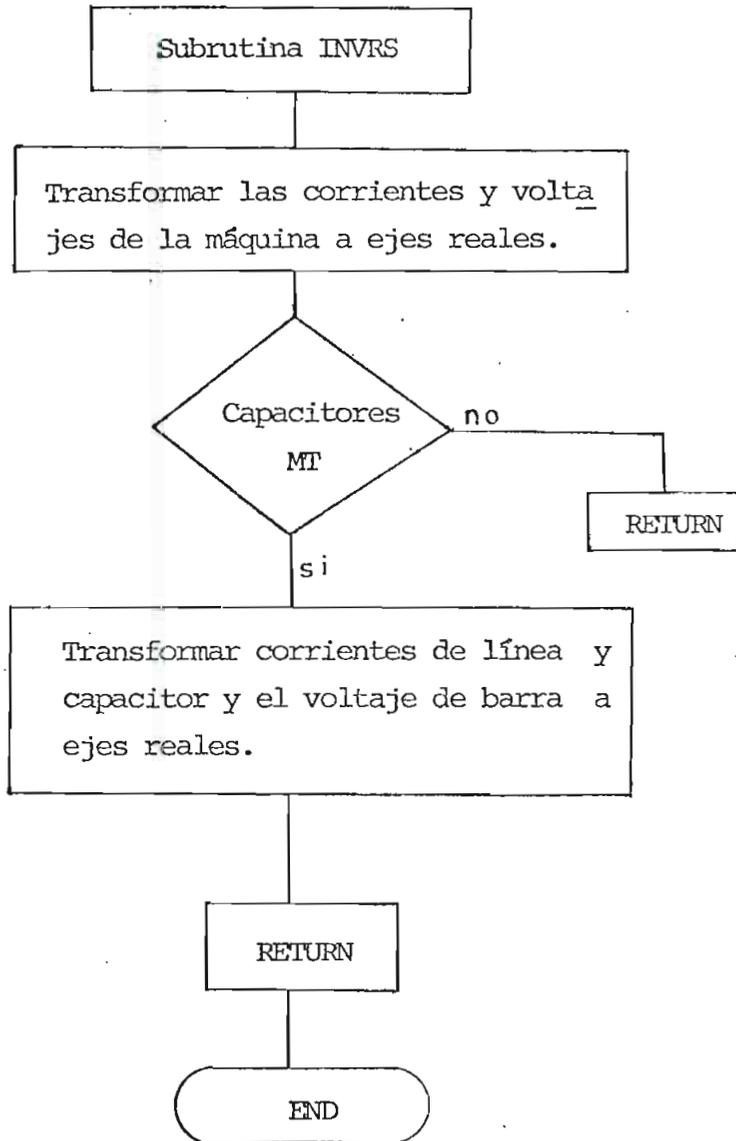


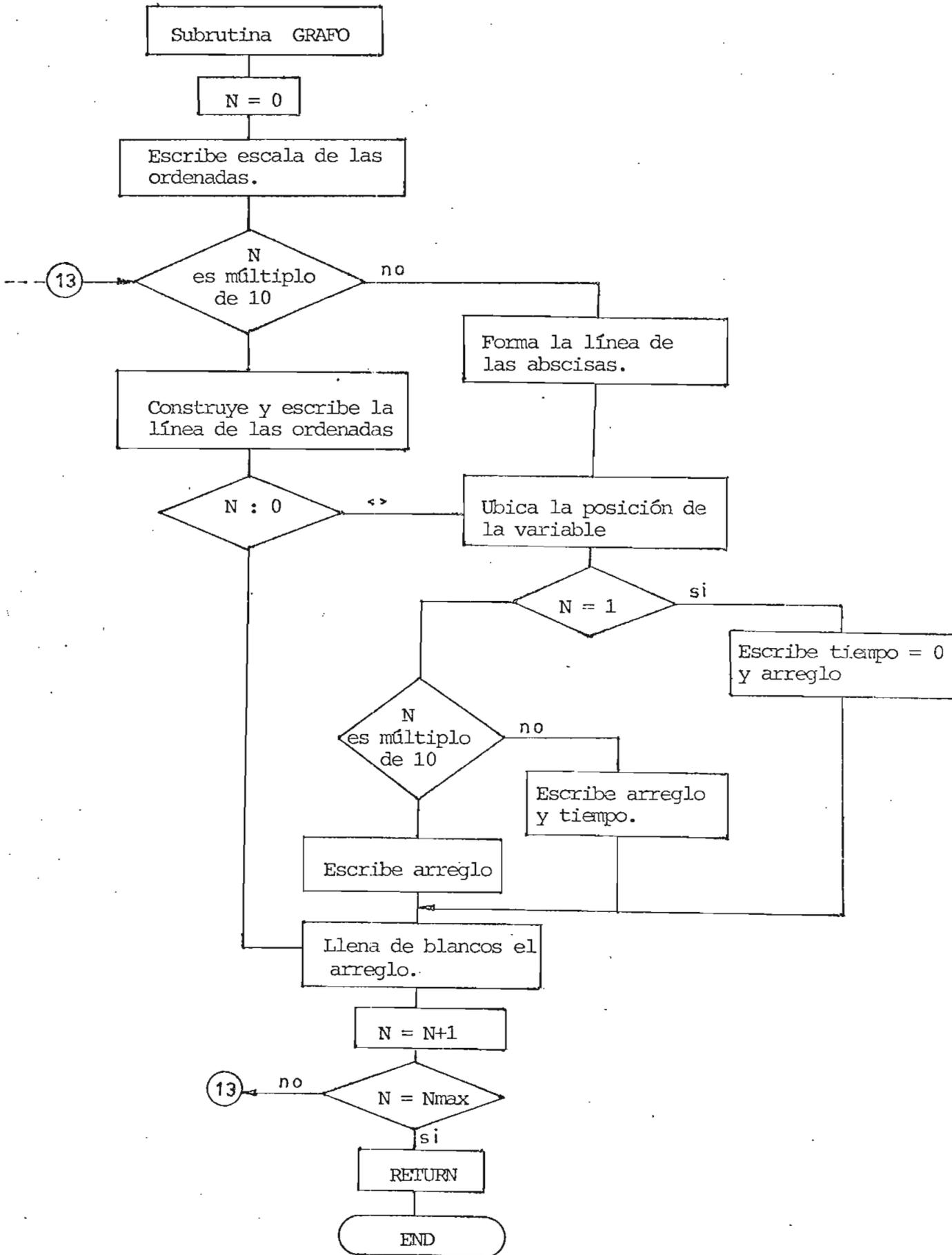












CAPITULO V

PARTE EXPERIMENTAL

Las pruebas de laboratorio sirven para contrastar el comportamiento dinámico de una máquina real, con el modelo matemático desarrollado.

A pesar de las limitaciones del laboratorio se ha podido experimentar con suficiencia, para satisfacer el estudio y cumplir con el propósito de comparar con el modelo.

El motor de inducción utilizado para las pruebas tiene los siguientes datos de placa: 220/380 voltios, 7/4.04 amperios, 3.0 Hp, conexión Δ/Y , 4 polos 60 Hz.

Los parámetros de este motor han sido ya obtenidos según las referencias 8 y 11, las cuales han servido de guía y comparación con los resultados aquí obtenidos.

Los valores que se obtienen en laboratorio, tales como parámetros de la máquina, curva de magnetización, ángulos de conexión, se utilizan como datos en el programa para la simulación de los transitorios.

5.1 DETERMINACION DE LOS PARAMETROS Y CURVA DE MAGNETIZACION DE LA MAQUINA.

5.1.1 Determinación de los Parámetros:

La determinación de los parámetros del motor de inducción se hizo mediante las pruebas normalizadas de vacío y rotor bloqueado.

La prueba de vacío dió los siguientes resultados:

$$V_L = 220 \text{ voltios}$$

$$I_L = 3.48 \text{ amperios}$$

$$w_1 = 40.5 \times 10 \text{ vatios}$$

$$w_2 = - 30.5 \times 10 \text{ vatios}$$

$$w_r = 1.800 \text{ rpm}$$

Con el rotor bloqueado se anotó las siguientes lecturas.

$$V_L = 56 \text{ voltios}$$

$$I_L = 7 \text{ amperios}$$

$$w_1 = 33.5 \times 10 \text{ vatios}$$

$$w_2 = - 2.0 \times 10 \text{ vatios}$$

$$w_r = 0 \text{ rpm.}$$

La resistencia por fase del estator se midió aplicando corriente continua dando el siguiente valor:

$$V_{cD} = 5.28 \text{ voltios}$$

$$I_{cD} = 3.25 \text{ amperios}$$

$$r_s = 1.624615 \Omega$$

Con estos datos se han calculado los siguientes parámetros:

$$r'_r = 5.393235 \Omega$$

$$X_m = 103.048215 \Omega$$

$$X_s = X'_{lr} = 6.137456 \Omega$$

El momento de inercia se tomó de la referencia 8, cuyo valor es:

$$J = 0.0552 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$$

Aplicando la ecuación (2.29) se obtiene la constante de inercia.

$$H = 0.367437 \text{ seg.}$$

$$H = \frac{5.48 \times J \times 10^{-6}}{KVA_n} = 0.367437 \text{ seg.}$$

En condiciones nominales

$$\omega_r = 1.660 \text{ rpm}$$

$$s = 0.07778$$

En vacío:

$$\omega_r = 1.770 \text{ rpm}$$

$$s = 0.016667$$

5.1.2 Curva de Magnetización:

La curva de magnetización del motor de inducción se obtuvo a rotor bloqueado, haciendo funcionar como transformador; se aplica tensión variable al estator y se mide corriente de línea en el estator y voltaje inducido en el rotor. La curva de magnetización se traza en términos del voltaje inducido reflejado al estator, en función de la corriente de excitación, que en este caso será la corriente de línea; por una simple relación de espiras se refleja al estator el voltaje medido en el rotor.

La tabla 5.1 muestra los datos obtenidos y la curva correspondiente la figura 5.1. Como se observa el comportamiento del hierro es lineal mientras no se llegue a la saturación, donde su característica deja de ser lineal, separándose de la línea del entrehierro.

5.2 ARRANQUE DE LA MAQUINA:

5.2.1 Corriente de Arranque:

Para realizar esta prueba se conectó el diagrama de la figura 5.2. La señal de corriente se obtuvo de una resistencia de 1Ω y la señal de voltaje en los terminales de la máquina para determinar el ángulo de conexión.

Según los oscilogramas obtenidos la magnitud y forma de la corriente de arranque depende del ángulo de conexión.

Por el oscilograma de la foto 5.1 aplicando una tensión de 220 voltios y en vacío, la corriente de arranque es de 42 amperios, aproximadamente 6 veces su valor nominal.

El tiempo que una máquina tarda en llegar a sus valores nominales dependen de varios factores: a- de la inercia de la máquina, b- de la carga conectada al eje, y c- de los parámetros eléctricos de la máquina y del sistema al cual se conecta.

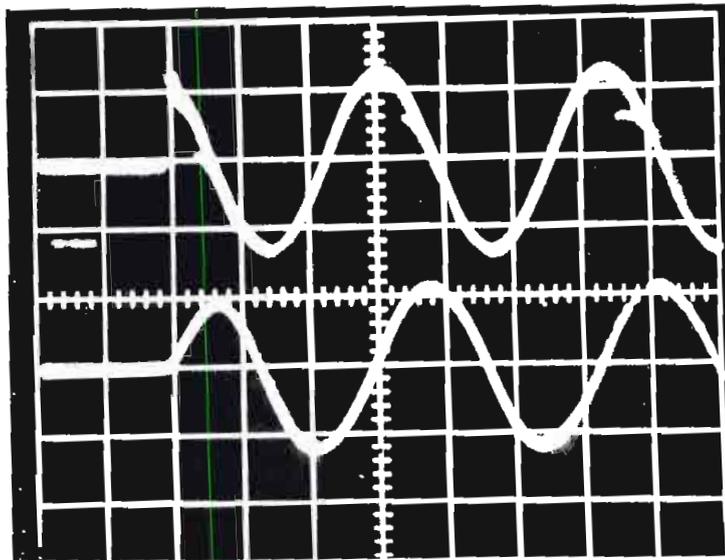


FOTO 5.1

TRANSITORIO DE ARRANQUE

	CANAL 1	CANAL 2
VERTICAL	200 volt/div.	50 amp./div.
HORIZONTAL	5 m seg/div.	5 m seg/div.

El oscilograma de la foto 5.2 muestra la evolución de la corriente de arranque a la que está sometida la máquina aproximadamente duran-

te 1.2 seg.

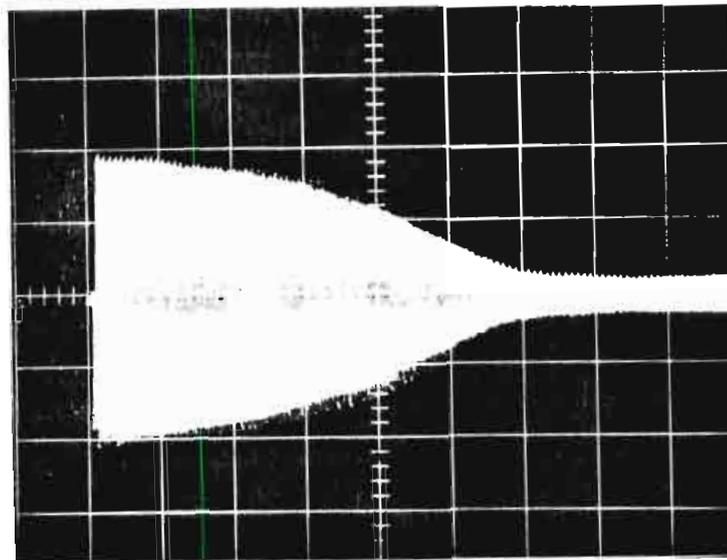


FOTO 5.2

Corriente de Arranque

Vertical 20 amp/div.

Horizontal 0.2 seg/div.

5.2.2 Velocidad de Arranque:

La señal de la velocidad de arranque se obtuvo de un tacómetro electromagnético, acoplado al eje de la máquina y a través de un rectificador de onda completa se registró el oscilograma de la foto 5.3.

Por las fotos 5.2 y 5.3 se puede constatar que la máquina en vacío tarda en arrancar 1.2 segundos aproximadamente.

Arrancando la máquina bajo carga, alcanza sus valores nominales en 1.5 segundos.

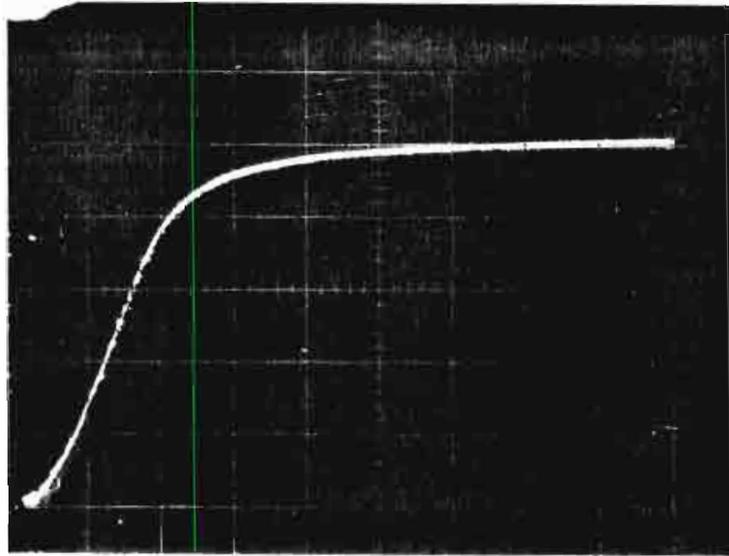


FOTO 5.3

Velocidad de Arranque

Vertical 345.098 r.p.m./div.

Horizontal 0.2 sec/div.

5.3 CORTO CIRCUITO SIMETRICO A LA MAQUINA:

Utilizando los diagramas de conexión de la figura 5.2. se realizó esta prueba, la señal de corriente es tomada de una resistencia de 1Ω y la señal de voltaje en ese instante es cero, pero es registrado para obtener el ángulo de corto-circuito.

Debido a que la máquina de inducción no tiene una fuente de excitación independiente o permanente, hay un rápido amortiguamiento de la corriente al producirse el corto-circuito, la alimentación se hace cero y la velocidad de la máquina decrece rápidamente hasta cero. Si la máquina está bajo carga la corriente se amortigua mucho más rápido y la máquina se detiene en menor tiempo.

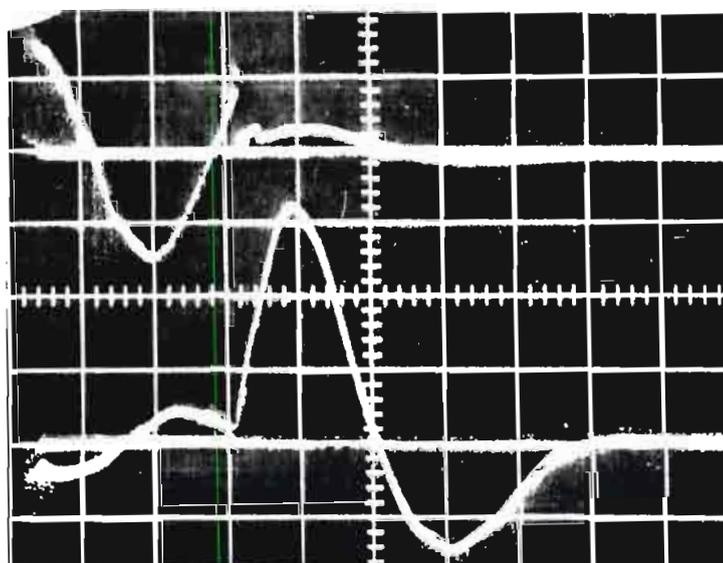


FOTO 5:4

Corto-Circuito Simétrico

	Canal 1	Canal 2
Vertical	200 volt/div.	10 amp/div.
Horizontal	5 m seg/div.	5 m seg/div.

5.4 VARIACION BRUSCA DE CARGA MECANICA:

Esta aplicación se realiza haciendo trabajar a la máquina inicialmente en vacío, y luego se aplica carga bruscamente.

De los resultados obtenidos se deduce que la corriente del motor, en ese instante oscila bruscamente y luego tiende a estabilizarse en un nuevo punto de funcionamiento que estará dado por el valor del incremento.

El voltaje decrece levemente, dependiendo de la regulación del alimentador.

La velocidad de la máquina ante el incremento brusco de carga oscila y luego tiende a disminuir hasta estabilizarse en su nuevo punto de funcionamiento.

Los oscilogramas que aquí se presentan muestran estas características, para el caso de aplicar una carga menor a la de condiciones nominales.

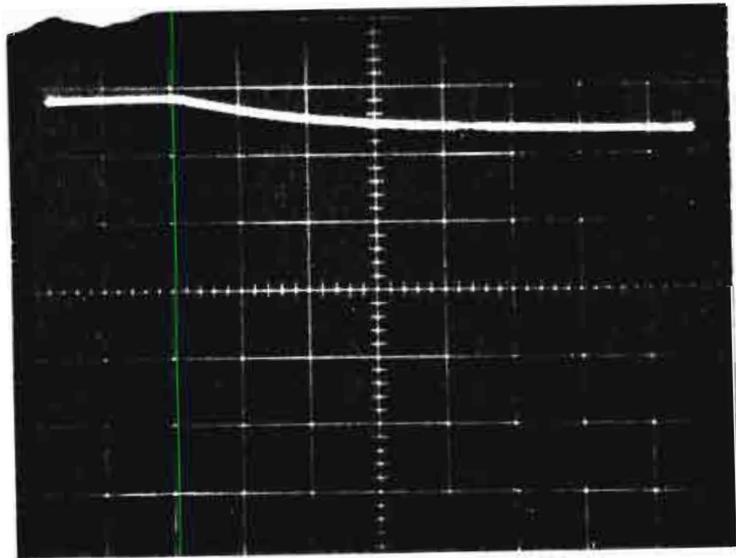


FOTO 5.5.

Variación de la velocidad

Vertical 260.3 r.p.m./div

Horizontal 0.5 sec/div

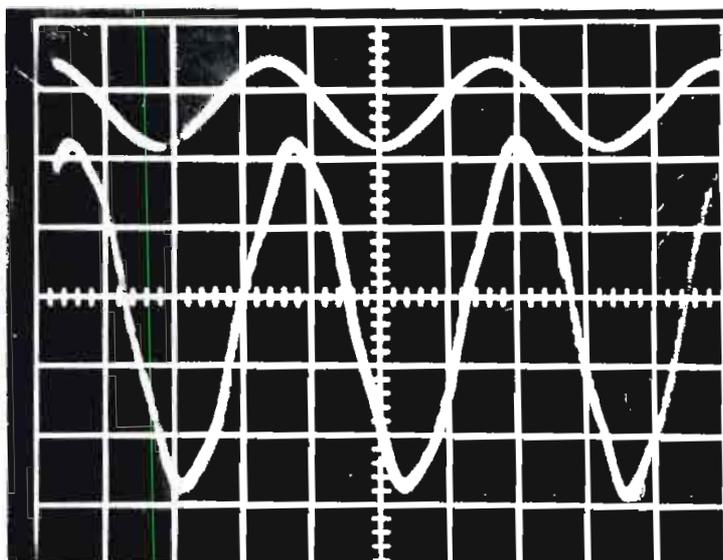


FOTO 5.6

Variación brusca de carga mecánica

	Canal 1	Canal 2
Vertical	500 volt/div	2 amp/div
Horizontal	5 m seg/div	5 m seg/div.

Cada uno de estos oscilogramas fueron registrados a diferente tiempo de tal forma de poder observar en detalle, la oscilación del voltaje, corriente y velocidad del motor, según el incremento de carga.

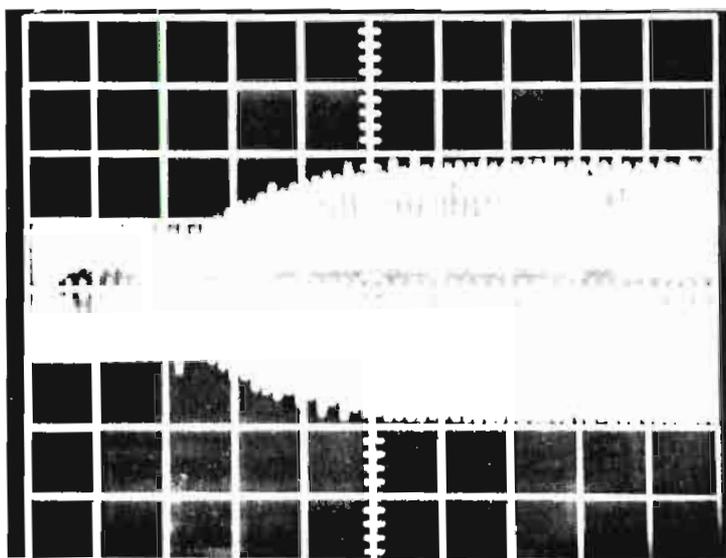


FOTO 5.7

Variación de la Corriente

Vertical 5 amp/div.

Horizontal 0.1 sec/div.

Resistencia 1Ω

TABLA 5.1

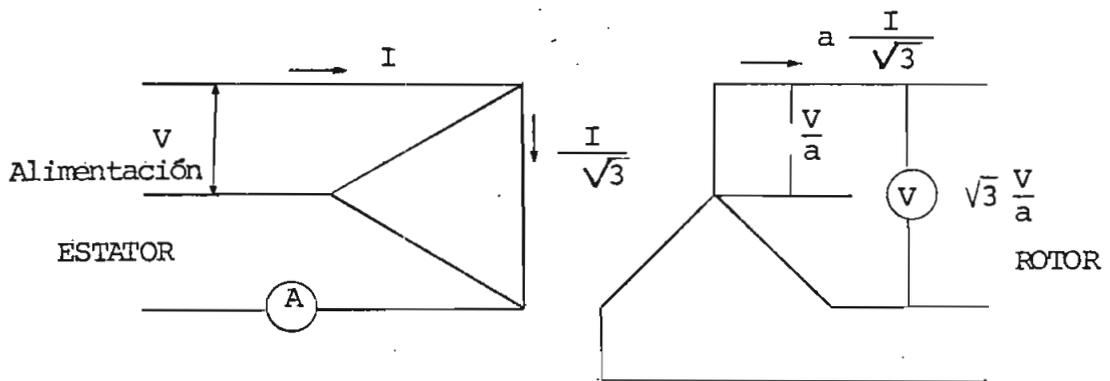
DATOS DE LA CURVA DE MAGNETIZACION DE LA MAQUINA

IL (amp)	VR (V)	V'R (V)
0.1	10	16
0.3	17.5	28
0.45	25	40
0.7	35	56.2
1.1	50	80
1.42	66	105
1.7	75	120
2.15	94	150
2.7	114	182
2.95	127	202
3.5	142	220
4.2	154	242
4.85	164	258
5.4	170	268
5.9	176	278
6.7	184	290
7.3	188	298
8.0	194	308
9.25	202	320
11.0	209	332
12.25	215	340

$$V'R = a \cdot VR$$

donde 'a' es la relación de espiras.

Para hallar la relación de espiras se aplica tensión a una sola bobina del estator y se mide en su correspondiente del rotor, dando un valor de 2.7713. Los datos de la Tabla 5.1 se anotaron en conexión Δ/Y de tal forma que la relación de espiras es de la siguiente manera.



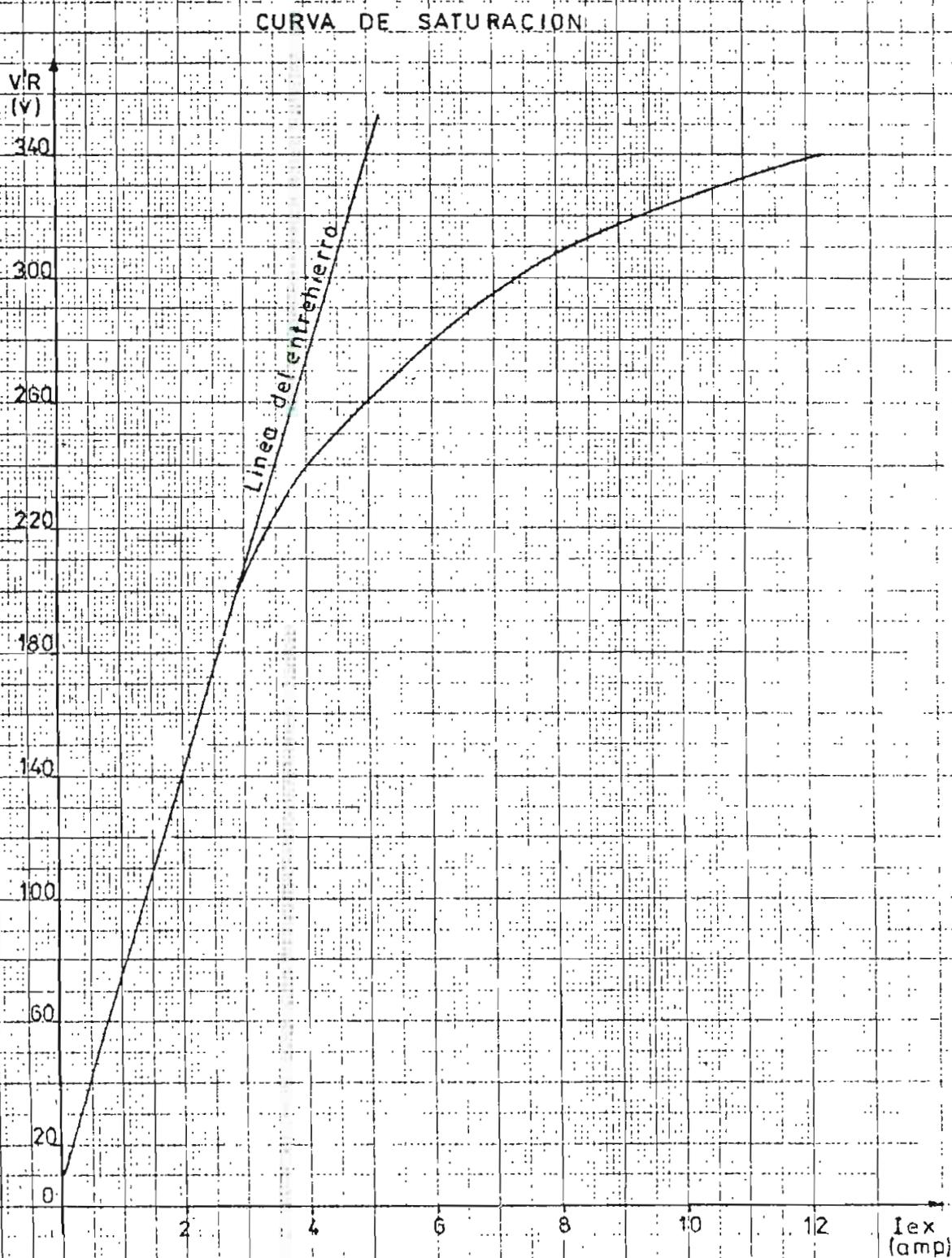
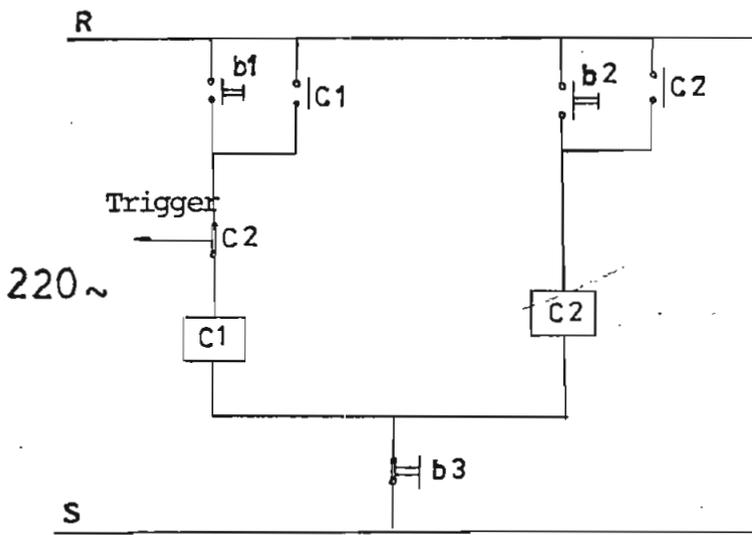
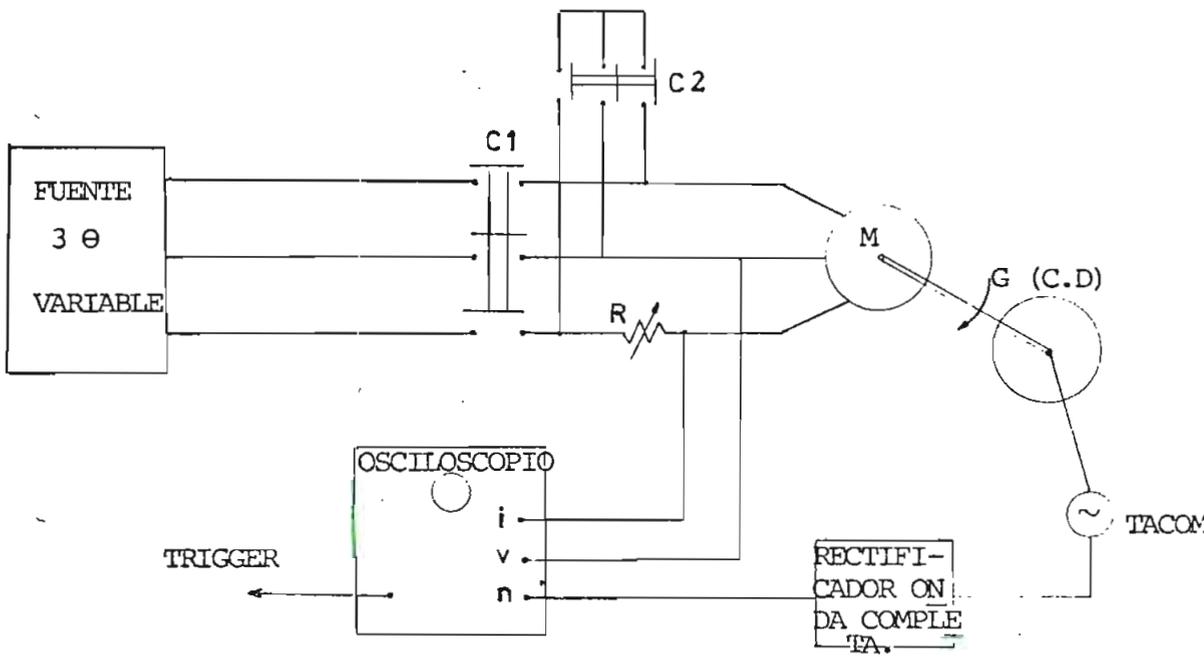


Fig. 21. Curva de magnetización del motor de inducción



CIRCUITO DE CONTROL



Circuito de fuerza

Fig. 5.2 Diagrama de Conexión

C A P I T U L O V I

APLICACIONES DE LOS CAPACITORES

La aplicación de capacitores serie o paralelo a los terminales de un motor o de una planta industrial, mejora el voltaje terminal y el factor de potencia de la red, suministrando potencia reactiva.

Se usan generalmente capacitores en paralelo, para regular el voltaje terminal y el factor de potencia. Es frecuente el uso de capacitores en paralelo en motores de inducción, la cantidad de KVAR que se conecte debe ser limitada, de tal forma de no causar un voltaje excesivo a los terminales del motor, debido a la auto-excitación del motor por el suministro de reactivos de los capacitores (Ref. 12).

Se usan capacitores serie, para compensar la caída de voltaje en la línea y mejorar el voltaje terminal donde se conecta la carga.

El uso de capacitores en serie es muy limitado, la presencia de capacitores serie a los terminales de una máquina produce oscilaciones e inestabilidad en el funcionamiento normal de la máquina, por lo que su uso no es muy aconsejable.

Un motor tanto en el arranque como en el funcionamiento requiere del suministro de potencia reactiva. En una planta industrial donde están instalados gran cantidad de motores, se requiere mucho de esta

potencia, por lo que resulta indispensable tener lo más cercano una fuente de potencia reactiva.

Resulta benéfica la instalación de capacitores, para la empresa dueña de la red eléctrica para mejorar el f.p. de la red y para la fábrica, para liberar capacidad en sus instalaciones y reducir cargos por demanda.

La economía juega un papel importante para ambas empresas, la cantidad óptima de capacitores (KVAR), se toma en base a estudios y análisis sistemáticos del sistema planta-red.

El modelo que se presenta aquí, considera una compensación local, como se muestra en la fig. 6.1, sin embargo con este mismo modelo se puede representar un sistema donde los capacitores estén localizados en una subestación. El objetivo fundamental en este trabajo es el análisis del comportamiento durante perturbaciones del motor cuando a él se han asociado capacitores.

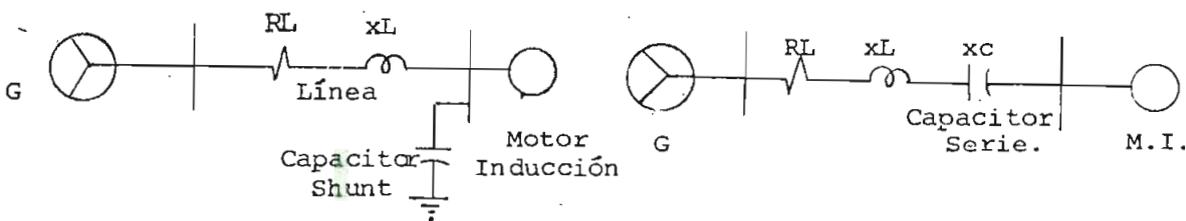


Fig. 6.1 Representación esquemática del modelo que se utiliza.

6.1 CAPACITORES EN SERIE:

La aplicación de capacitores en serie generalmente se realiza en líneas de transmisión, para compensar la caída de tensión en la línea y elevar el voltaje de recepción. Este tipo de compensación se usa extensamente en circuitos radiales, para mejorar el voltaje terminal, debido a altas y rápidas fluctuaciones de carga que se presentan en el sistema.

En motores de inducción su uso es muy limitado, es necesario un análisis previo del conjunto. El empleo de capacitores serie a los terminales del motor, puede ser muy útil y beneficioso en ciertos casos, mientras que es errático e inaceptable en otros el funcionamiento del motor. (Ref. 10).

La presencia de capacitores serie en el motor, produce fuertes oscilaciones e inestabilidad en su funcionamiento y en el sistema de alimentación por la introducción de una gran cantidad de armónicas, en el motor y en la corriente de línea.

Debido a estos problemas que causa, este tipo de compensación no es muy usado, pero es una solución alternativa para mejorar el factor de potencia y controlar el voltaje terminal. (Ref. 10, 12).

Una compensación serie excesiva a los terminales del motor, causa una autoexcitación en el motor, razón por la cual se presentan voltajes excesivos a los terminales del motor.

6.1.1 Comportamiento Dinámico con Capacitores en serie:

El análisis del comportamiento dinámico del motor se analiza en base a la parte experimental realizada con los capacitores.

Este tipo de compensación, trae muchos problemas en el funcionamiento del motor, debido a la introducción de armónicas en el motor causando inestabilidad en su funcionamiento y en el sistema de alimentación, como se analiza en detalle en cada caso representado.

6.1.2 Arranque con Capacitores en Serie:

Con el equipo disponible del Laboratorio de Máquinas eléctricas de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, se realizó la experimentación. El banco de capacitores utilizados es muy pequeño, dando una reactancia capacitiva muy alta, esto implica que al aplicar tensión al motor se presenta una alta caída de tensión en el alimentador y a los terminales del motor aparece un voltaje muy reducido incapaz de arrancar a la máquina.

Es necesario conectar resistencias en paralelo a los capacitores como se indica en la fig. 6.2., y en este caso en las ecuaciones diferenciales es necesario incluir esta resistencia para la respectiva simulación.

$$|V_{Bqd}| = |V_{Cqd}| + |V_{Mqd}| + |Z'L| |i_{Lqd}| + \frac{1}{\omega e} \begin{bmatrix} X_L \\ \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{Lqd} \end{bmatrix}$$

Donde la única matriz que sufre modificaciones es $Z'L$ siendo:

$$|Z'L| = \begin{bmatrix} R_L + R_C & X_L \frac{\omega}{\omega e} \\ - X_L \frac{\omega}{\omega e} & R_L + R_C \end{bmatrix}$$

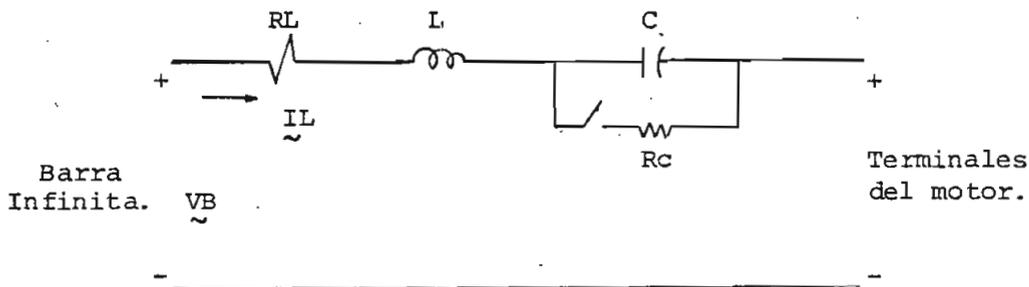
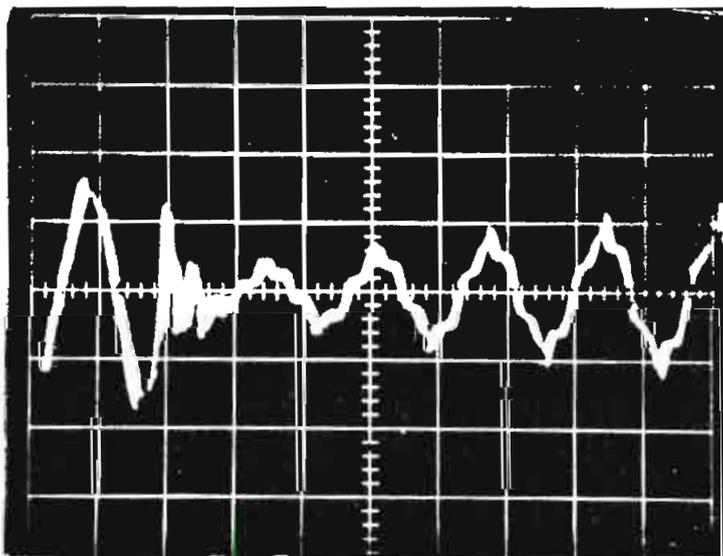


Fig. 6.2 Capacitor serie en paralelo con una resistencia, conectadas al motor.

En estas condiciones el arranque de la máquina no es satisfactorio, puesto que hay una mayor caída de tensión a los terminales del motor que sin los capacitores. La resistencia conectada disminuye la presencia de armónicas en la corriente de línea, en razón de que la influencia de los capacitores es mínima.

6.1.3 Variación de Carga:

Trabajando la máquina en vacío se puede eliminar las resistencias, presentándose un pequeño transitorio como se observa en el oscilograma de la foto 6.1. El funcionamiento del motor en estas condiciones es de mucha inestabilidad por la introducción de gran cantidad de armónicas en el motor, lo que implica que se presenta una oscilación en el voltaje y en la corriente de línea.



Vertical 2 amp/div.

Horizontal 10 m seg/div.

FOTO 6.1 Eliminación de las resistencias conectadas en paralelo con los capacitores.

Al aplicar carga, el motor se detiene, esto significa que la compensación serie, en la magnitud que se tomó aquí y bajo ciertas condiciones deja al motor en completa inestabilidad. Ante una mínima variación de carga el motor se detiene, porque ya en vacío funciona con mucha inestabilidad. El sistema puede ser estabilizado conectando las resistencias que amortiguan estas oscilaciones, pero no resulta provechoso la presencia de los capacitores y por el contrario la resistencia conectada aumenta la impedancia del alimentador, provocando una mayor caída de tensión tanto en el arranque como al colocar carga al motor, que sin estos elementos.

Los resultados del comportamiento dinámico del ejemplo analizado, permite ver una de las condiciones para no usar capacitores en serie a los terminales del motor en fábricas y plantas industriales.

6.2 CAPACITORES EN PARALELO:

Los Capacitores en paralelo se aplican en forma general en sistemas eléctricos de potencia, obteniéndose resultados benéficos en todos los puntos del sistema.

La función del capacitor es suministrar reactivos en el punto donde se conectan, para mejorar el factor de potencia, el voltaje y aumentar la capacidad del sistema de tal forma de servir a más abonados. Tienen el mismo efecto que un generador, motor o condensador síncrono sobre-excitado, con la diferencia de no existir desgaste mecánico en el capacitor.

La aplicación local de los capacitores a los terminales del motor, es similar al estudio que se puede realizar en una planta industrial, donde el conjunto de motores y carga se reduciría a un equivalente, que estaría representado por el circuito equivalente del motor, los capacitores a la entrada de la planta y la línea de transmisión representada por el alimentador.

Este tipo de compensación, resulta benéfico en el funcionamiento de los motores de inducción, especialmente cuando se tiene variaciones continuas de carga, ya que mantienen fijo el voltaje a los terminales.

6.2.1 Comportamiento Dinámico con Capacitores Shunt.

El análisis del comportamiento dinámico, con capacitores en paralelo se realiza como en el caso anterior para el arranque y variación de carga.

Los resultados obtenidos con este tipo de compensación satisfacen los objetivos de este estudio, dando una mayor atención a este tipo de compensación. A pesar de tener la presencia de armónicas, particularmente en la corriente de línea, esta compensación mejora el funcionamiento del motor, especialmente al producir variaciones de carga.

6.2.2 Arranque con Capacitores en paralelo.

En el arranque la compensación Shunt, tiene efectos muy significativos.

Como se observa en el oscilograma de la foto 6.2, en el instante de arrancar la máquina se presentan frecuencias naturales muy altas durante unos pocos milisegundos, debido a la presencia de los capacitores. El orden y la magnitud de estas frecuencias depende del valor del capacitor, de los parámetros eléctricos del sistema y del ángulo de conexión.

Se observa la presencia de armónicas particularmente en la corriente del capacitor y en la de línea, en el voltaje únicamente en el instante en que arranca la máquina, se presenta una pequeña perturbación.

Sin embargo la compensación Shunt, resulta muy benéfica para el arranque del motor; mejora el voltaje terminal y reduce el tiempo de arranque de la máquina.

La presencia de armónicas son mas severas si el capacitor y motor son energizados simultáneamente, que si el capacitor es energizado antes que el motor.

Como se muestra en los oscilogramas de arranque, la magnitud de estas armónicas depende exclusivamente del ángulo de conexión. La foto 6.3 muestra el caso más crítico donde la corriente del capacitor, tiene frecuencias muy altas, durante pocos milisegundos.

La presencia de armónicas en las corrientes de línea y del capacitor pueden ser amortiguadas, colocando, resistencias en paralelo con los capacitores (Ref. 10).

El arranque de la máquina en estudio con capacitores Shunt requiere un tiempo algo menor que sin capacitores (1.1 seg) pero no es registrado el oscilograma, porque no es muy apreciable esta reducción de tiempo.

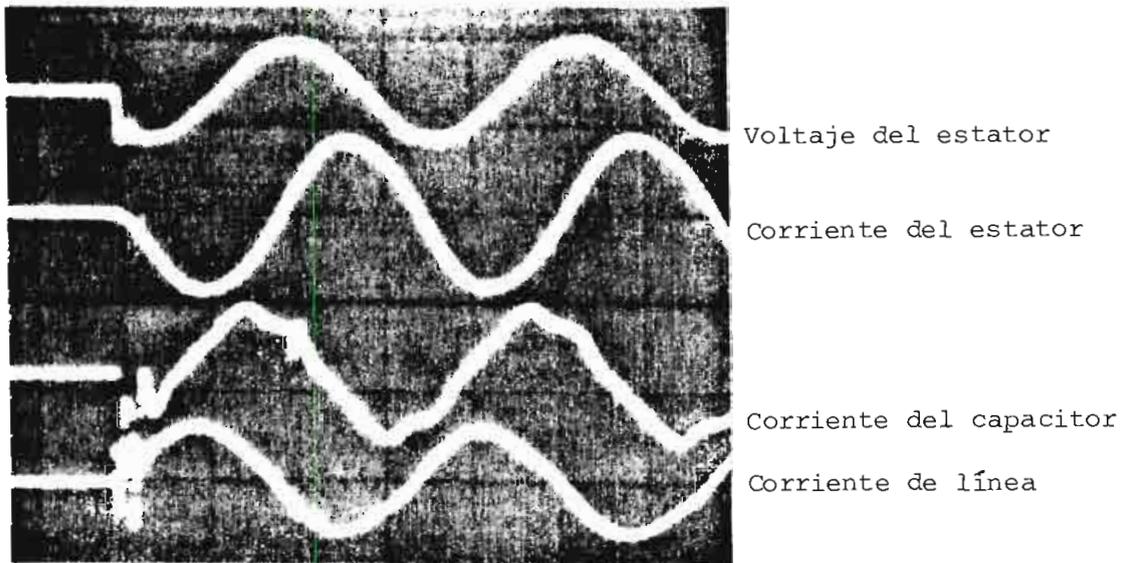


FOTO 6.2 Arranque con capacitores en paralelo, ángulo de conexión - 60° .

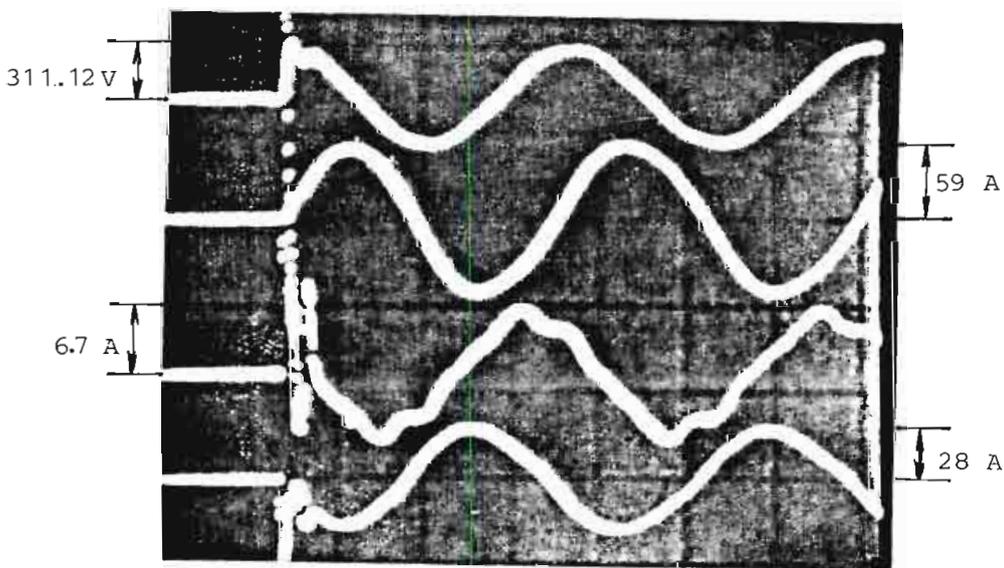


FOTO 6.3 Arranque con capacitores en paralelo, ángulo de conexión 90° .

Las frecuencias altas que se presentan durante los primeros ciclos del arranque, produce un voltaje elevado durante estos ciclos; la magnitud y duración de estos potenciales peligrosos depende del tamaño del motor, de la carga conectada, del banco de capacitores y de los parámetros eléctricos del sistema de alimentación (Ref. 10).

6.2.3 Variación de carga mecánica:

Para el análisis de este punto, se parte del estado estable y luego se produce un incremento de carga.

En estado estable con el motor en vacío, se nota la introducción de armónicas en la corriente de línea y una pequeña oscilación en el funcionamiento del motor debido a la presencia de estas armónicas.

Al producir un incremento brusco de carga, el motor tiende a detenerse por un instante y luego se acelera, aumentando la corriente y disminuyendo la velocidad.

La compensación de los capacitores mantiene fijo el voltaje terminal, esto hace que la máquina alcance su nuevo punto de funcionamiento en menor tiempo, que para el caso similar de igual incremento de carga sin capacitores se realizó en el capítulo anterior.

En su nuevo punto de funcionamiento la presencia de armónicas en la corriente de línea es mínima y la oscilación del funcionamiento del motor desaparece.

De esto resulta que la compensación Shunt, resulta benéfica, cuando hay continuas variaciones de carga o es necesario arrancar la máquina con carga.

La tabla 6.1 muestra los resultados obtenidos para diferentes valores de capacitores, al aplicar carga al motor hasta llegar al nuevo punto de funcionamiento, notándose una disminución en la corriente de línea y en la del motor y un leve aumento del voltaje terminal, al aumentar el valor de los capacitores.

CAPACITOR (uf)	CORRIENTE LINEA (AMP)	CORRIENTE CAPACITOR (AMP)	CORRIENTE MOTOR (AMP)	VOLTAJE MOTOR VACIO (VOL)	VOLTAJE CON CARGA (VOLT) .
0	6.4	0	6.4	220	217
10	5.7	1	6.38	220	218
20	5.30	2.8	6.3	220	218
30	5.25	4.2	6.2	220	220
40	5.2	5.6	6.28	220	220

TABLA 6.1 Valores de corriente y voltaje para diferentes valores de capacitores y para una misma carga.

6.2.4 Factor de Potencia:

El factor de potencia, tiene su importancia en el rendimiento de la máquina, como en la economía debido al costo de la potencia reactiva, haciéndose necesario controlar este factor de potencia.

El costo de los aparatos de alterna es aproximadamente proporcional a sus KVA nominales e inversamente proporcional al factor de potencia.

Un factor de potencia bajo implica mayor intensidad, mayores caídas de voltaje aumentando las pérdidas en el cobre de las máquinas y disminuyendo su rendimiento.

Resulta entonces indispensable controlar el factor de potencia, en una planta industrial, en una red de distribución, de tal forma de mantener un buen rendimiento y una economía adecuada.

Los motores de inducción tienen un factor de potencia en atraso, muy pequeño cuando trabajan en vacío, aumentando hasta el 85% a plena carga. El factor de potencia en atraso significa que el motor exige de la red el suministro de potencia reactiva.

Por medio de los capacitores se controla el factor de potencia del motor, suministrando potencia reactiva para su buen funcionamiento.

Con la aplicación de los capacitores en paralelo, en ningún momento se mejora el factor de potencia del motor que tiene como dato de placa, simplemente se compensa a la red el suministro de potencia reactiva, requerida por el motor o por cargas inductivas.

En una planta industrial, la instalación de capacitores en paralelo a su entrada resulta necesario, pero ciertamente se debe buscar el "factor de potencia económico", de tal forma que la inversión en capacitores sea compensada con el ahorro de la planta.

Al conectar una carga capacitiva muy grande, las máquinas de inducción y síncronas, pueden auto-excitarse pudiendo dar origen a sobretensiones excesivas o pares transitorios excesivos. (Ref. 12 - 6).

Las máquinas de inducción tienen su única fuente de excitación a la alimentación de la red, la corriente magnetizante del motor necesita de una componente reactiva para crear el flujo en el motor. En el caso de que la corriente de los capacitores sea mayor a la corriente nominal de la máquina, se produce una auto-excitación de la máquina, dando origen a sobretensiones a los terminales de la máquina.

Es indispensable entonces limitar la capacidad de los condensadores para evitar estos efectos.

CAPITULO VII

ANALISIS Y COMPARACION DE RESULTADOS

El análisis y comparación de resultados se hace en base a los resultados obtenidos en laboratorio con los obtenidos en el programa digital. Previamente se realiza algunas aplicaciones del programa, de tal forma de probar al programa de la forma más sencilla y eficiente.

Se ha utilizado como valores base los datos de placa del motor en estudio, para tener en p.u. los parámetros de la máquina, de los capacitores y del alimentador. Para la simulación digital se ha calculado la impedancia del alimentador desde la mesa de trabajo (Nº 11) hasta el tablero de llegada, cuyos valores reales se hallan en el apéndice B.

Los valores en por unidad utilizados en el modelo digital se detallan a continuación:

$$S_B = 889.13 \text{ VA}$$

$$V_B = 220 \text{ V.}$$

$$I_B = 4.0415 \text{ A}$$

Parámetros de la máquina en por unidad:

$$r_s = 0.0298$$

$$x_{ls} = x'_{lr} = 0.112748$$

$$r'_r = 0.09907$$

$$x_m = 1.893043$$

$$H = 0.367437$$

Capacitor:

$$X_C = - 1.21822$$

Alimentador:

$$R_L = 0.006046$$

$$X_L = 0.00328$$

La forma más fácil de probar al programa, es simulando la máquina que opera en estado estable tomando la referencia sincrónica, los resultados en coordenadas $q\dot{d}0$, deben mantenerse constantes e iguales a las condiciones iniciales, durante todo el tiempo de integración de las ecuaciones diferenciales. En variables de fase las corrientes y voltajes son sinusoidales para estado estable. Los resultados en variables de fase son los mismos para cualquier sistema de referencia que se haya elegido inicialmente. Esta es otra manera de probar que el programa funcione correctamente en todos los sistemas de referencia.

7.1 APLICACIONES DEL PROGRAMA:

El programa está desarrollado para ejes arbitrarios de referencia, es tando al criterio del usuario el escoger el sistema de referencia que desee estudiar, o a su vez obtener los resultados en variables de fase para realizar un estudio del comportamiento dinámico del motor de inducción.

Mediante datos de entrada correspondientes, se puede simular transitorios de arranque, corto-circuito y variación brusca de carga mecánica. Para verificar el buen funcionamiento del programa se ha escogido el modelo con capacitores en paralelo y observar la variación de las corrientes y voltajes en los ejes más comunes de referencia para condiciones de estado estable. El torque y la velocidad es igual en todas las referencias, como también en variables de fase.

Para los transitorios anotados anteriormente, se realiza una comparación con los resultados obtenidos en el laboratorio, donde se muestra la flexibilidad del programa en obtener resultados de variables que en el laboratorio no es posible obtener.

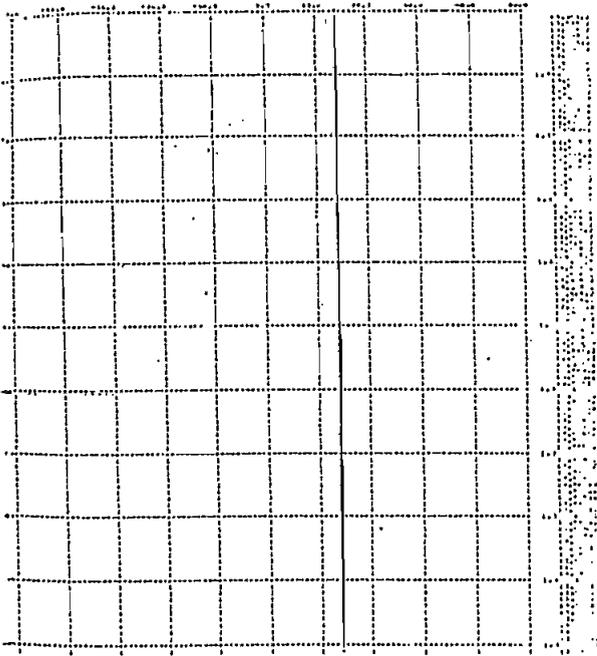
Por último como un objetivo principal del programa, se obtiene el capacitor óptimo, para el motor en estudio, mediante un análisis del comportamiento dinámico del conjunto.

7.1.1 Referencia sincrónica ($\omega = \omega_e$):

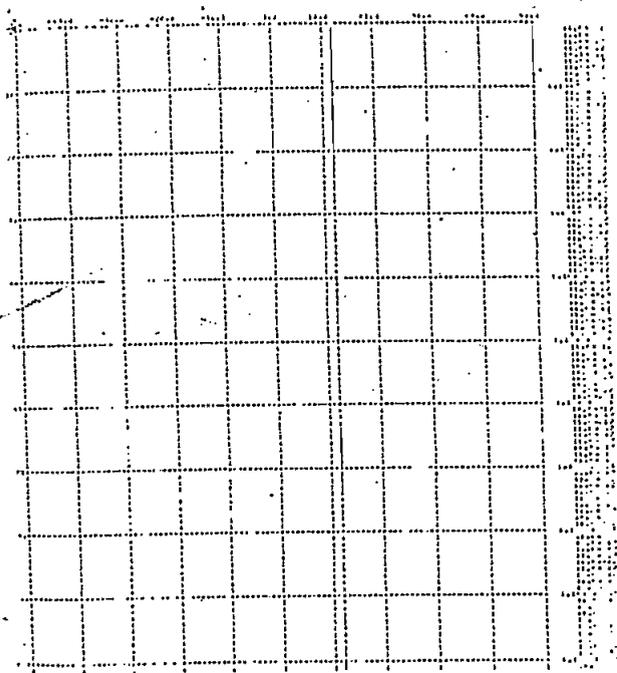
Para condiciones balanceadas en esta referencia tanto las corrientes como los voltajes en los ejes q y d se observan como componentes de continua; el torque y la velocidad permanecen invariantes, en cualquier sistema de referencia que se trabaje, como también al obtener los resultados en variables de fase.

En el sistema de ejes arbitrarios $qd0$, se cumplen las leyes de Kirchhoff, tal como se puede comprobar en los resultados que se presentan más adelante.

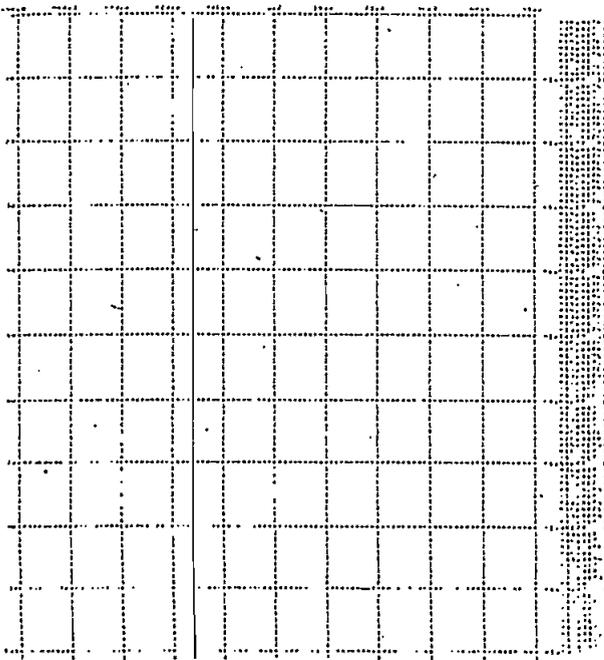
La referencia sincrónica significa que el sistema de ejes arbitrarios está girando a la velocidad sincrónica que gira el campo magnético y como las variables del rotor y del estator, están referidas a un mismo sistema de referencia, se observa a los voltajes y a las corrientes como magnitudes constantes. En la simulación digital durante todo el proceso de integración las condiciones iniciales se mantienen, es decir las variables del estator y del rotor son magnitudes constantes independientes del tiempo.



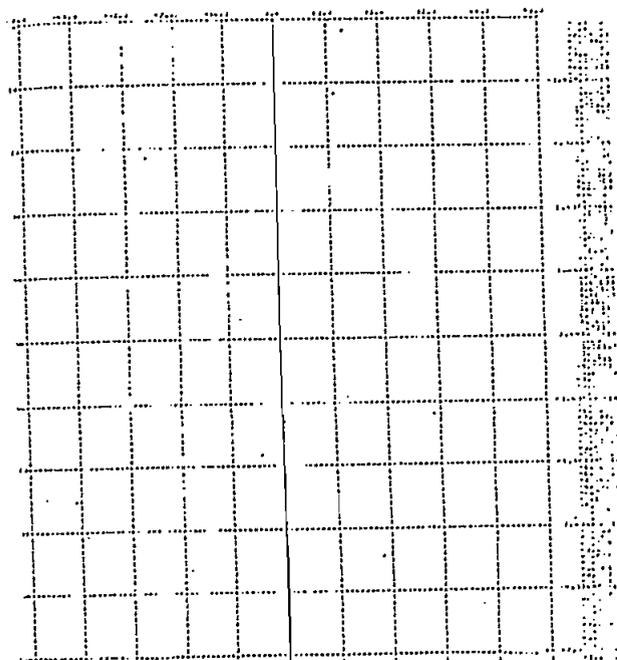
CORRIENTE IQS



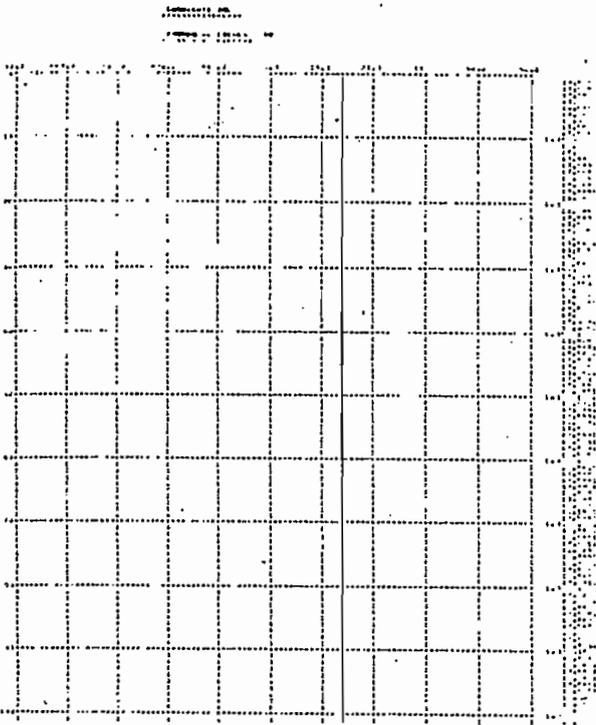
CORRIENTE IDS



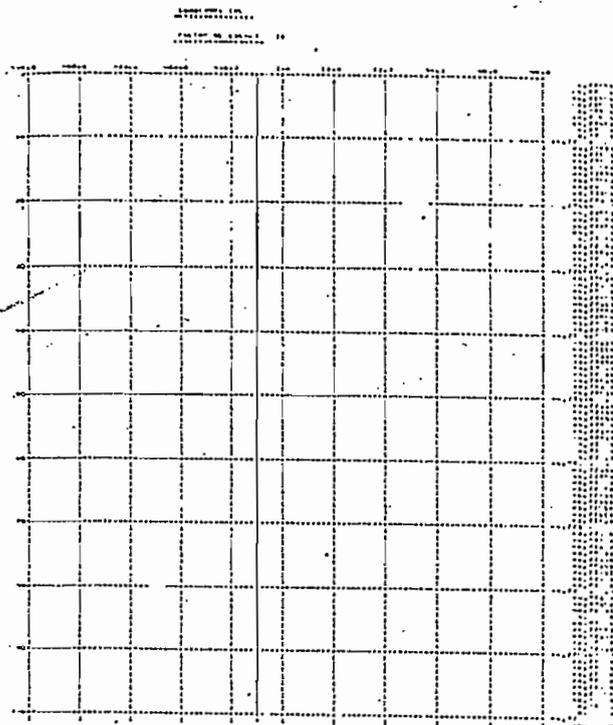
CORRIENTE IQC



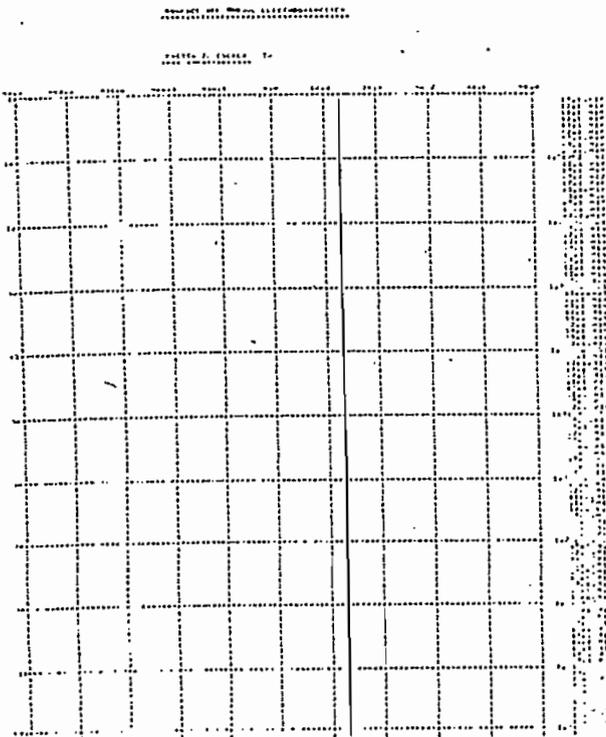
CORRIENTE IDC



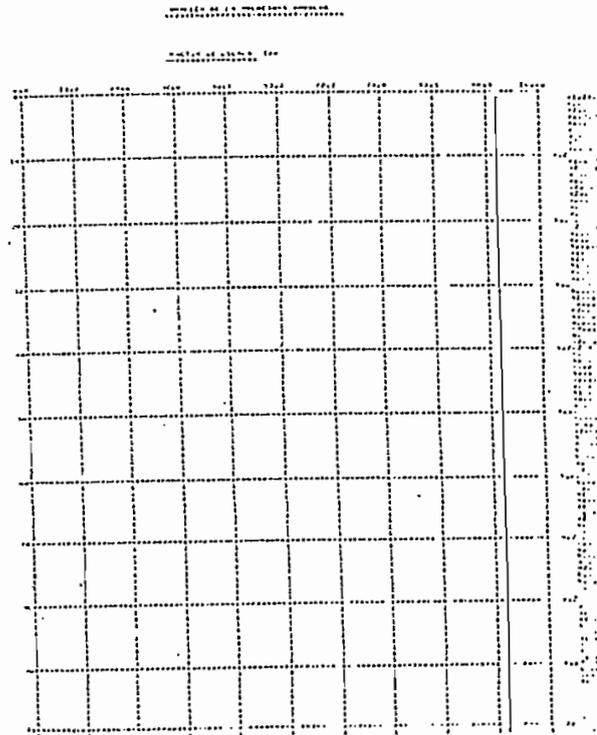
CORRIENTE IQL



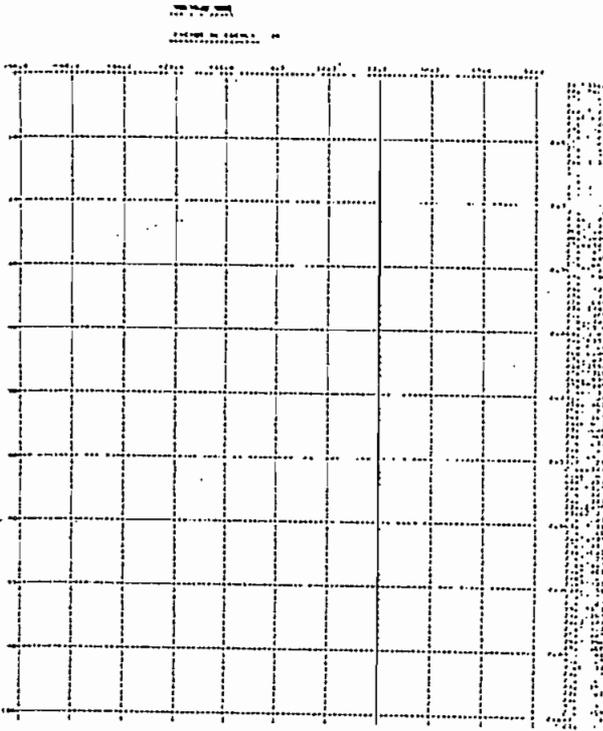
CORRIENTE IDL



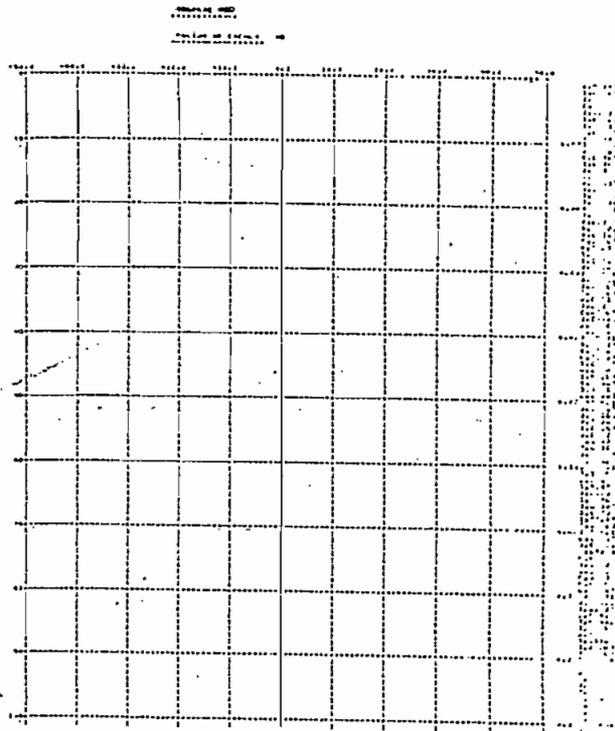
TORQUE ELECTROMAGNETICO



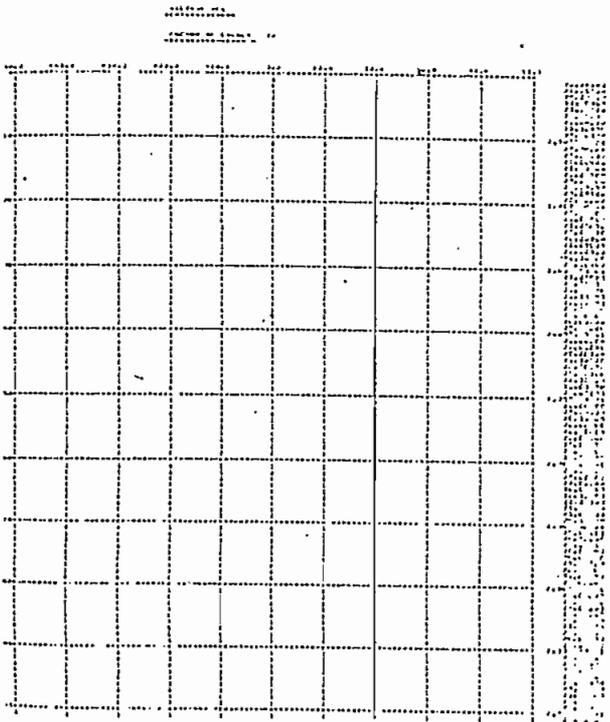
VELOCIDAD



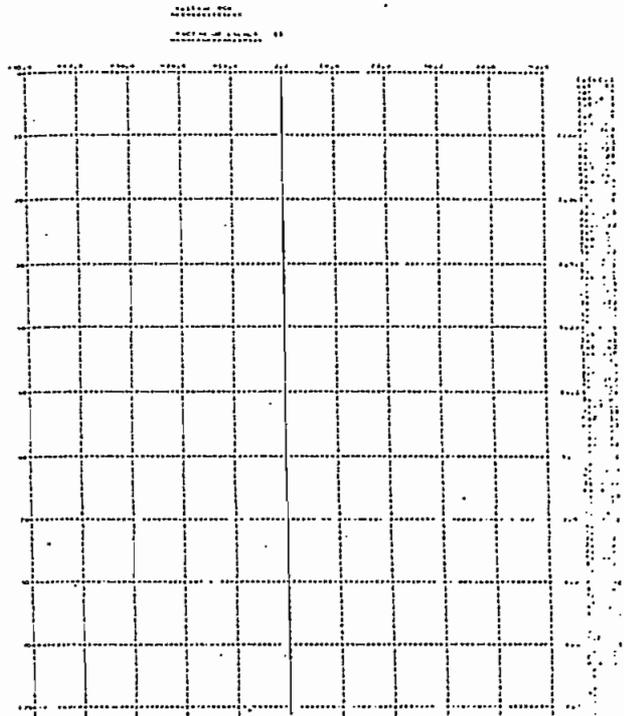
VOLTAJE VMO



VOLTAJE VMD



VOLTAJE VCQ



VOLTAJE VCD

7.1.2 Referencia Fija en el Estator:

La referencia fija en el estator significa que el sistema de ejes arbitrarios no gira ($\omega = 0$). Las variables del estator y rotor en este caso se observan como sinusoides a la frecuencia base. Como se analizó anteriormente el eje d adelanta en 90° grados al eje q , lo que significa que si en el eje q las variables son funciones cosenoidales en el eje d serán sinusoidales y viceversa.

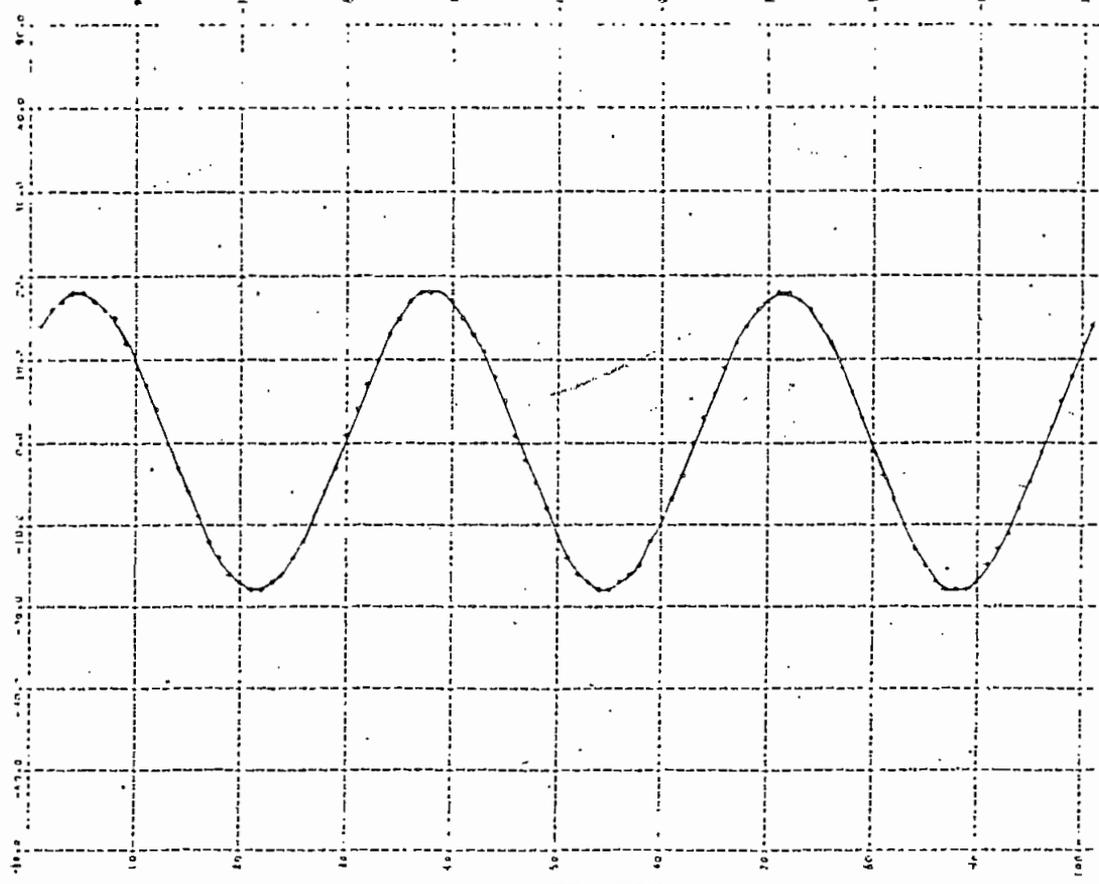
Los resultados del eje q en esta referencia, son iguales a los resultados que se obtienen en variables de fase, ya que en este caso se cumple que:

$$f_q = f_a$$

donde f puede ser voltajes, corrientes o concatenaciones de flujo.

PROYECTO DE CONSTRUCCION
DE LA PLANTA DE TRATAMIENTO
DE AGUAS RESIDUALES DE
LORNICHI 101

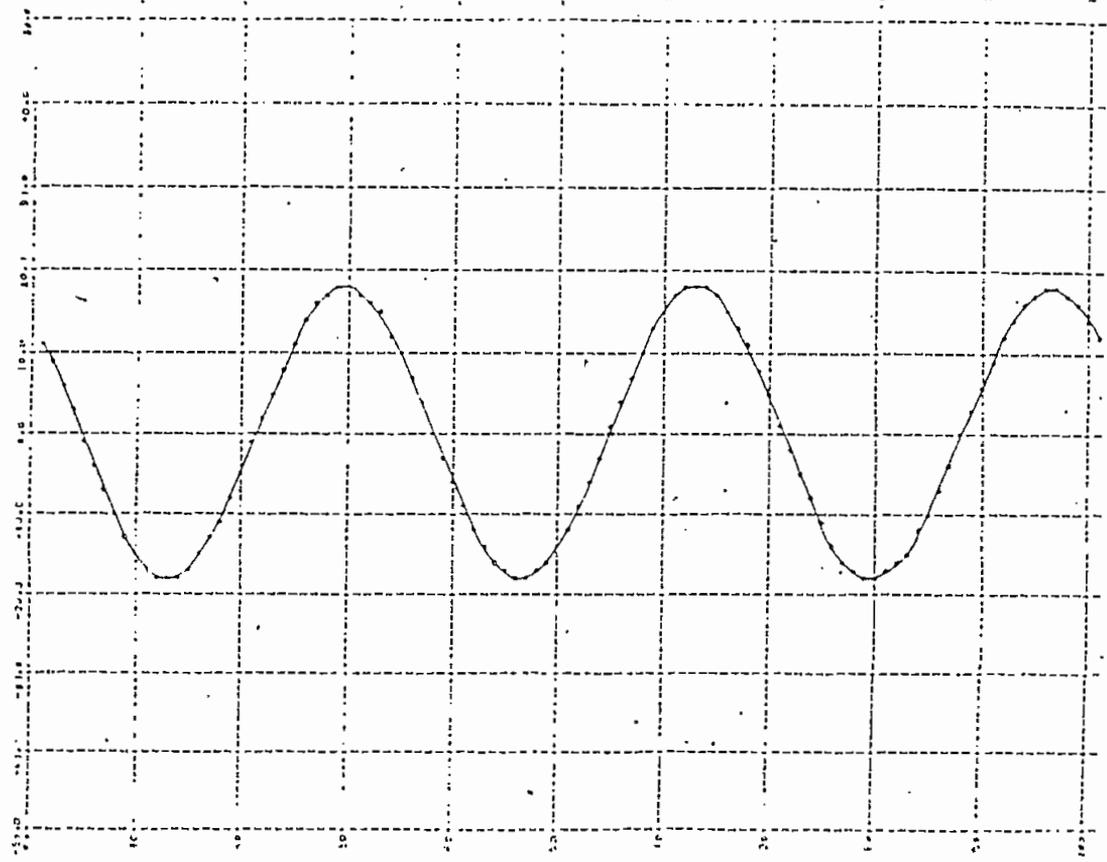
PAGINA DE RESULTA 29



CORRIENTE IQS

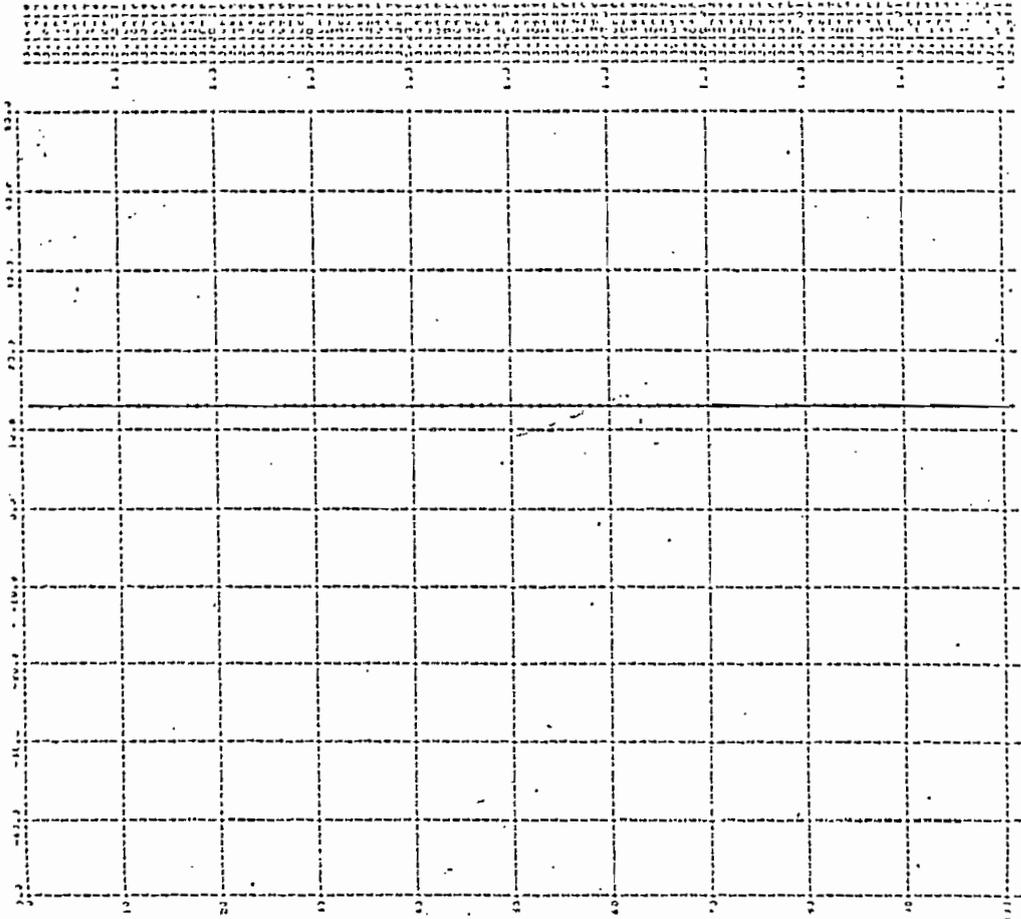
PROYECTO DE CONSTRUCCION
DE LA PLANTA DE TRATAMIENTO
DE AGUAS RESIDUALES DE
LORNICHI 101

PAGINA DE RESULTA 30



CORRIENTE IDS

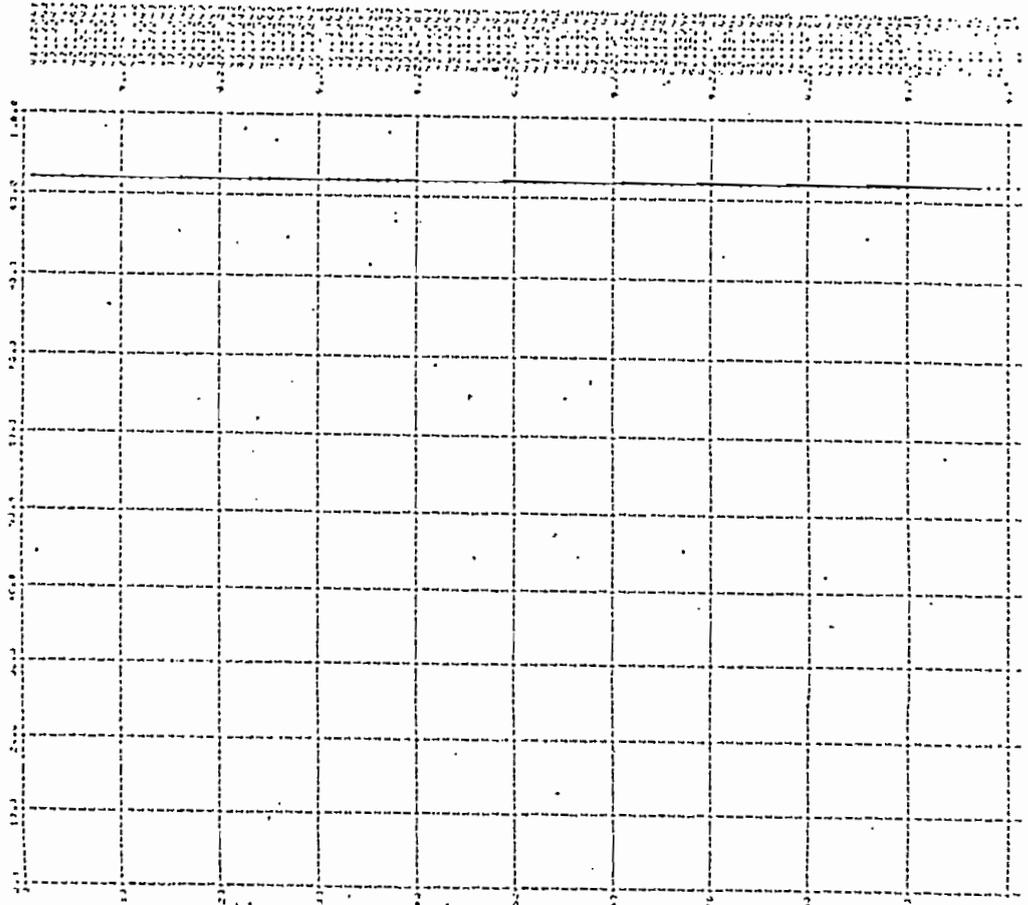
SCIENTIFIC EQUIPMENT DIVISION
FACILITY 24
FACILITY 24 ENGINE 20



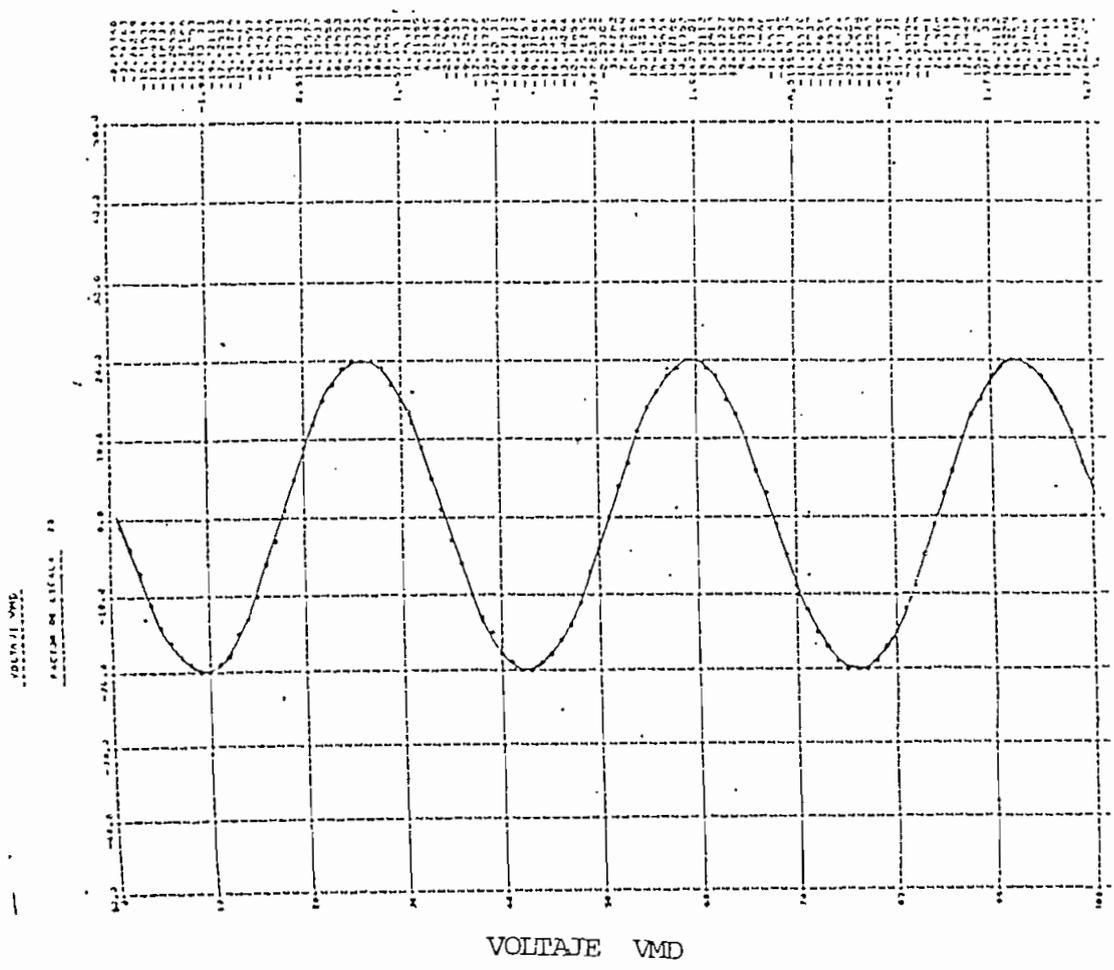
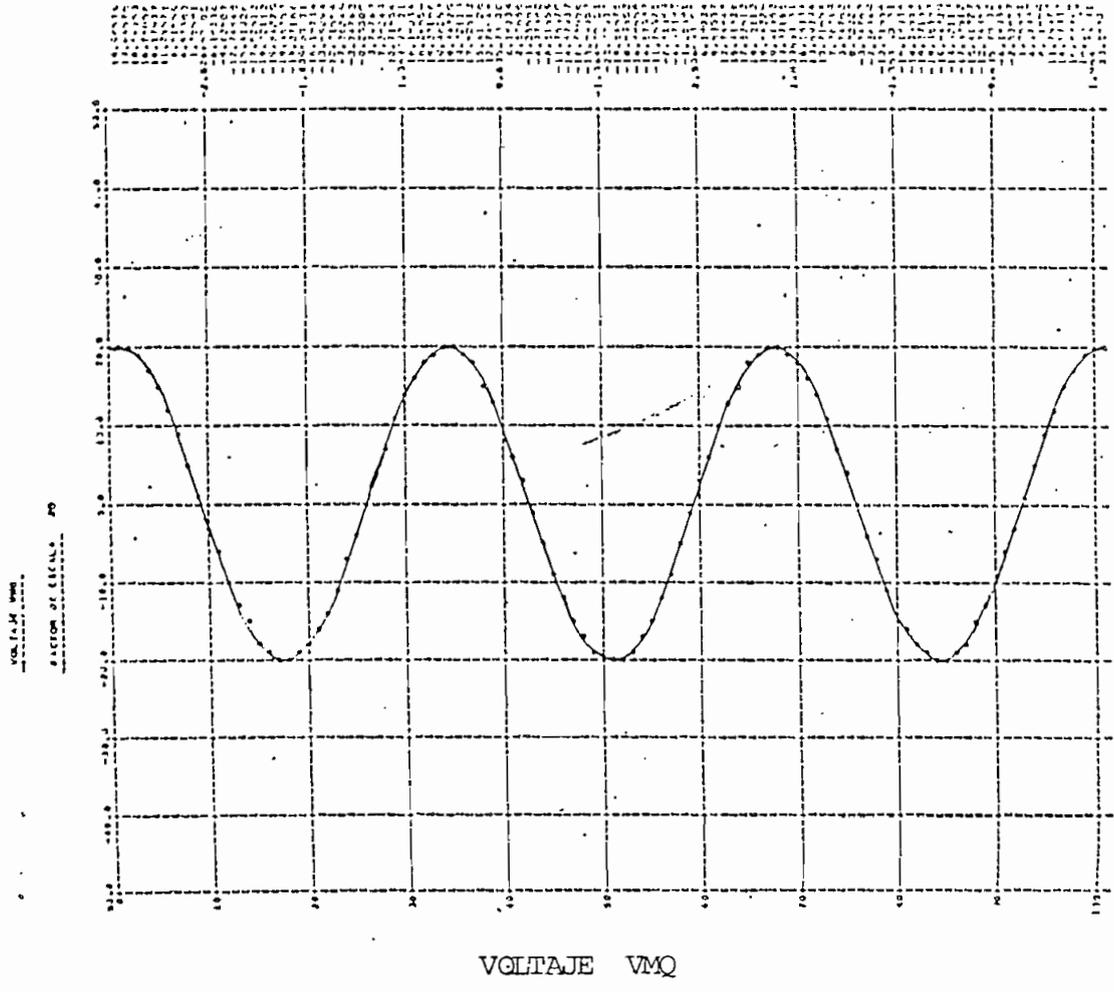
TORQUE ELECTROMAGNETICO

SCIENTIFIC EQUIPMENT DIVISION
FACILITY 24
FACILITY 24 ENGINE 20

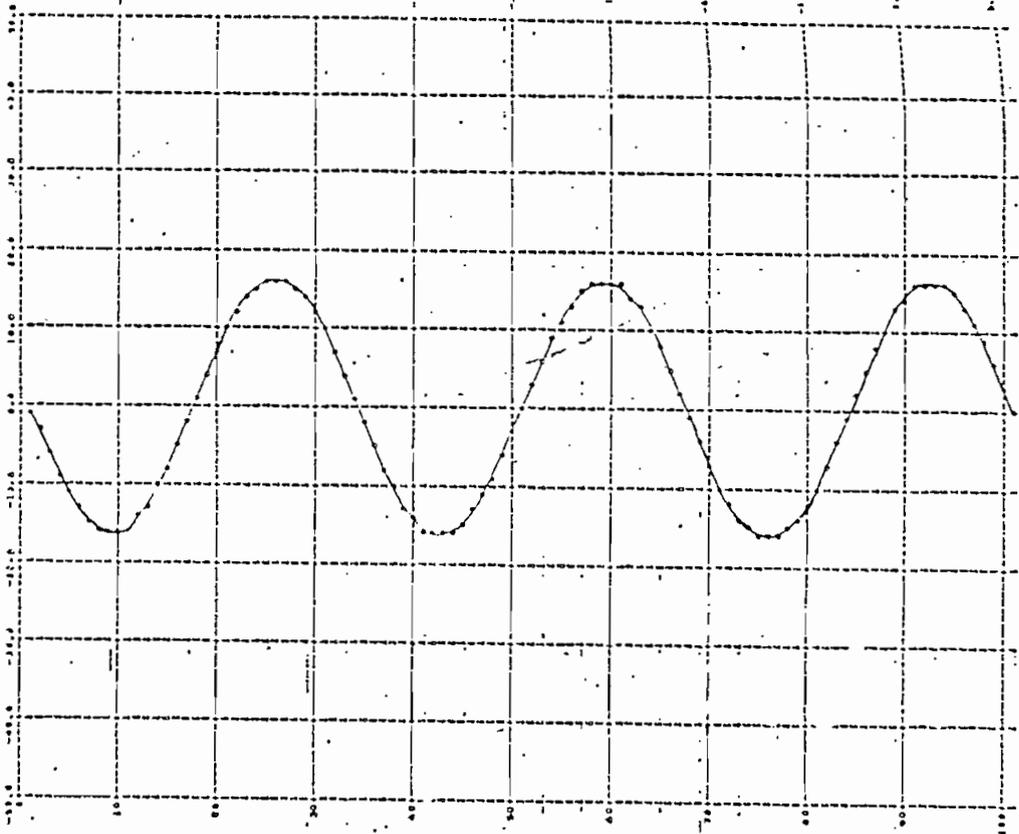
FACILITY 24 ENGINE 20



VELOCIDAD

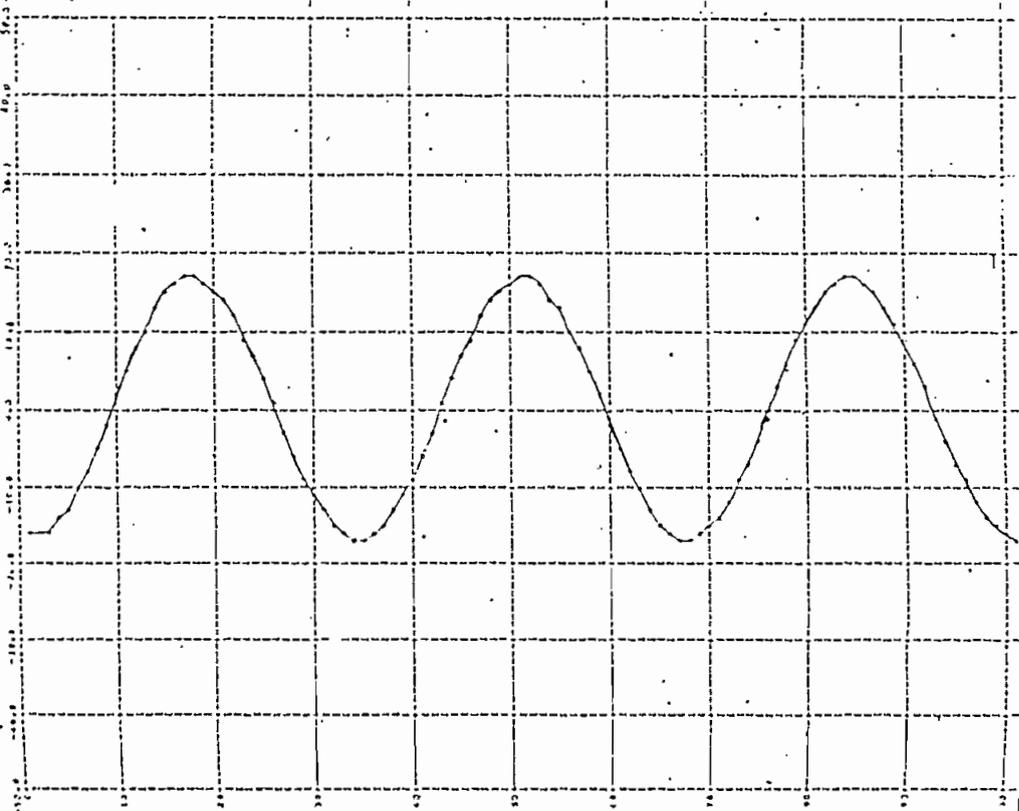


CORRIENTE IQC
PAGINA DE ESCALA 26



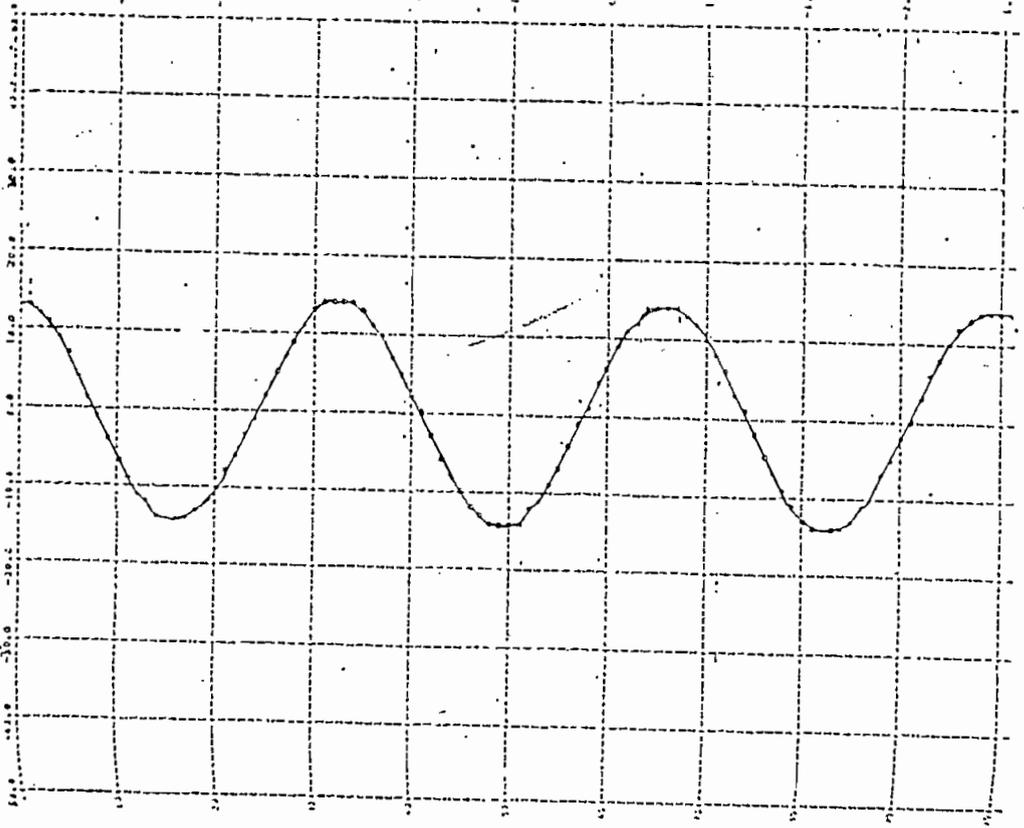
CORRIENTE IQC

CORRIENTE IDC
PAGINA DE ESCALA 27



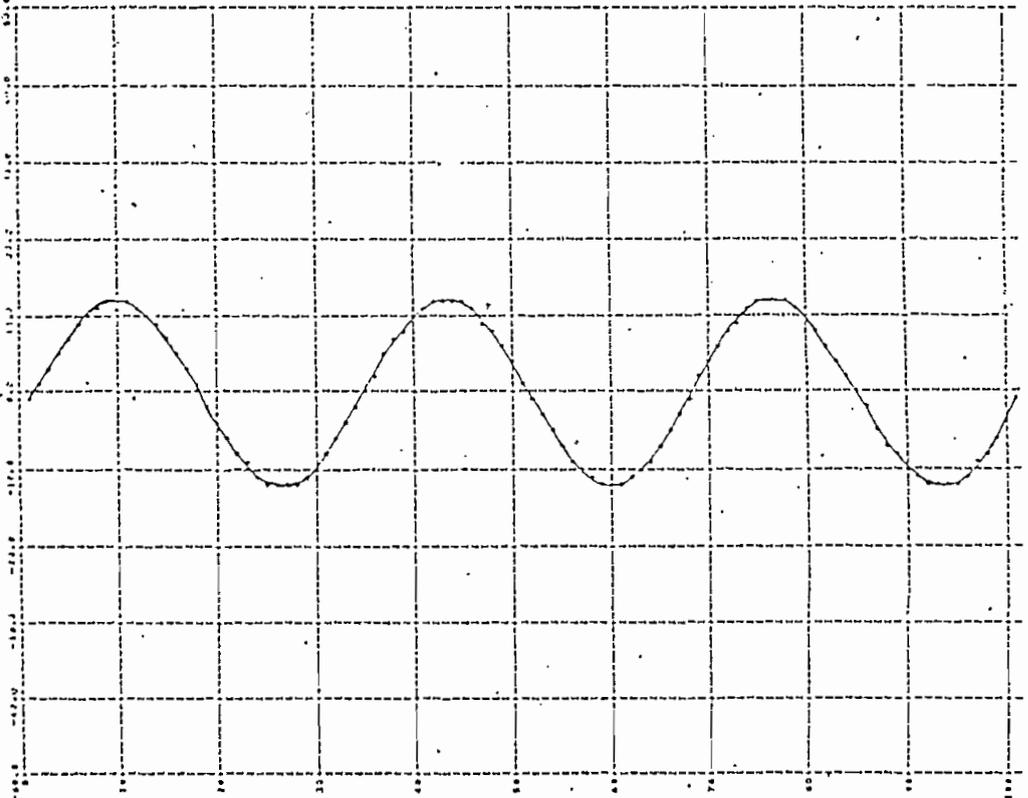
CORRIENTE IDC

CORRIENTE IQL
ESCALA DE 20
ESCALA DE 20



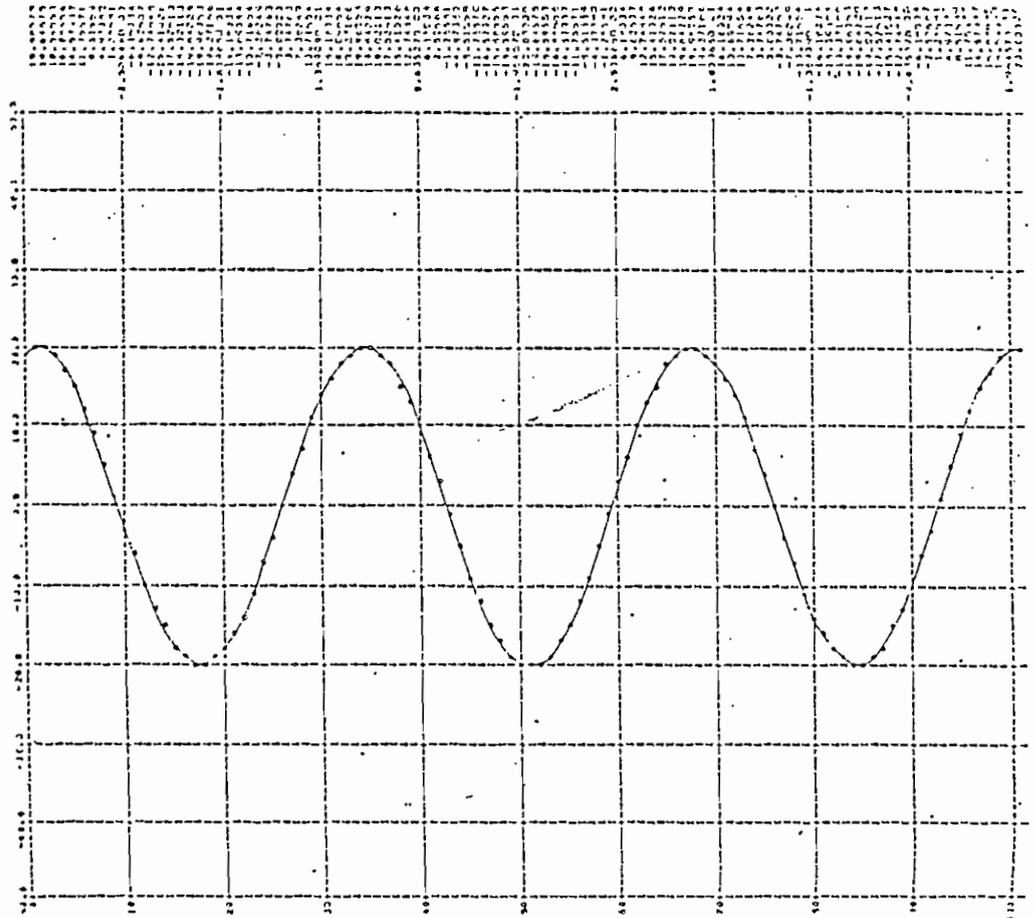
CORRIENTE IQL

CORRIENTE IDL
ESCALA DE 20
ESCALA DE 20



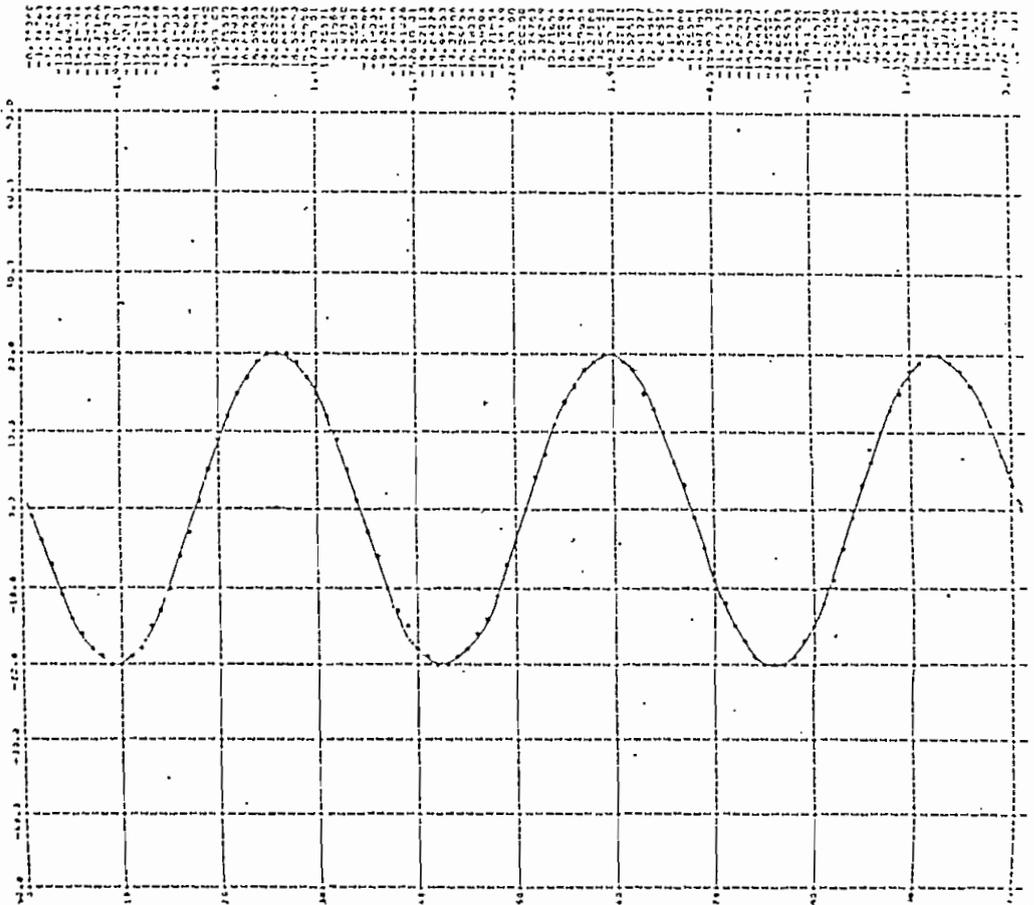
CORRIENTE IDL

VOLTAJE VCO
SECCION DE ESCALA 20



VOLTAJE VCO

VOLTAJE VCD
SECCION DE ESCALA 20



VOLTAJE VCD

7.1.3 Referencia fija en el Rotor ($w = w_R$)

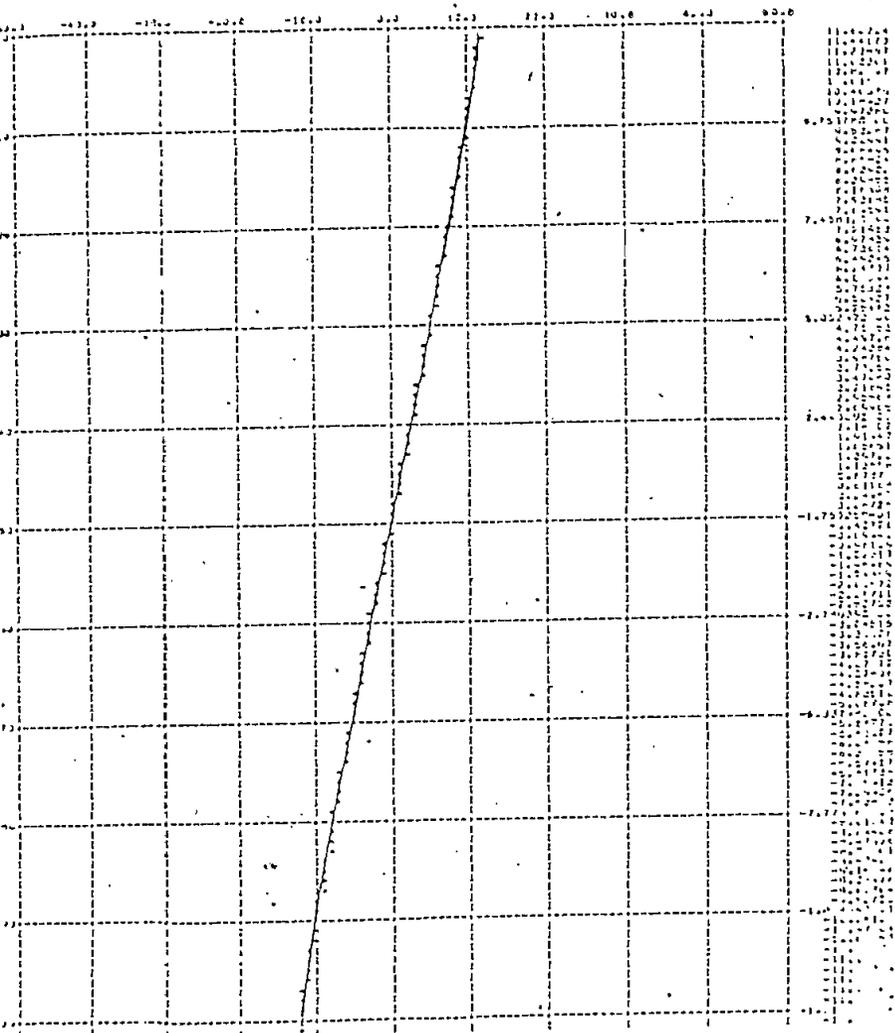
Para la referencia fija en el rotor las variables del estator y del rotor varían como sinusoides a la frecuencia de deslizamiento, o del rotor. Como la frecuencia del rotor es muy pequeña, la variación de las corrientes y voltajes es muy lenta. Si el motor gira a la velocidad sincrónica significa que el deslizamiento es cero con lo cual las corrientes y voltajes del estator y rotor no tendrán ninguna variación y se presentarán como componentes de continua.

Tanto para la referencia fija en el estator como para la referencia fija en el rotor, durante la operación en estado estable las variables del rotor y del estator aparecerán como cantidades sinusoidales que varían con una frecuencia de $w_e - w$, como se mencionó anteriormente en el capítulo I, esto es:

Si $w = 0$ se tiene la referencia fija en el estator con la frecuencia de la red, si $w = w_R$ que es la referencia fija en el rotor se tiene la frecuencia de deslizamiento.

CORRIENTE IQS

PROFUNDIDAD DE LA ESCALA 20



CORRIENTE IQS

PROFUNDIDAD DE LA ESCALA 20

CORRIENTE IQS

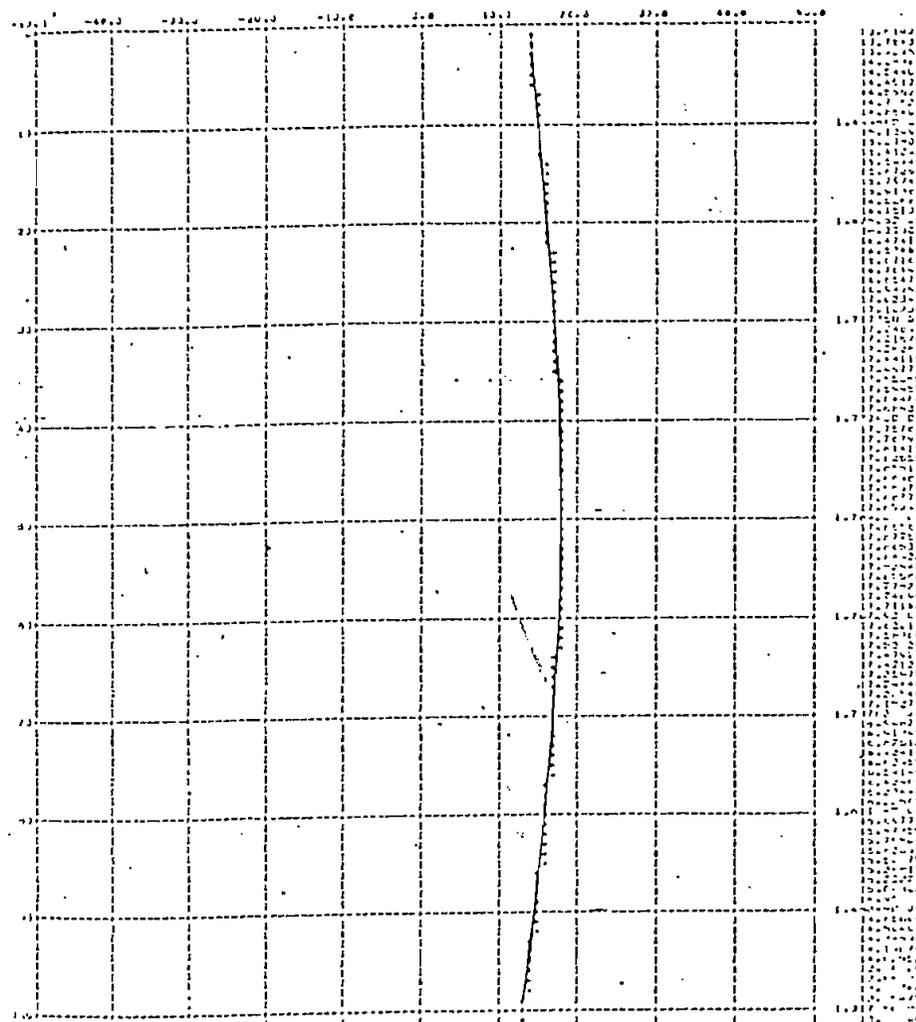
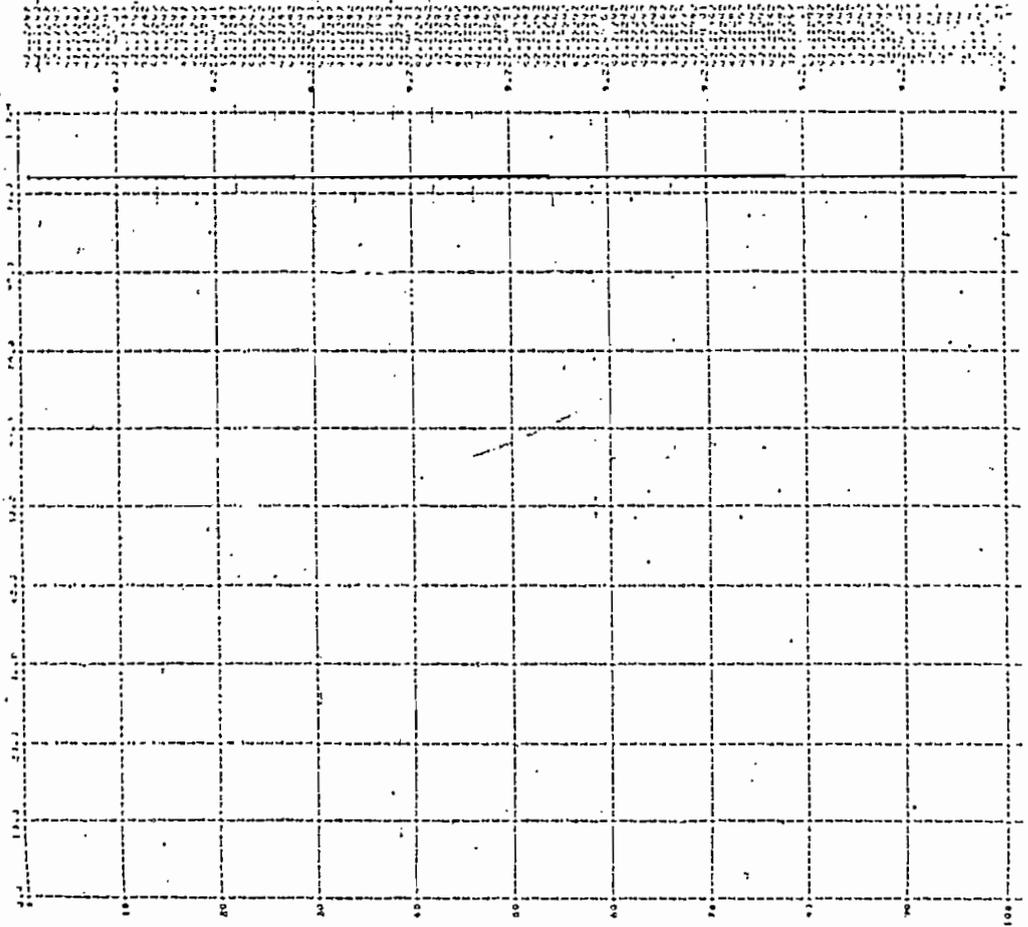


GRÁFICO DE VELOCIDAD EN REVOLUCIONES POR MINUTO

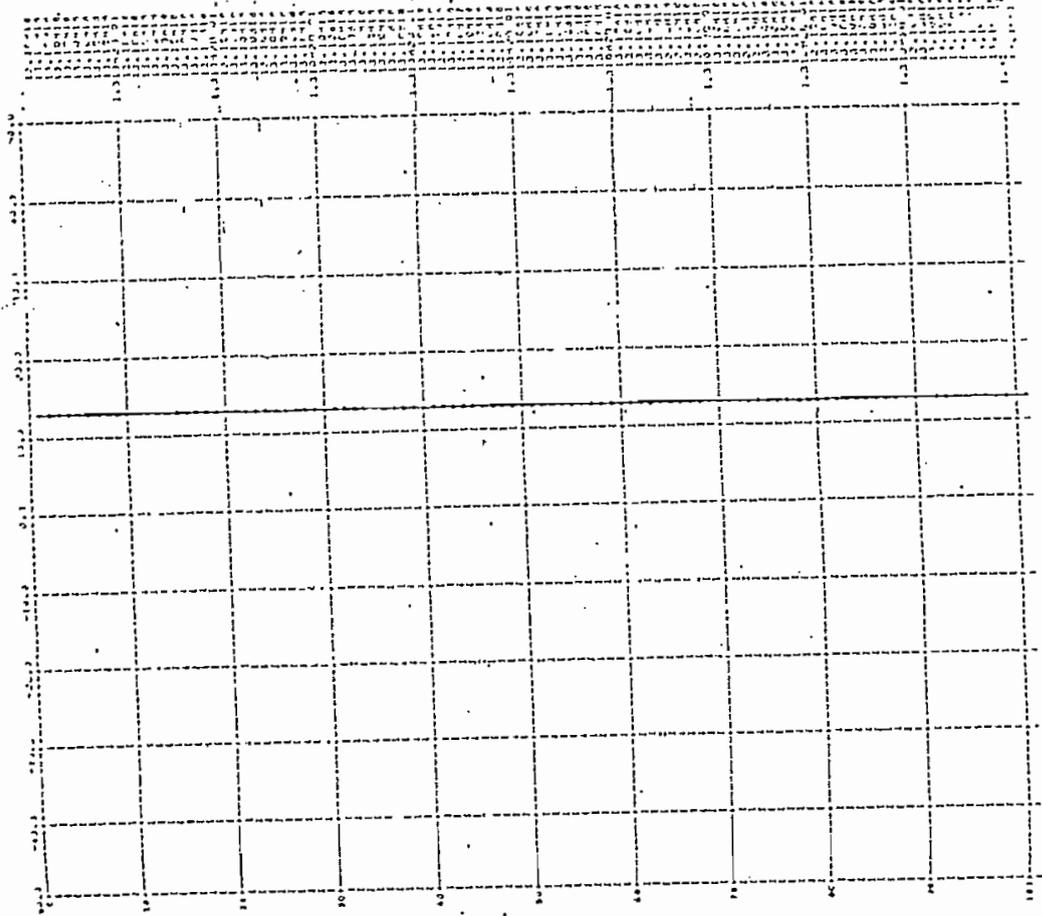
VELOCIDAD EN REVOLUCIONES POR MINUTO



VELOCIDAD

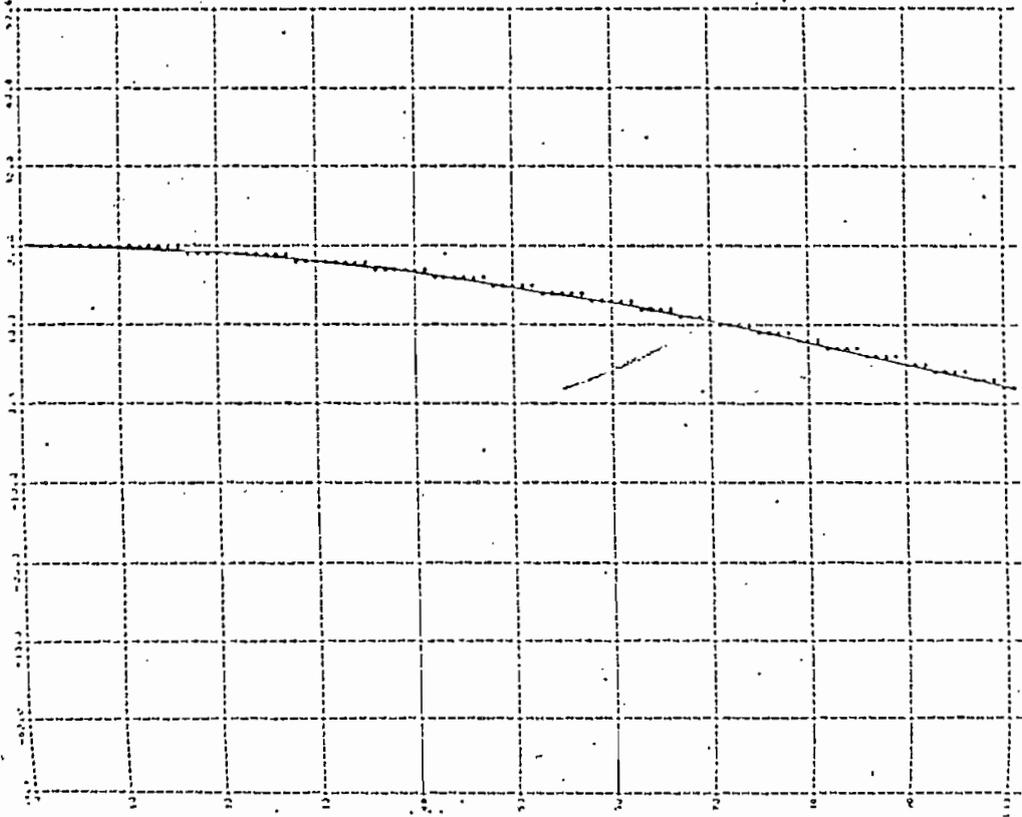
GRÁFICO DEL TORQUE ELECTROMAGNETICO

TORQUE ELECTROMAGNETICO



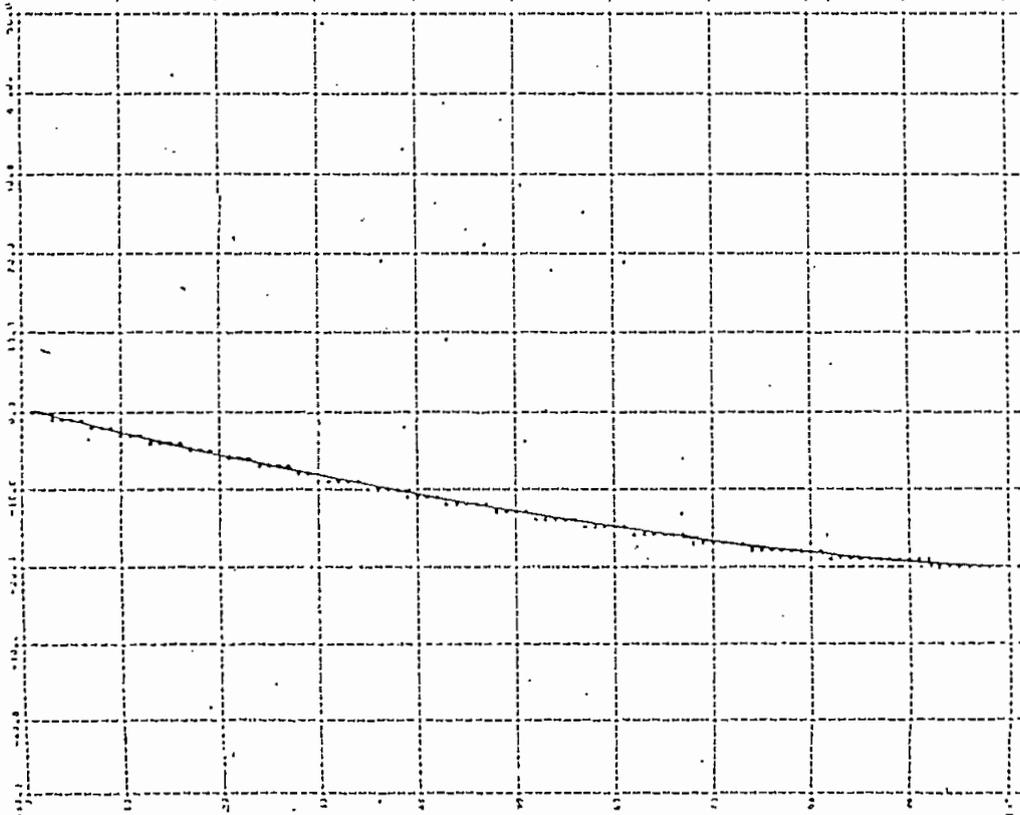
TORQUE ELECTROMAGNETICO

VOLTAJE VMQ
FACILIDAD DE CARGA 10

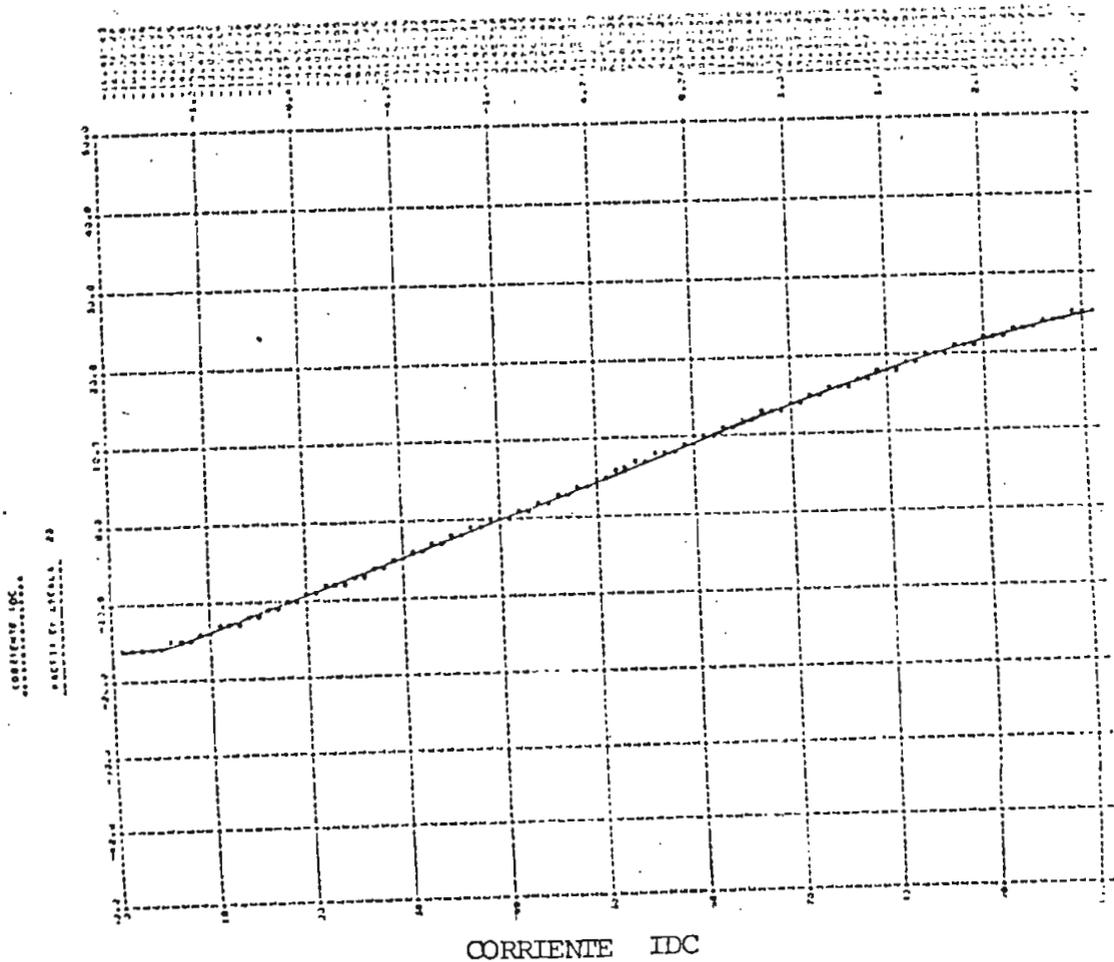
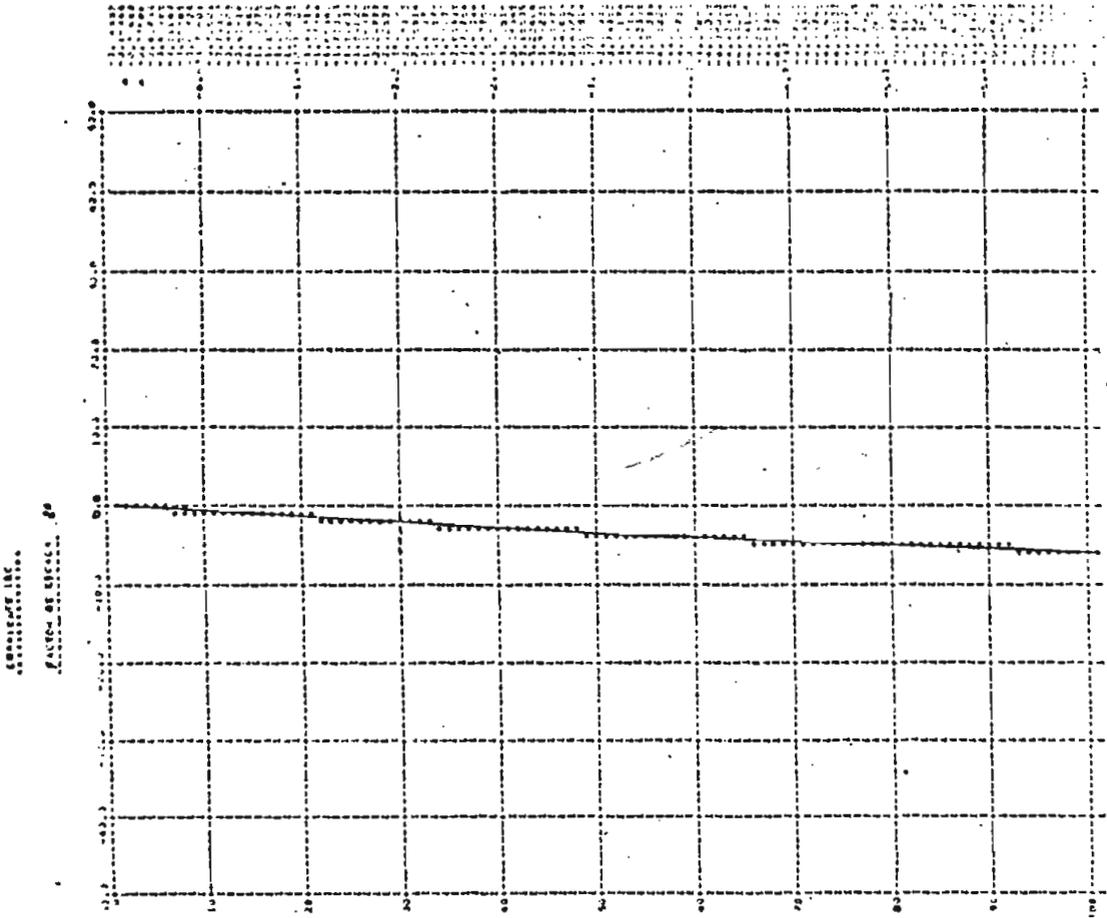


VOLTAJE VMQ

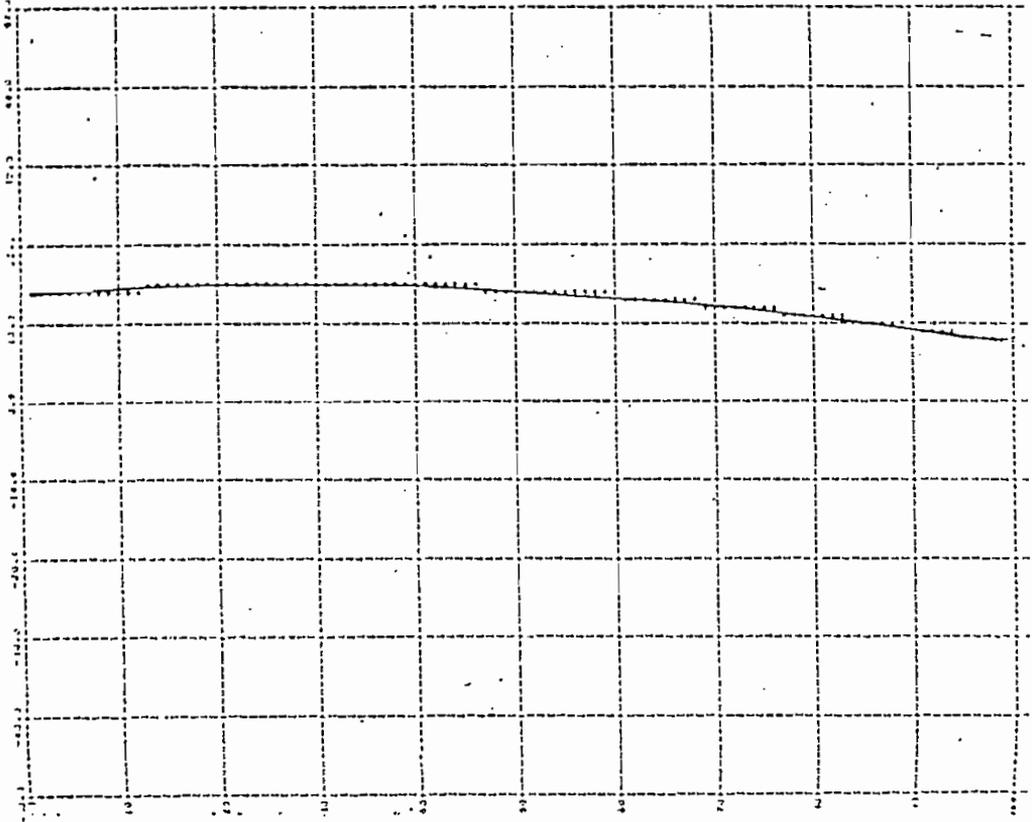
VOLTAJE VMD
FACILIDAD DE CARGA 20



VOLTAJE VMD

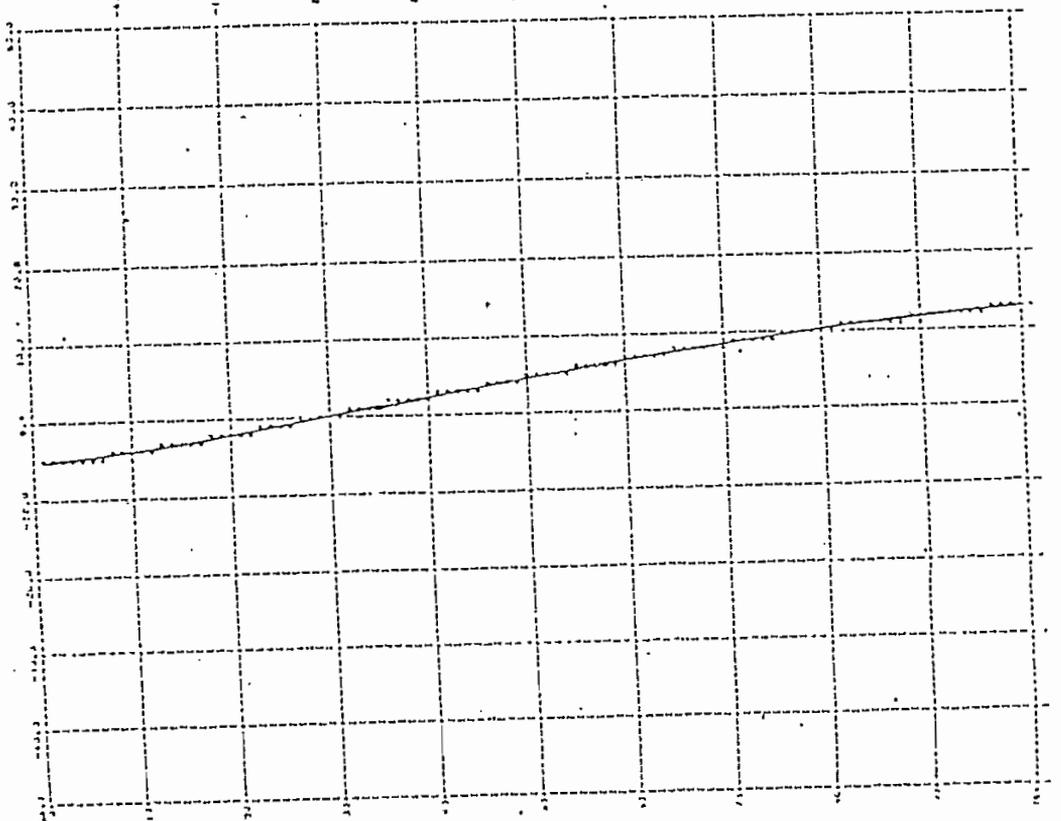


Generador No. 17
Factor de potencia 17



CORRIENTE IQL

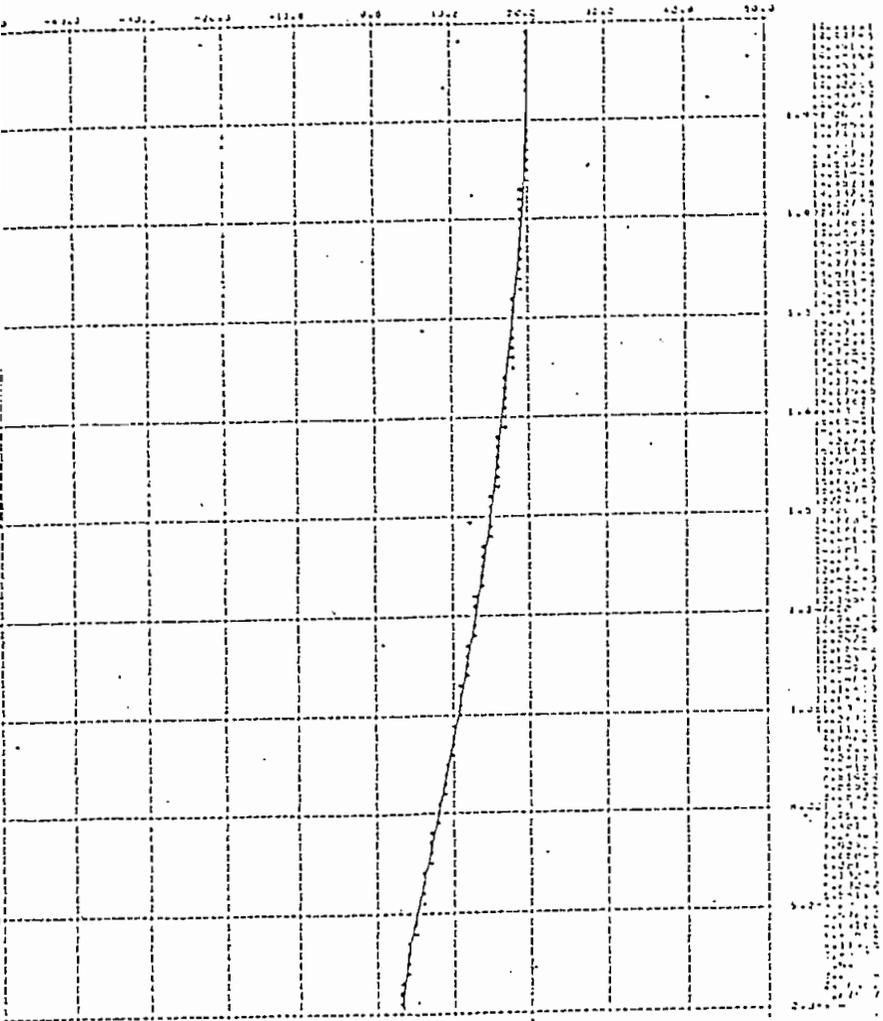
Generador No. 18
Factor de potencia 18



CORRIENTE IDL

VOLTAGE VCO

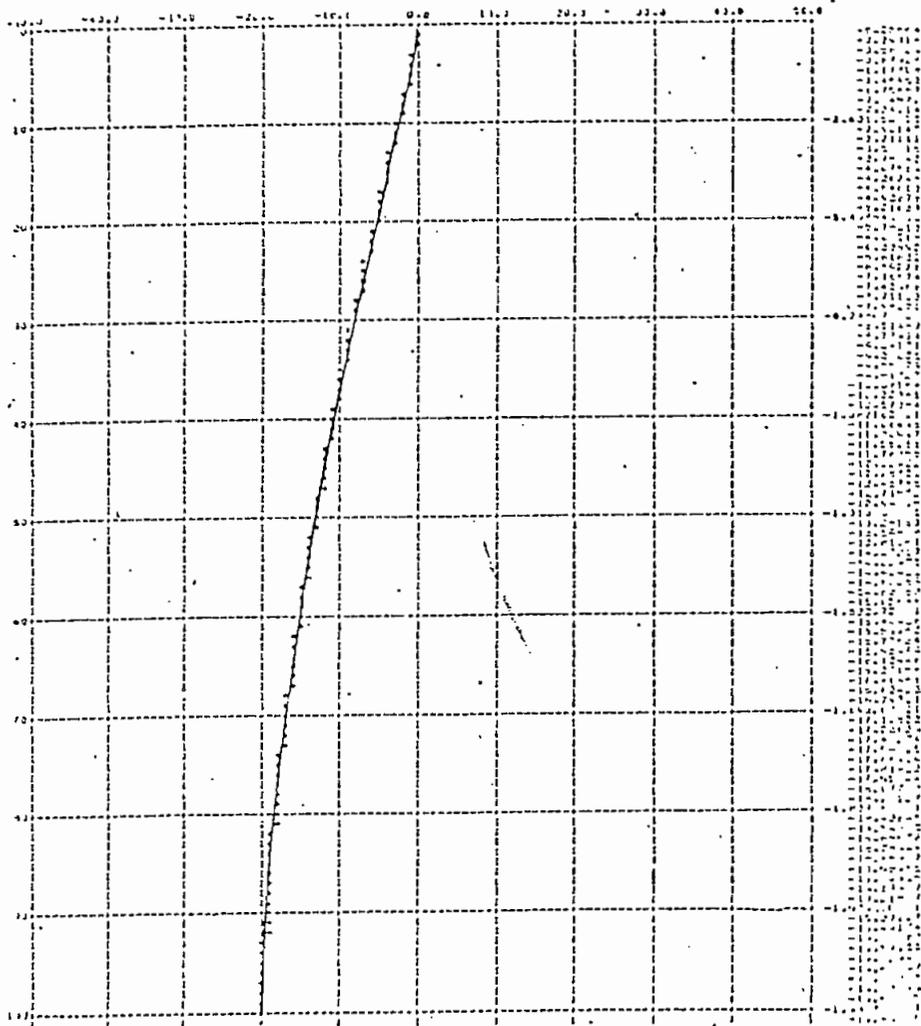
FACTORA DE ESCALA 76



VOLTAGE VCO

VOLTAGE VCO

FACTORA DE ESCALA 18



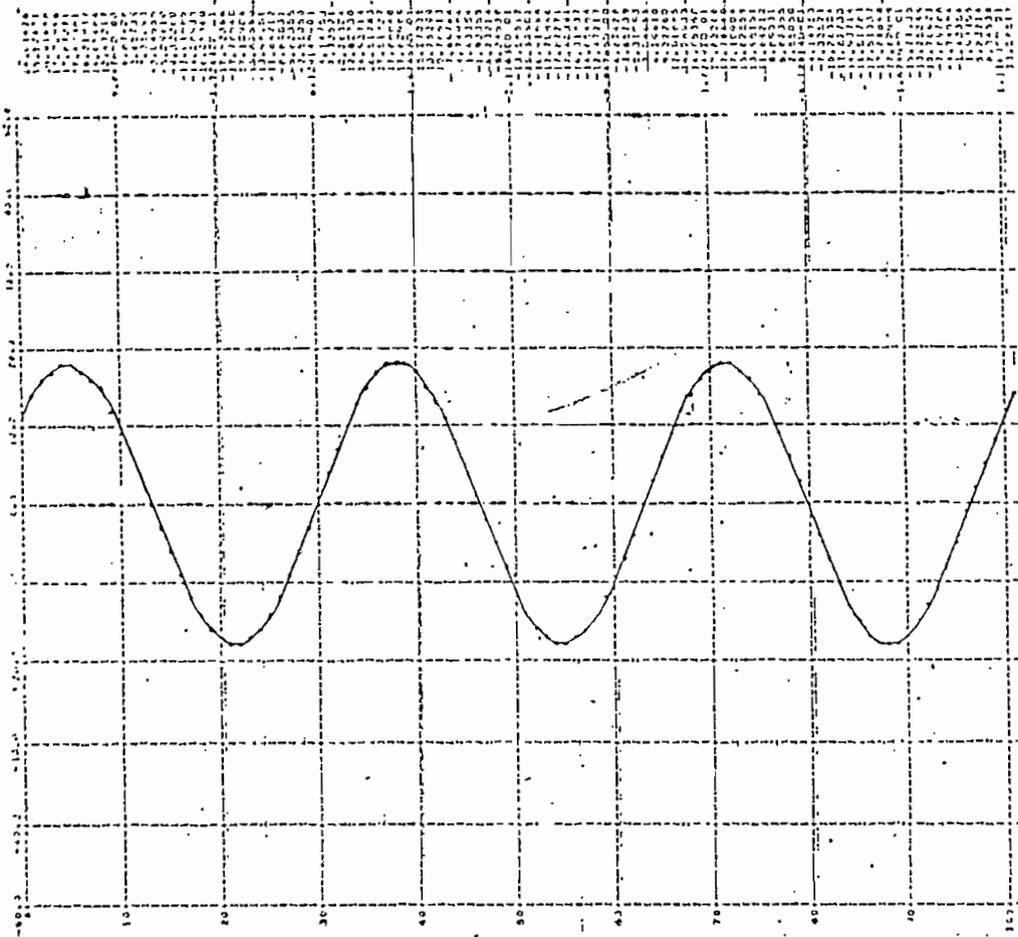
7.1.4 Variables de Fase:

Para estado estable las variables de fase son cantidades sinusoidales. Como se mencionó anteriormente los resultados en variables de fase son iguales a los resultados obtenidos en el eje q para la referencia fija en el estator. El torque y la velocidad permanecen constantes para todos los sistemas de referencia ya que todos son para una misma condición de operación, pero mirados desde varias referencias.

Los resultados que se obtienen al transformar a variables de fase, para cualquier tipo de perturbación como para estado estable, son idénticos, independiente del sistema de referencia que se haya elegido para realizar el estudio.

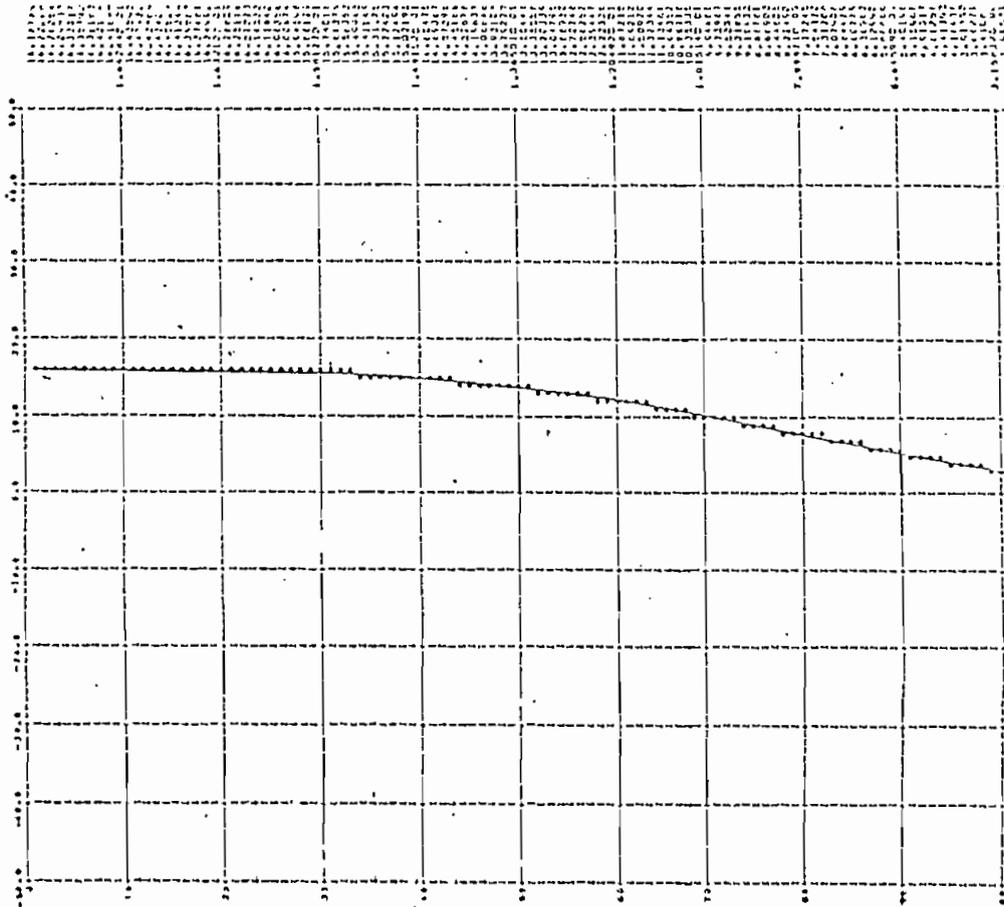
Los resultados que se han presentado en esta sección han sido para demostrar que el programa está desarrollado en sistema de ejes arbitrarios, y poder observar la forma de onda que tienen las variables en coordenadas qd , para cada referencia respectivamente.

CORRIENTE DEL ESTATOR
Factor de potencia . 29



CORRIENTE DEL ESTATOR

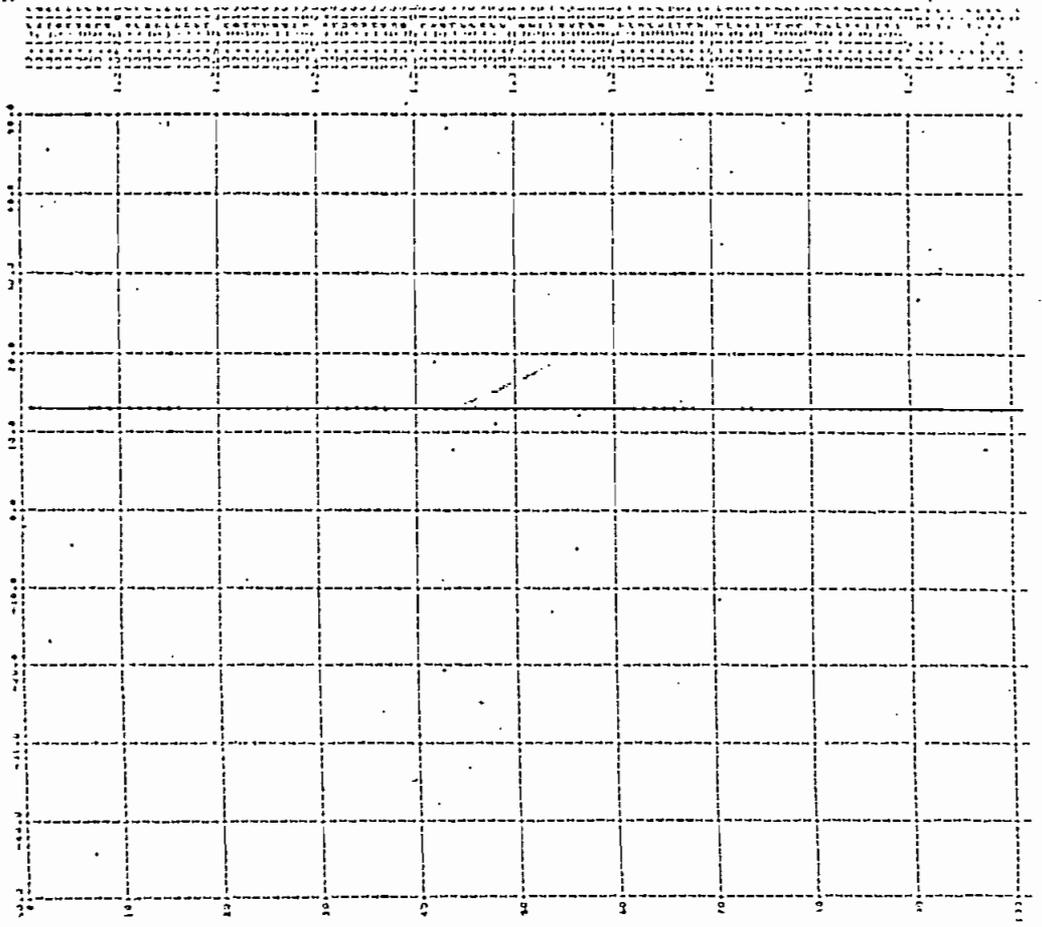
CORRIENTE DEL ROTOR
Factor de potencia . 29



CORRIENTE DEL ROTOR

GRABADO DEL TORQUE ELECTROMAGNETICO

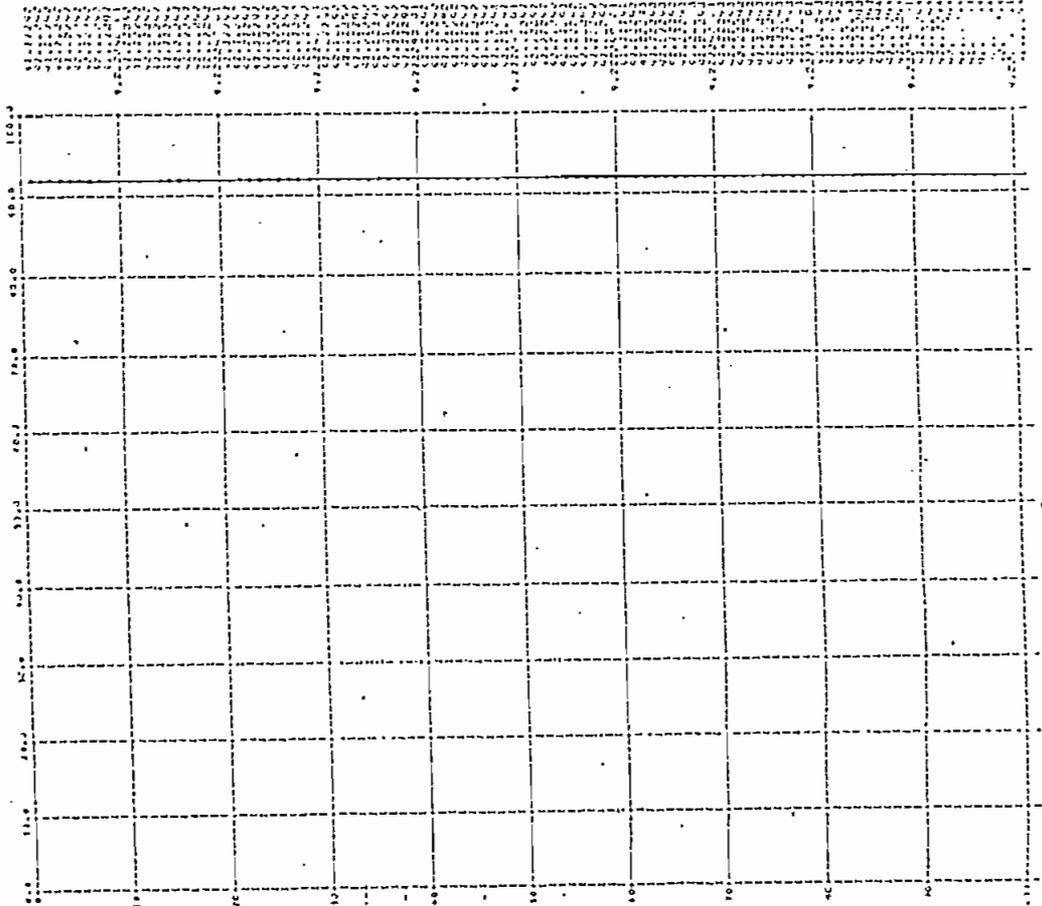
ESCALA DE VELOCIDAD 20



TORQUE ELECTROMAGNETICO

GRABADO DE LA VELOCIDAD ANGULAR

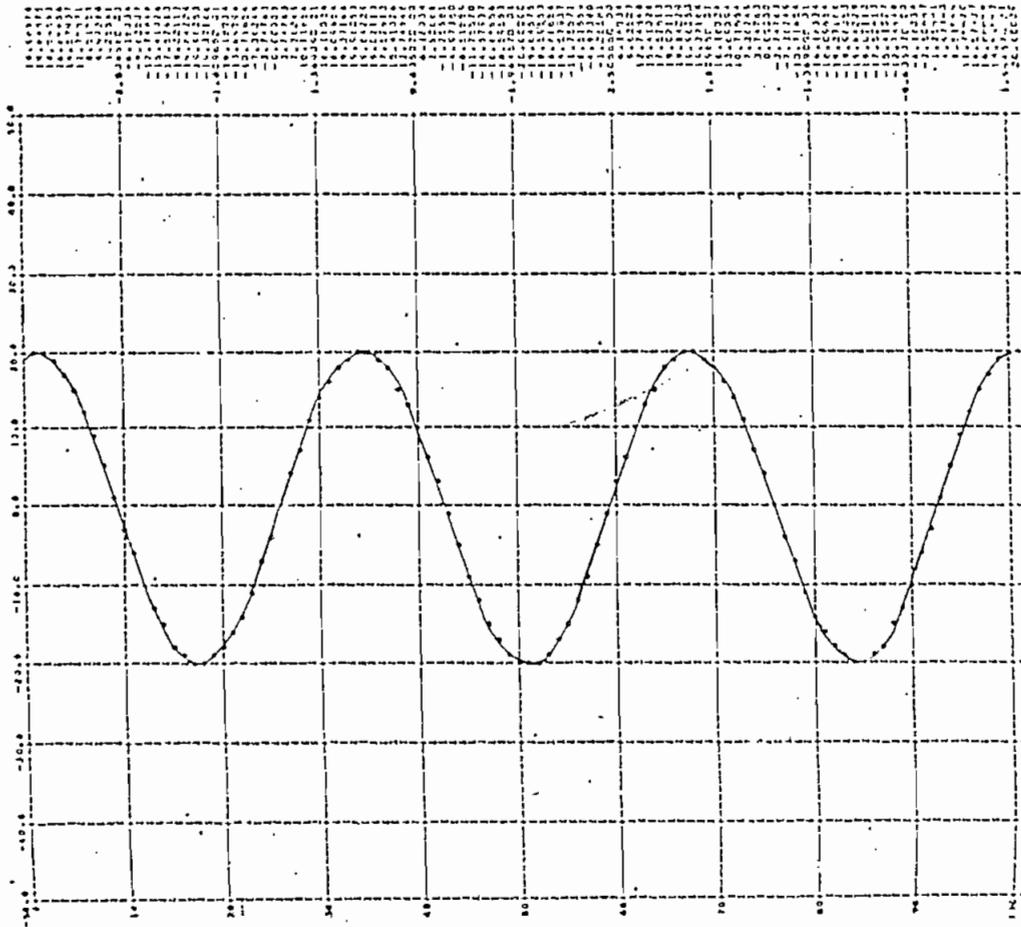
ESCALA DE TORQUE 100



VELOCIDAD

SEÑAL DEL ESTATOR

PUNTO DE SICAL. 28



VOLTAJE DEL ESTATOR

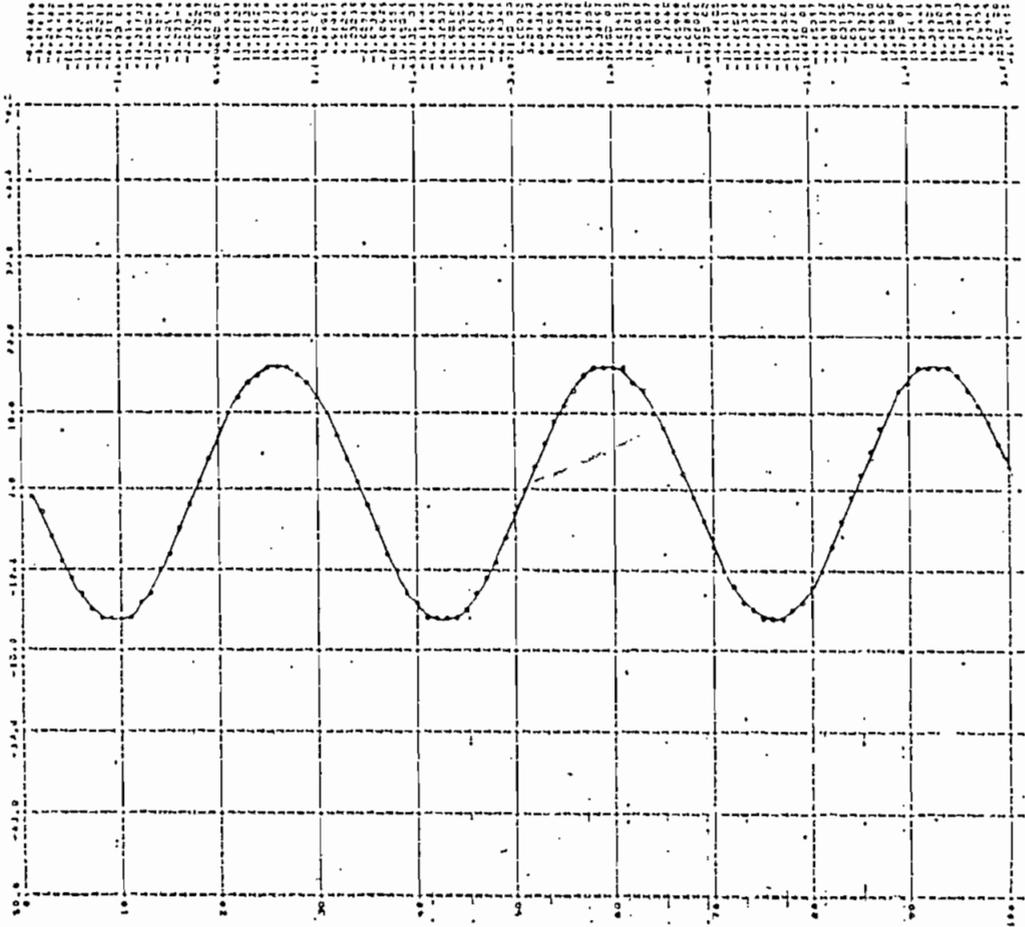
SEÑAL DEL CAPACITOR

PUNTO DE SICAL. 29



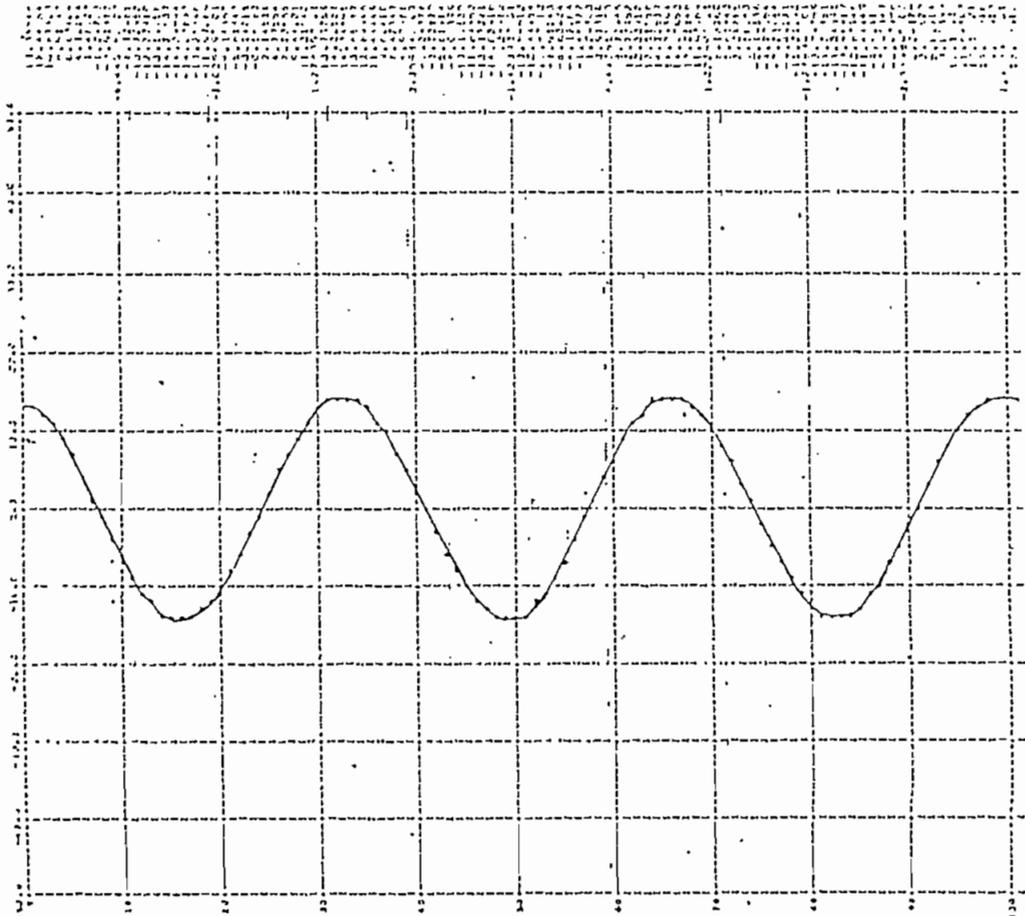
VOLTAJE DEL CAPACITOR

CORRIENTE DEL CAPACITOR
FACTORES DE ESCALA: 30



CORRIENTE DEL CAPACITOR

CORRIENTE DE LINEA
FACTORES DE ESCALA: 30



CORRIENTE DE LINEA

7.2 COMPROBACION DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES CON LOS RESULTADOS DEL COMPUTADOR.

Las pruebas experimentales realizadas en los capítulos V y VI, han servido para tener un conocimiento pleno del comportamiento del motor de inducción. El programa digital simula este estudio y ofrece resultados que resulta conveniente comparar con los resultados del laboratorio y realizar un análisis.

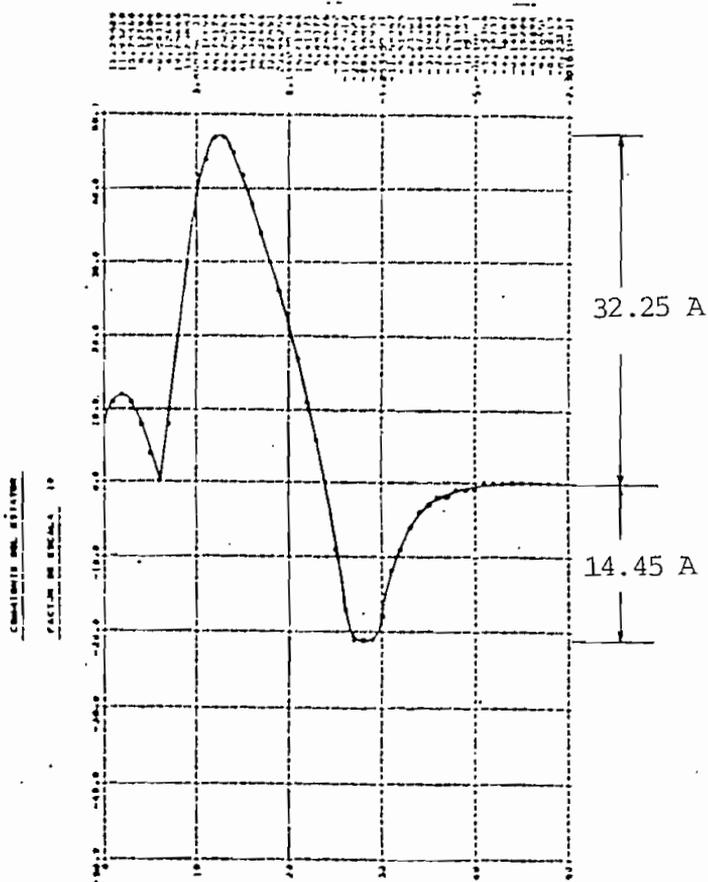
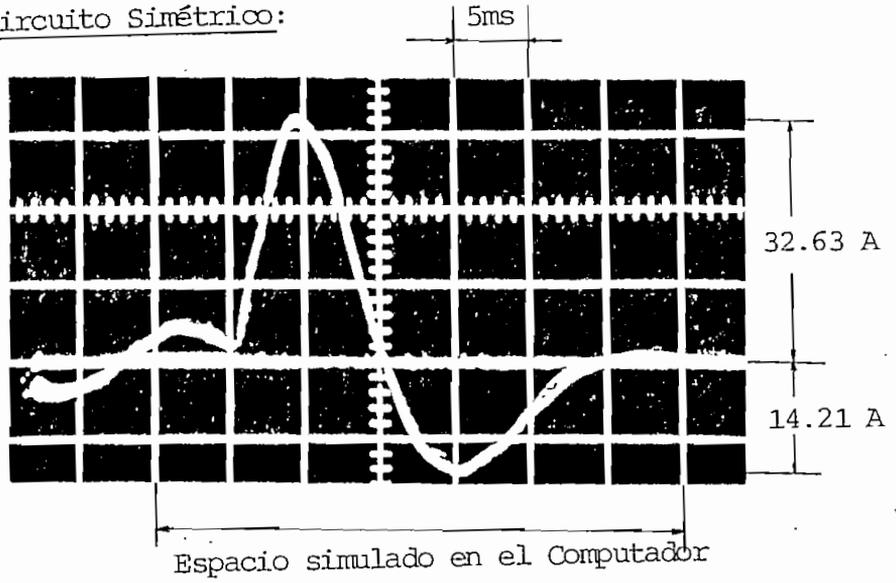
La simulación digital tiene una gran ventaja al ofrecer resultados ante cualquier tipo de perturbación, que no es posible obtener en el laboratorio debido a sus limitaciones. Esto significa que a más de las variables que se comparan, se incluirán otras variables como el torque y la corriente del rotor, variables que no son posible comparar. Además se podrían incluir concatenaciones de flujo con propósitos de conocer los diseños del motor.

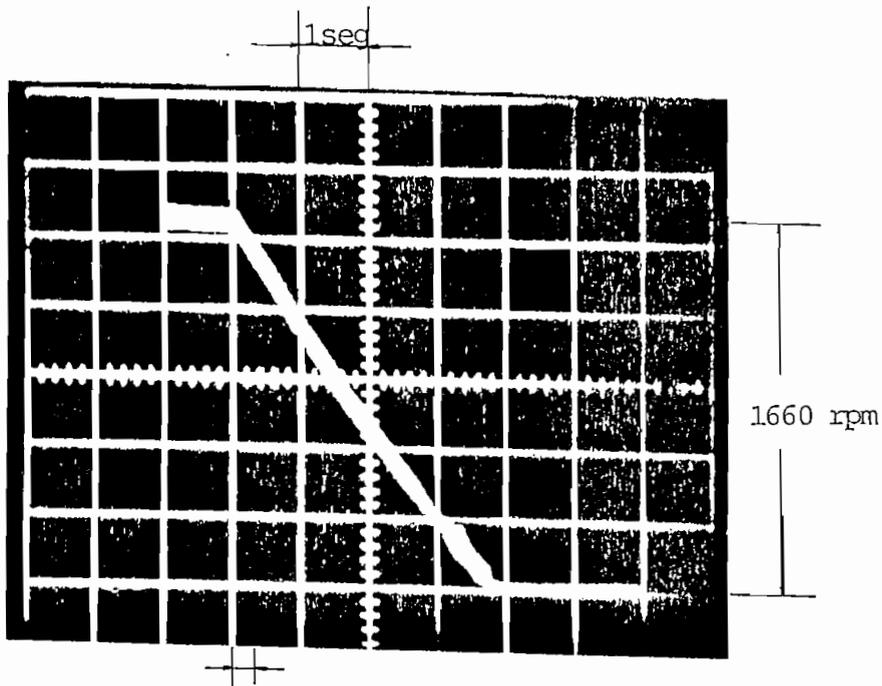
Vale indicar que es independiente elegir la referencia de los ejes arbitrarios para la simulación de un transitorio, ya que los resultados en variables de fase son los mismos.

Debido a que el computador no traza los gráficos en forma continua y además ubica los puntos en forma aproximada, es necesario unir en forma manual estos puntos y darles una continuidad adecuada.

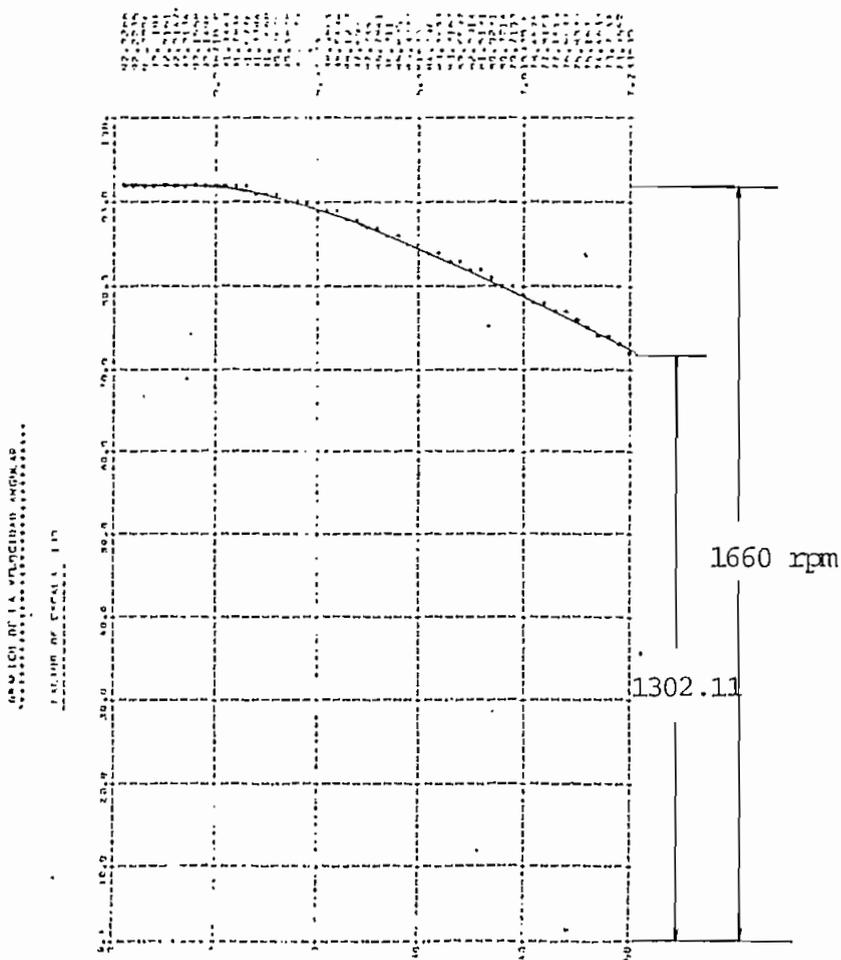
Los resultados que se pueden comparar son: corrientes del estator, de línea, del capacitor, voltajes y velocidad según la perturbación correspondiente.

7.2.1 Corto-Circuito Simétrico:





Espacio simulado en el computador



VELOCIDAD ANGULAR

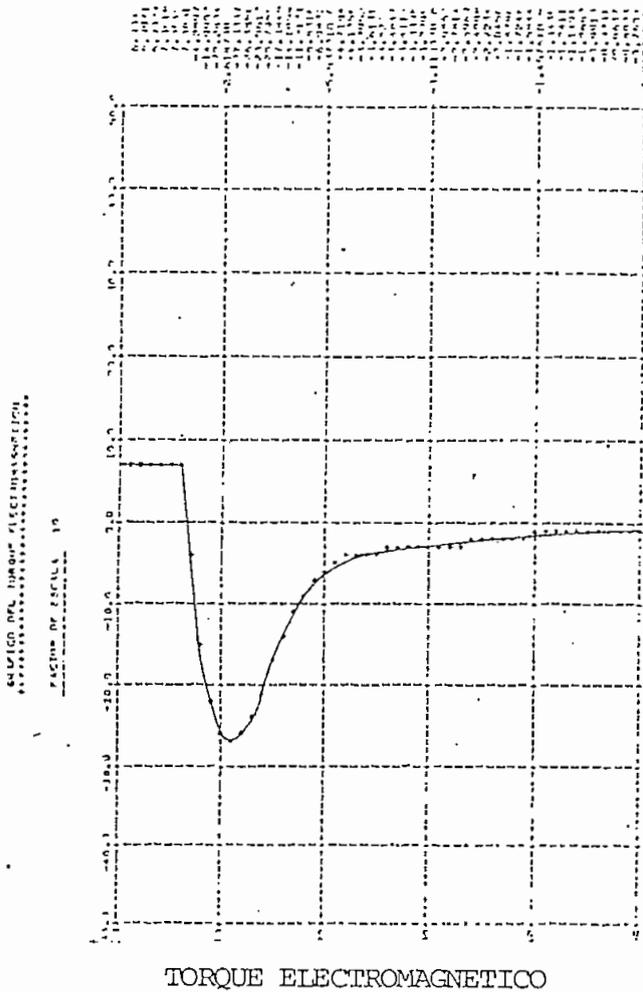
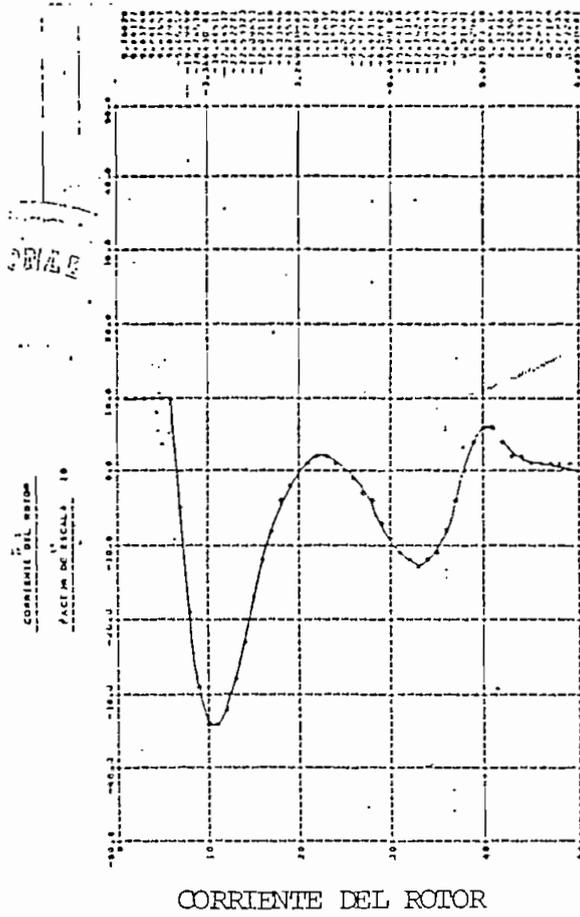


Fig. 7.1 Gráficos del tra-
torio de corto-c
cuito simétrico.

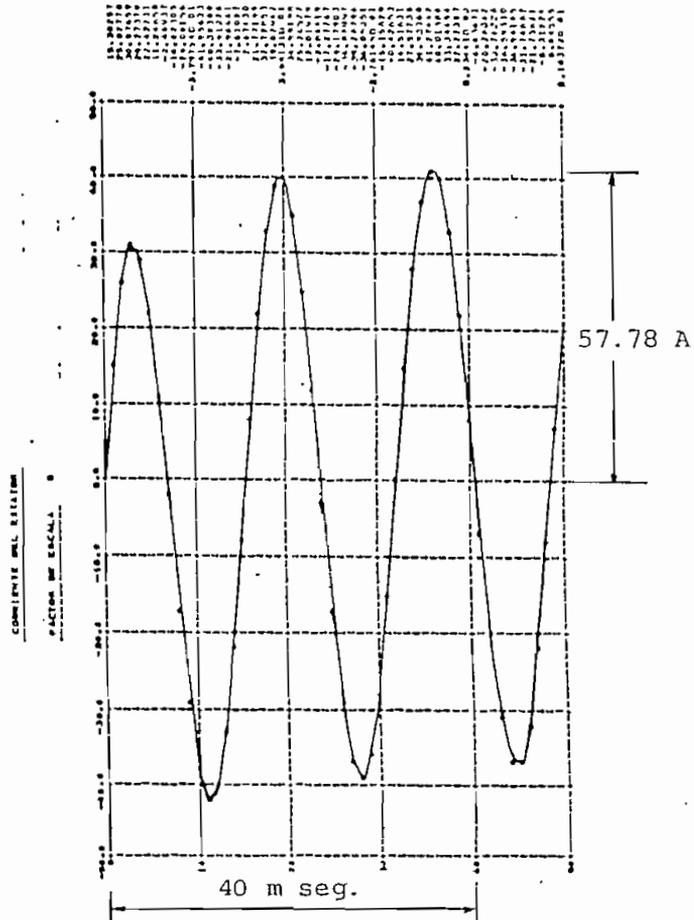
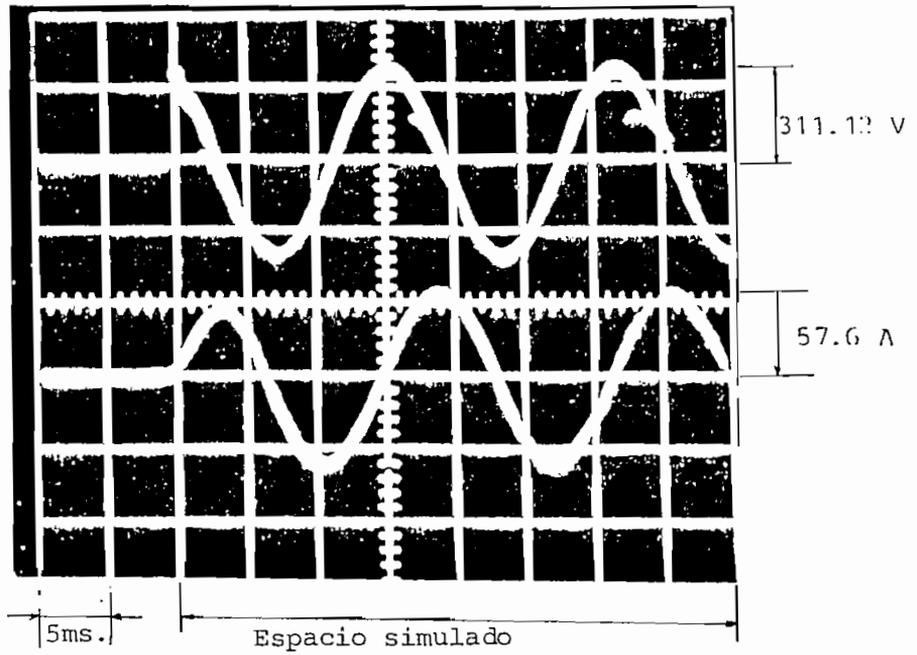
La magnitud y la forma de onda en este tipo de transitorio depende del ángulo de conexión, de las características del motor y de la carga conectada al eje del motor.

Como se observa la respuesta del computador es eficiente, la corriente de pico del oscilograma es 32.6A, en el computador 32.75A. La prueba se realizó con el motor bajo carga lo que determina que el motor se detenga bastante rápido.

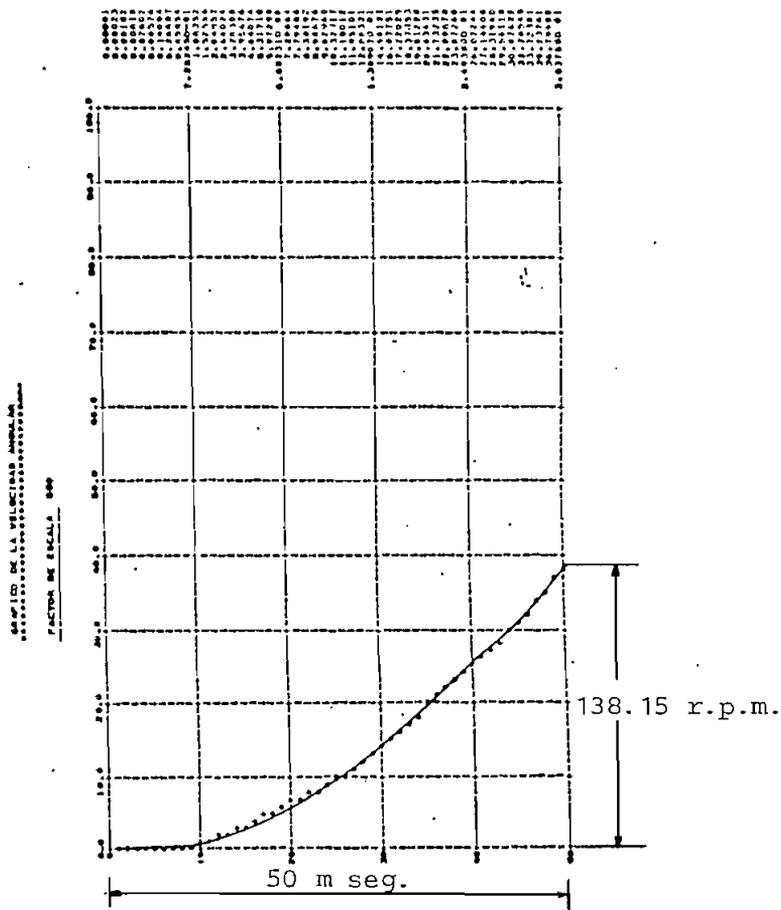
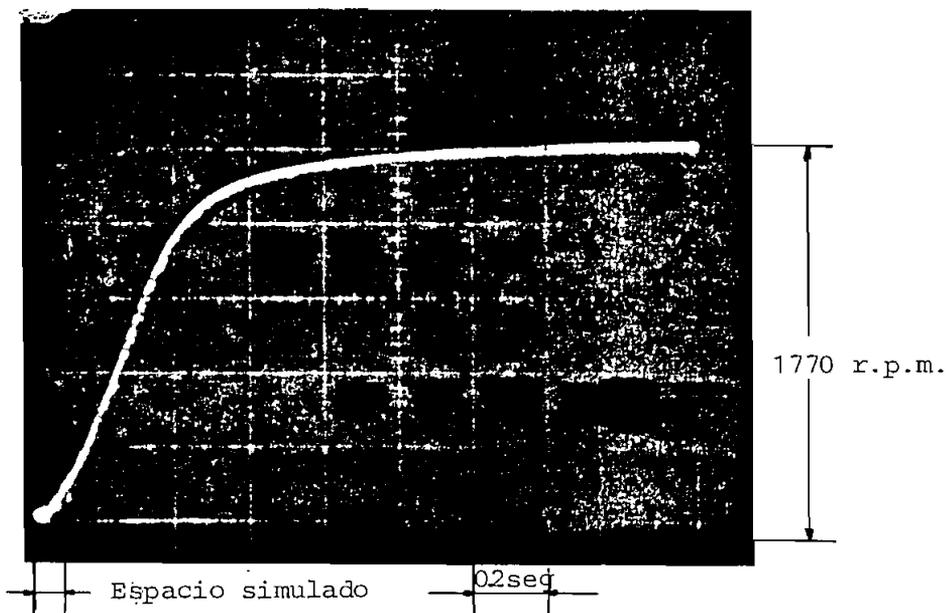
El amortiguamiento final experimental es más lento que en el computador debido a que luego de producirse el corto-circuito se asocian ciertos fenómenos, como la respuesta del motor hacia la falla por el flujo que se halla atrapado en el entre-hierro, mientras que en el computador la simulación se realiza de una manera simple haciendo cero la alimentación.

Sin embargo la respuesta del computador, es aceptable lo cual permite asegurar que la respuesta de las otras variables: torque - velocidad, corriente del rotor tienen esa forma y magnitud. En esto se puede recalcar una vez más la bondad del programa en ofrecer estos resultados; por ejemplo resulta imposible medir la corriente del rotor en un motor de inducción con rotor jaula de arzilla, mientras que el computador ofrece esta posibilidad.

7.2.2 . Transitorio de Arranque:



CORRIENTE DEL ESTATOR



VELOCIDAD ANGULAR

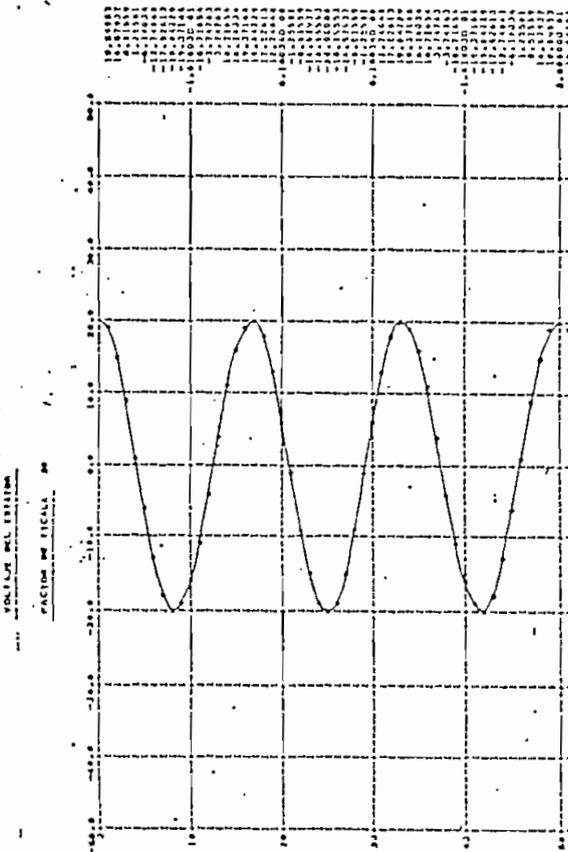
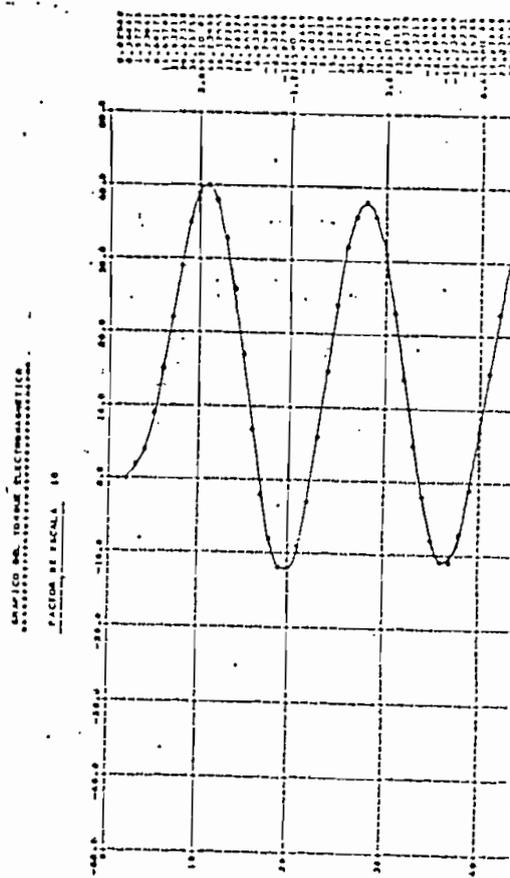
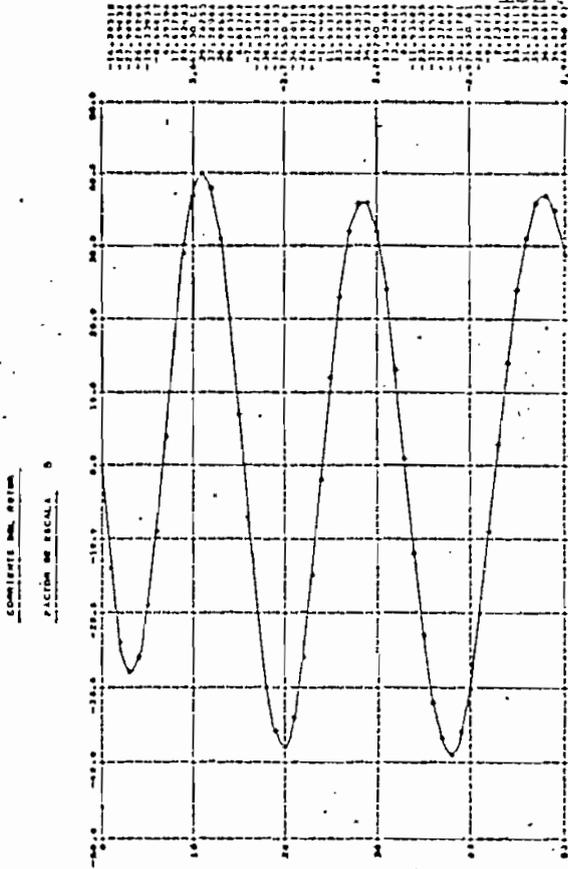


Fig. 7.2 Gráficos del Transitorio de Arranque.

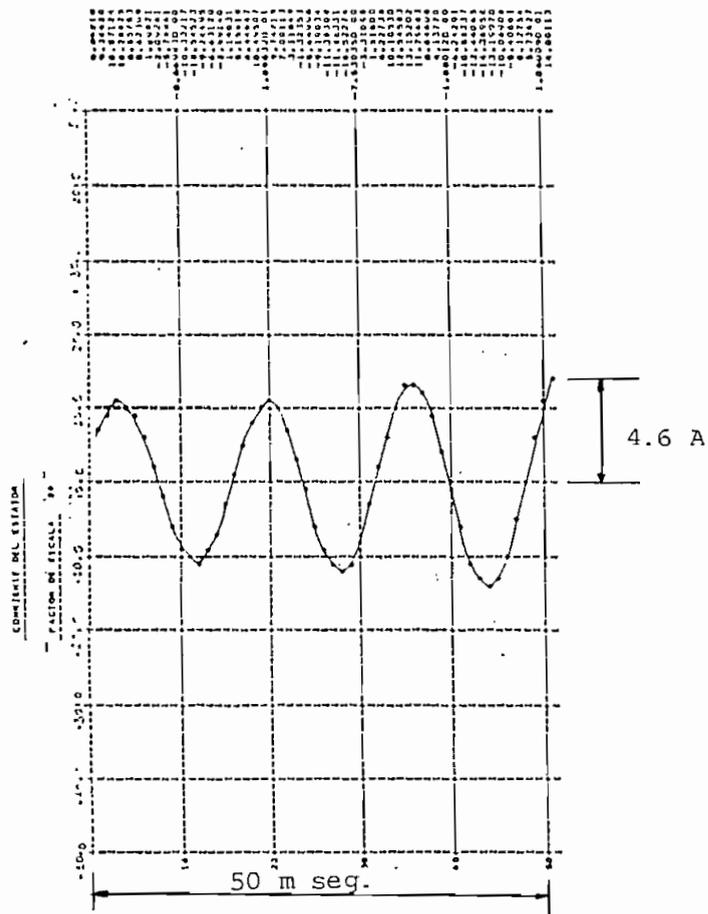
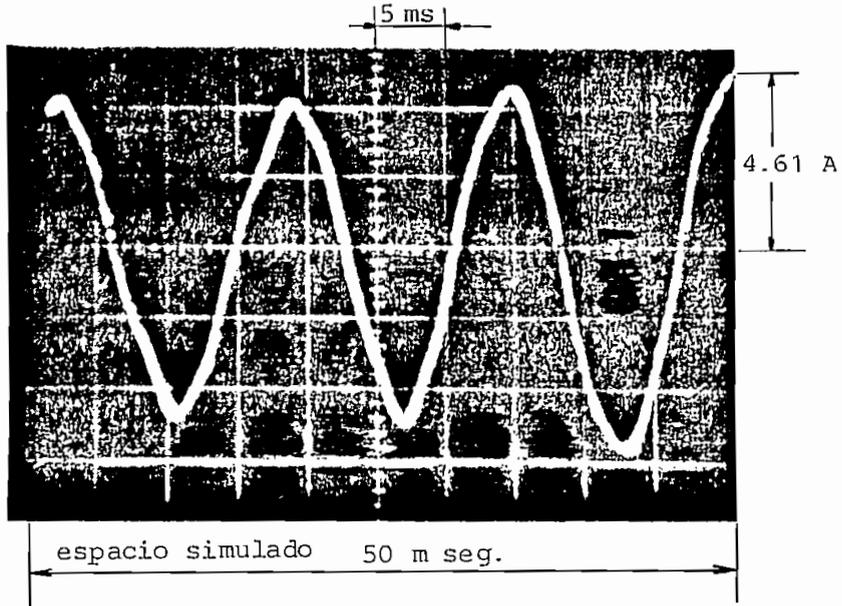
En la simulación se ha escogido una escala adecuada para poder observar con claridad la variación de la corriente de arranque durante los primeros ciclos. En el oscilograma es necesario tener las dos ondas de voltaje y corriente respectivamente, para determinar el ángulo de corriente y no es muy apreciable esta variación.

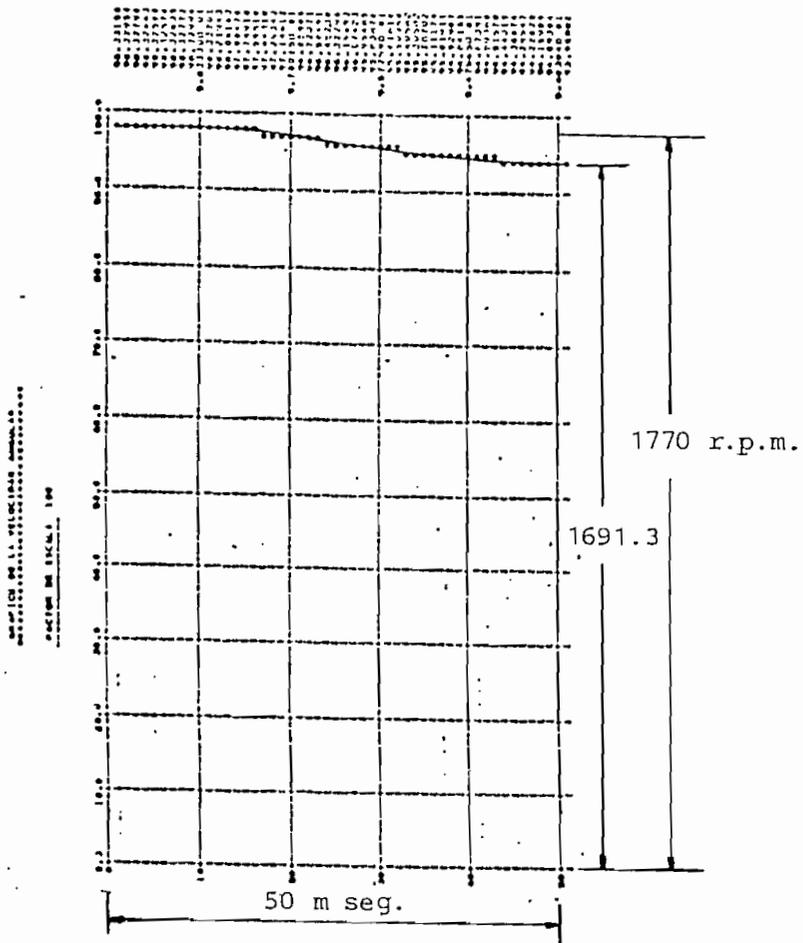
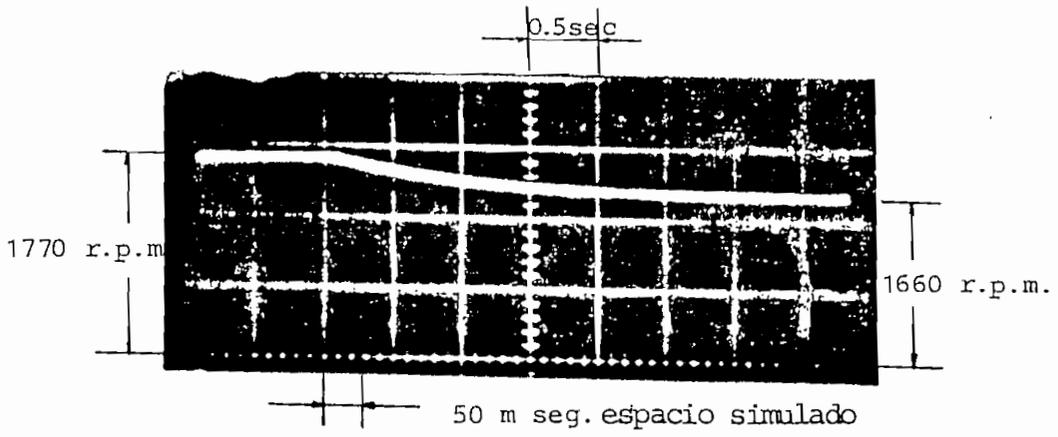
En el oscilograma los tres picos que se observan tienen una magnitud de 42.4 A, 55.5 A y 57.6 A respectivamente, en el computador se obtiene 42.8 A, 55.73 A y 57.78 A, resultados muy similares.

En este transitorio es importante hablar sobre la variación que tiene el torque y la corriente del rotor. El torque oscila durante los primeros ciclos de arranque y decae hasta hacerse una línea constante de su valor nominal. El torque que se acostumbra a observar para motores de inducción, es el valor promedio de este torque que responde el computador.

La corriente del rotor es una senoide de frecuencia del estator en el instante de conexión del arranque ($S = 1$) y la frecuencia del rotor es la del estator. Estos ciclos que aparecen son prácticamente de la frecuencia del estator, ya que la frecuencia del rotor evoluciona lentamente hacia la frecuencia de funcionamiento.

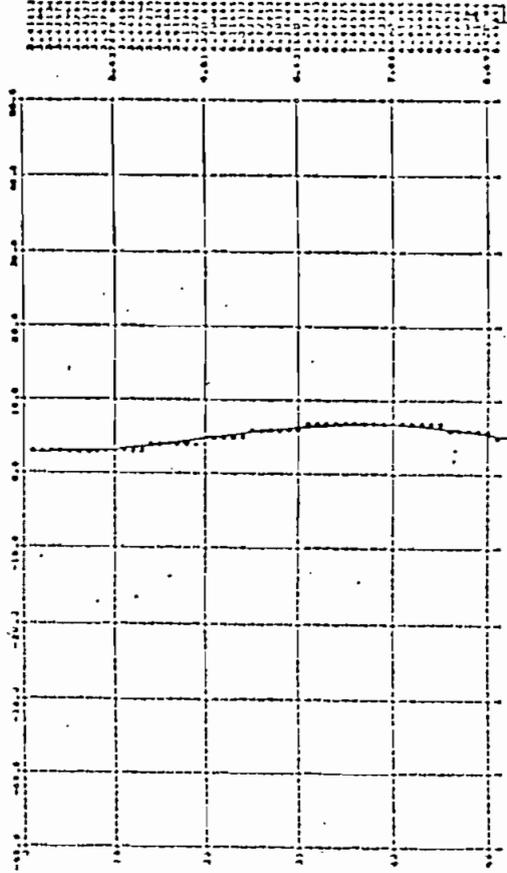
7.2.3 Variación brusca de carga mecánica:





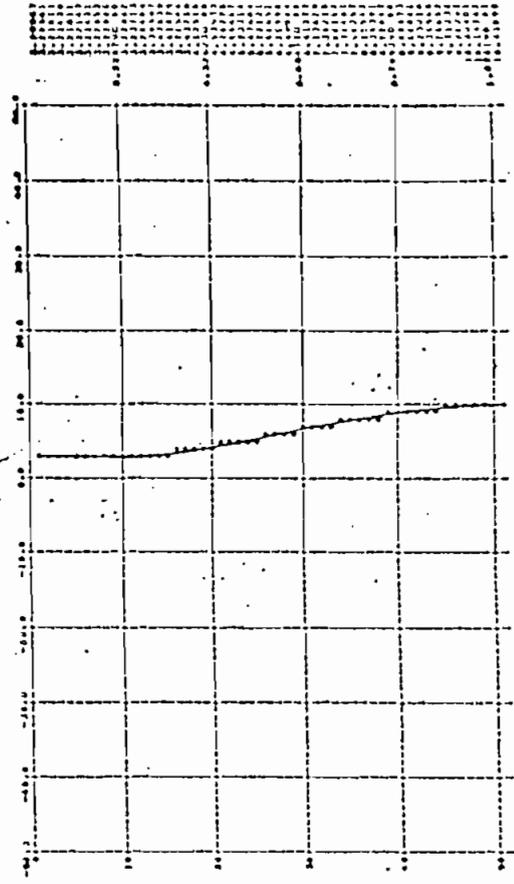
VELOCIDAD ANGULAR

CONDICIONES DEL SISTEMA
PACIOS DE ESCALA DE



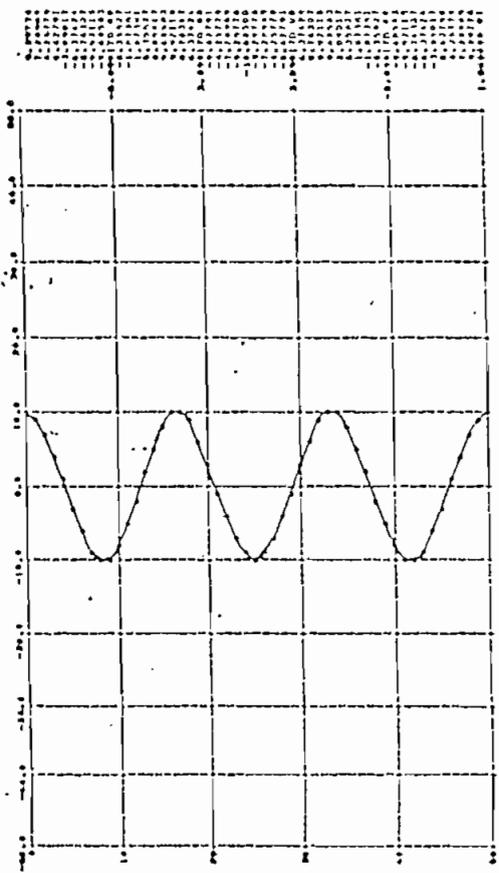
CORRIENTE DEL ROTOR

CONDICIONES DEL SISTEMA
PACIOS DE ESCALA DE



TORQUE-ELECTROMAGNETICO

CONDICIONES DEL SISTEMA
PACIOS DE ESCALA DE



VOLTAJE DEL ESTATOR

Fig. 7.3 Gráficos al producir una variación brusca de carga.

El estudio del comportamiento dinámico del motor, se realiza tanto en el arranque como en una variación brusca de carga al motor, analizando las respuestas de estos transitorios.

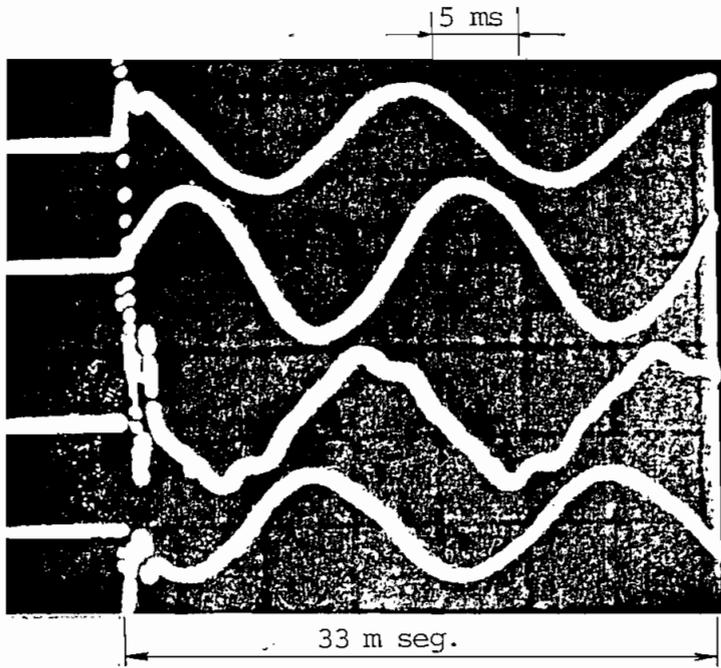
Los motores de inducción utilizados en las industrias, están generalmente sometidos a variaciones de carga, resultando importante esta perturbación. Al producirse un incremento brusco de carga el motor oscila, la corriente inicialmente disminuye y luego aumenta (como se observa en el oscilograma 5.6 capítulo V), hasta estabilizarse en su nuevo punto de funcionamiento.

Debido a la potencia pequeña del motor en estudio, no es posible realizar una variación muy grande, donde se pueda observar la oscilación que se presenta en la velocidad y en la corriente.

El computador responde en forma similar para esta perturbación tanto para la corriente como para la velocidad. El tiempo que el motor tarda en estabilizarse es dependiente del valor de carga que se aplique al motor. Ante esta variación el torque se incrementa y tiende a estabilizarse en su nuevo valor.

En cuanto a valores de respuestas, para el tercer pico que es el más significativo el valor experimental es 4.615 amp., el computador da 4.60 amp. Para la velocidad al final del espacio simulado se tiene 1.704.13 rpm según el experimento y 1691.43 rpm. según el computador.

7.2.4 Modelo con capacitores: Arranque-Capacitores en Paralelo:



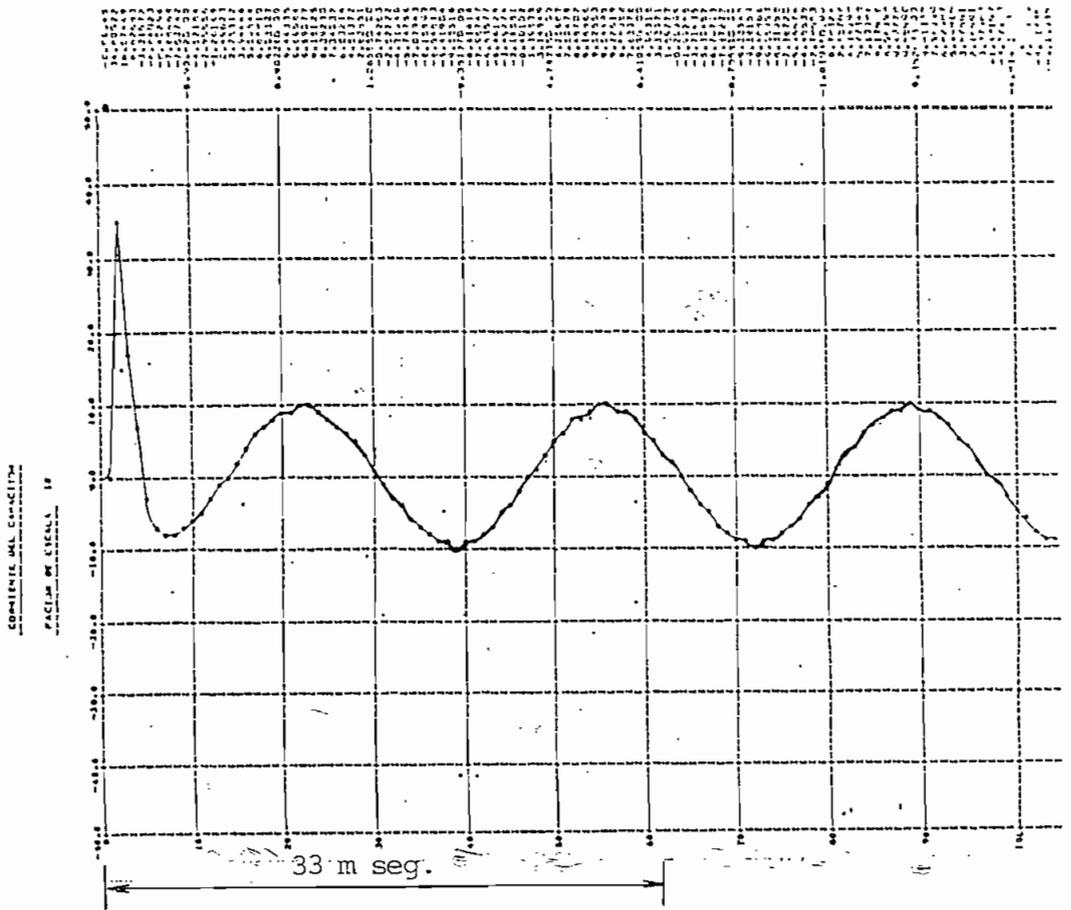
Voltaje del motor-capacitor.

Corriente del estator

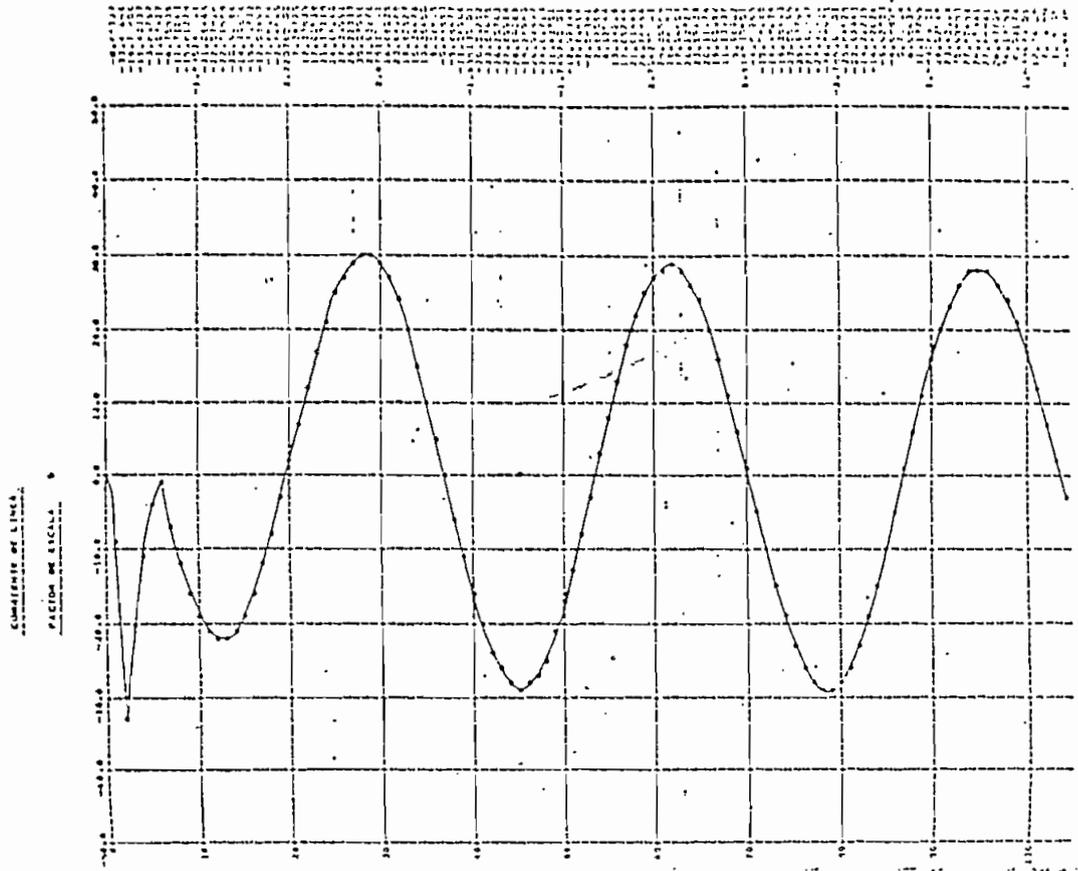
Corriente del capacit

Corriente de línea

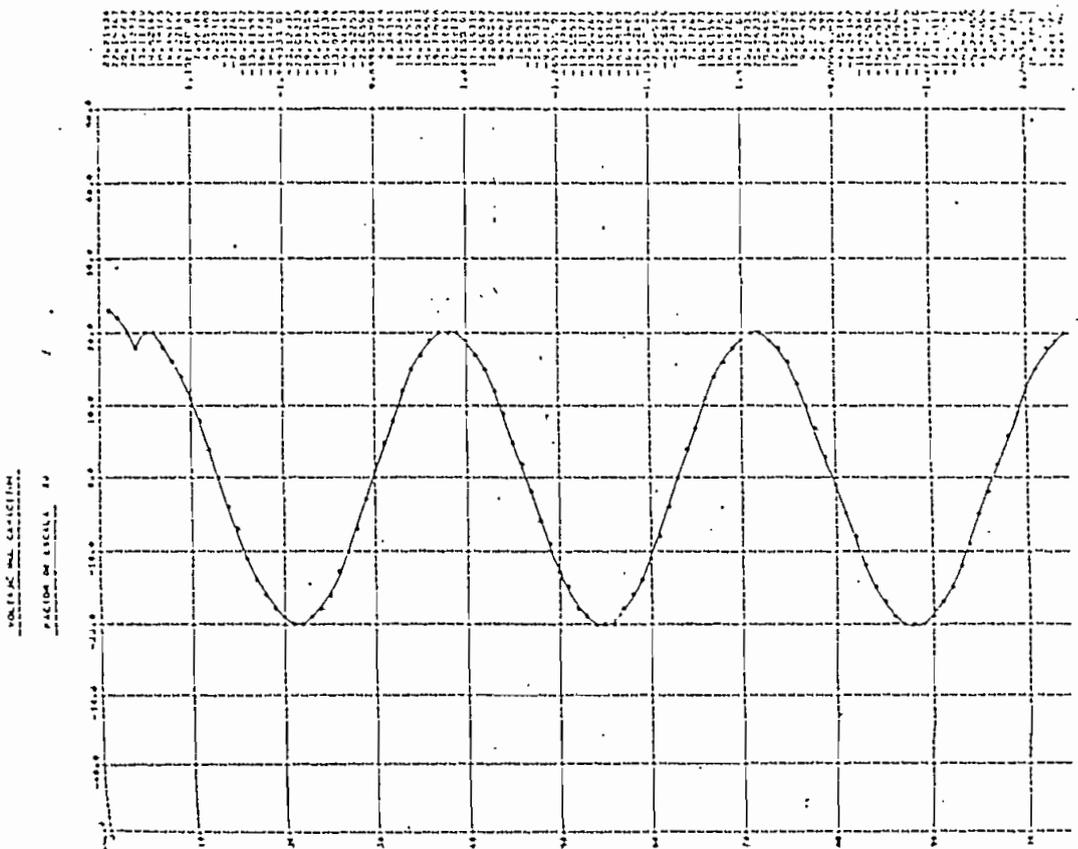
espacio simulado



CORRIENTE DEL CAPACITOR

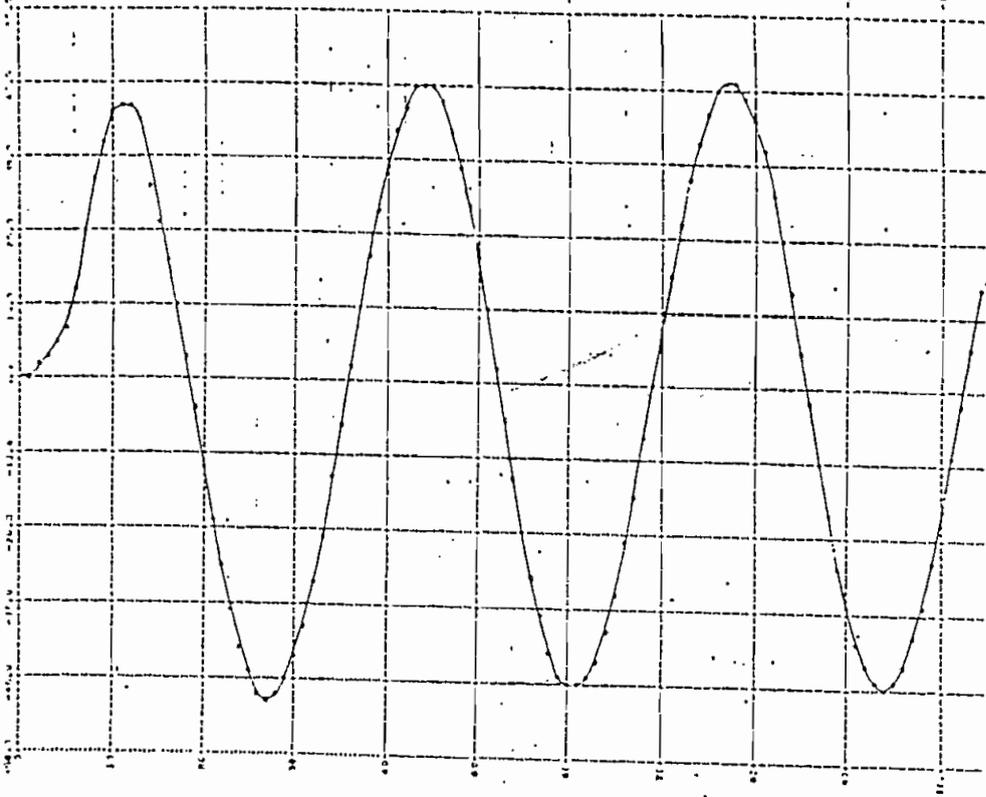


CORRIENTE DE LINEA



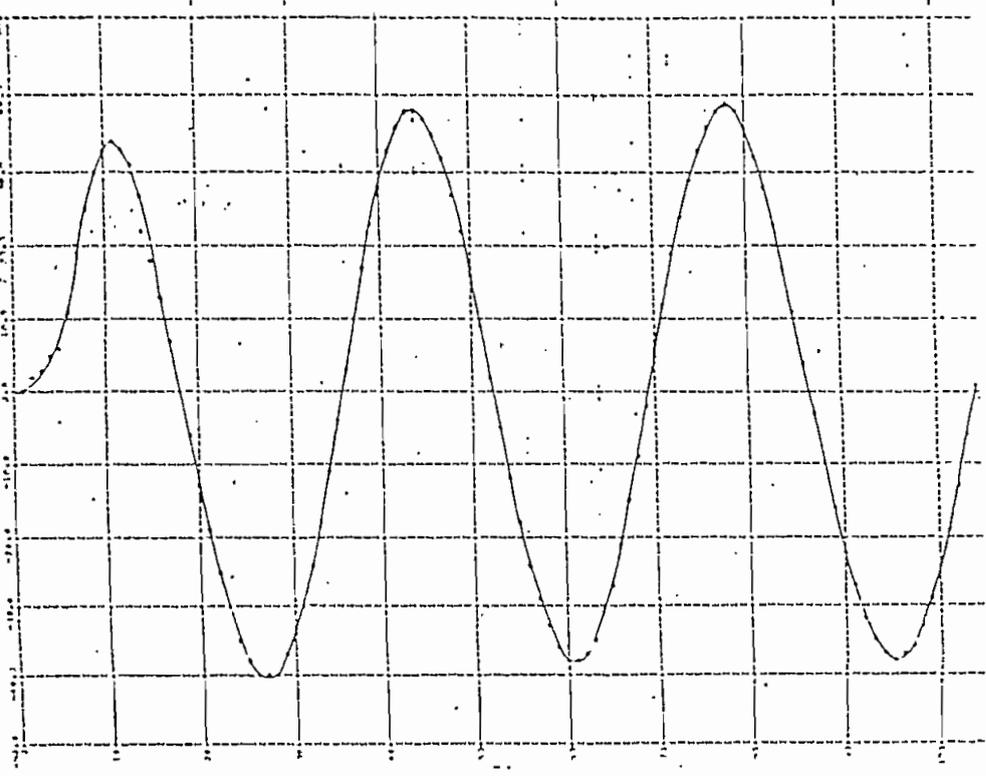
VOLTAJE DEL CAPACITOR (ESTATOR)

CONDICIÓN DEL ESTATOR
FACEDOR DEL ESTATOR 5



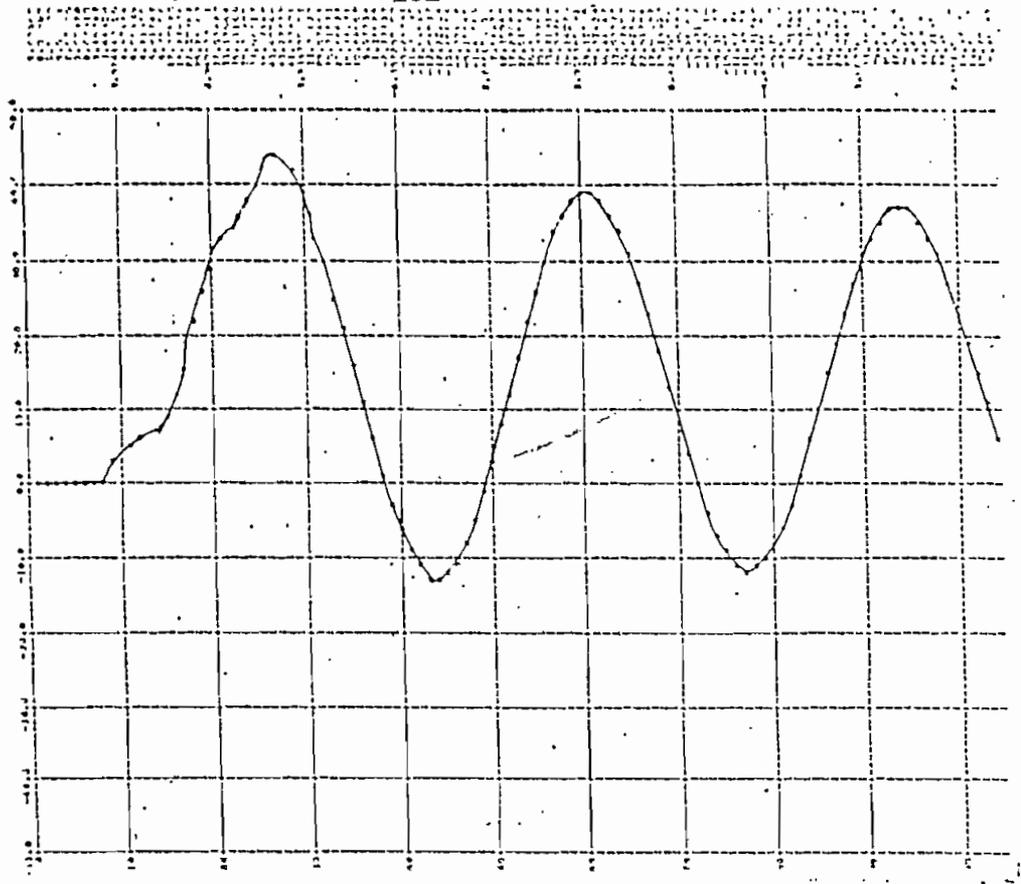
CORRIENTE DEL ESTATOR

CONDICIÓN DEL ROTOR
FACEDOR DEL ROTOR 5



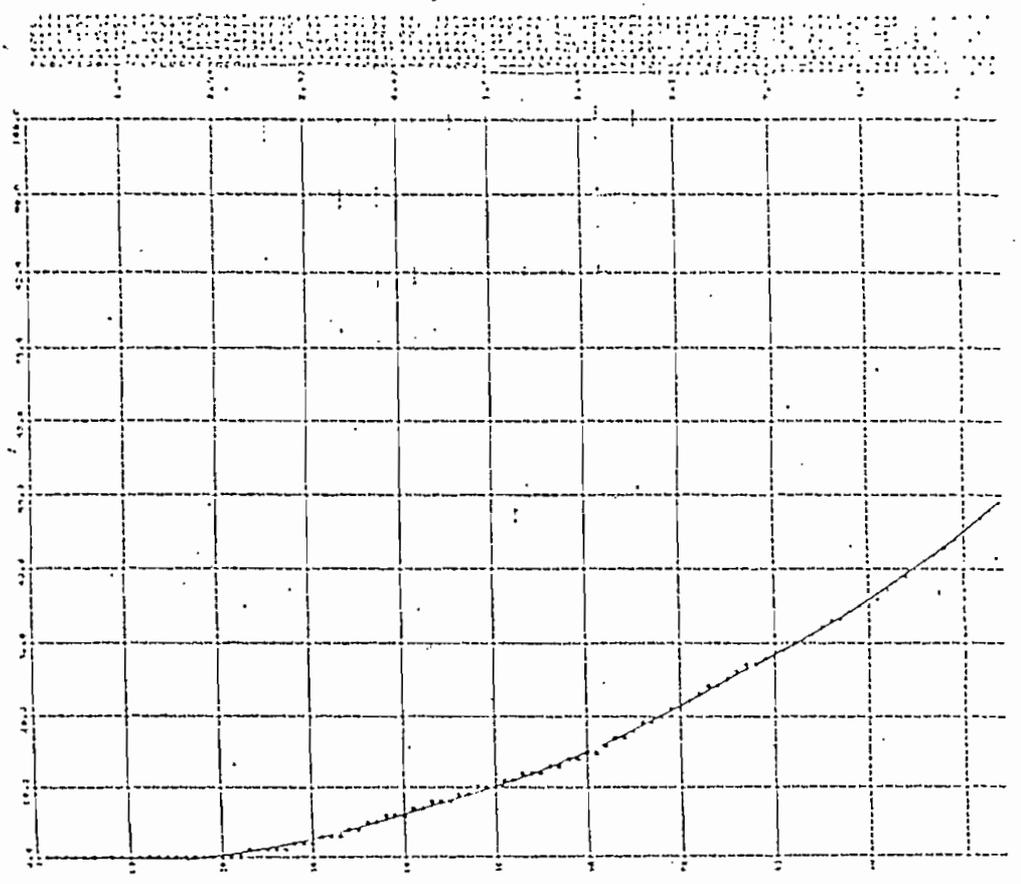
CORRIENTE DEL ROTOR

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MEXICO
FACULTAD DE INGENIERIA



TORQUE - ELECTROMAGNETICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MEXICO
FACULTAD DE INGENIERIA



VELOCIDAD ANGULAR

La aplicación de los capacitores, en paralelo a los terminales del motor resulta muy benéfico para su funcionamiento, como se analizó en el capítulo anterior. Se ha tomado el transitorio de arranque para analizar el comportamiento del motor y establecer diferencias y semejanzas con el transitorio similar sin los capacitores.

Como se observa en el oscilograma la presencia del capacitor, introduce armónicas y frecuencias muy altas en el inicio del arranque.

La presencia de estas frecuencias altas es propio del capacitor fenómeno muy complejo de analizar que no está dentro de nuestro objetivo. La magnitud de estas frecuencias depende exclusivamente del ángulo de conexión, siendo el más crítico cuando la onda de voltaje tiene 90° grados. ✓

Para establecer comparaciones se ha preferido simular para el caso más crítico y ciertamente que la respuesta del computador es satisfactoria. Debido a la presencia de frecuencias altas en el inicio del arranque, fue necesario disminuir más el paso de integración ($h = 0.00001$) en la simulación digital durante este transitorio, para obtener resultados razonables.

En la experimentación no se pudo saber que magnitud tiene la corriente del capacitor y la de línea al iniciar el arranque y no se puede establecer comparaciones de magnitudes para este pico.

Se ha escogido la corriente del capacitor como la más significativa para comparar tanto en forma como en magnitud. Como se observa la corriente del capacitor tiene gran presencia de armónicas que se introducen también en la corriente de línea.

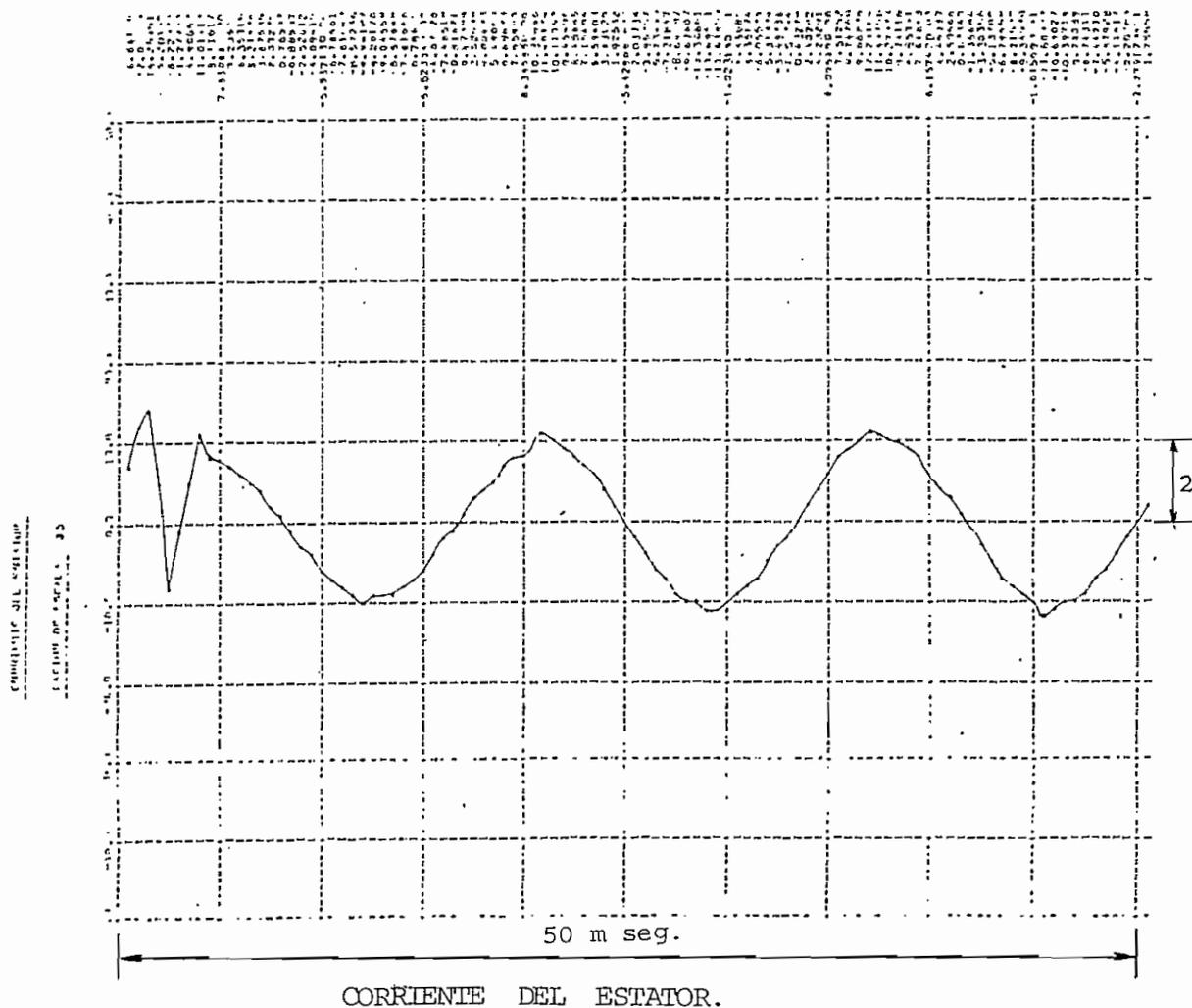
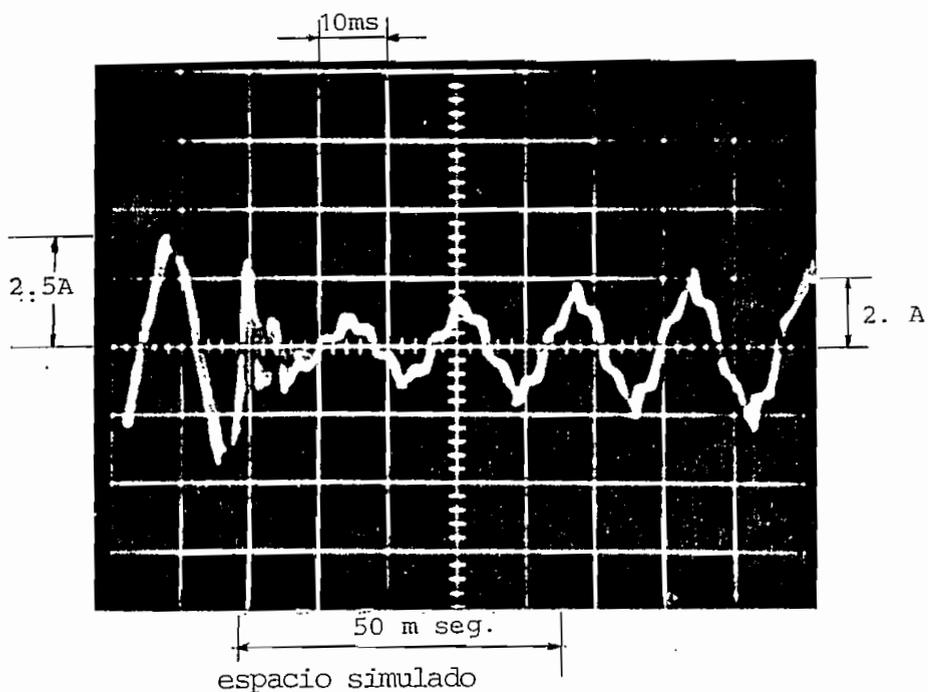
El computador produce resultados no exactamente iguales pero si muy similares donde se nota la presencia del capacitor, como también la presencia de armónicas.

Se puede comparar el segundo pico de las tres ondas de corriente el oscilograma indica 58.92 amp. para la corriente del estator, 6.76 amp. para la corriente del capacitor y 28.26 amp. para la de línea, el computador da los siguientes valores: 56.47 amp. para la corriente del estator, 6.68 amp. para la corriente del capacitor y 26.32 amp. para la corriente de línea.

Se puede comparar resultados de torque y velocidad entre los dos modelos con capacitores y sin capacitores. Con capacitores se presentan oscilaciones en el torque, que son indeseables, pero se posee un torque más alto. Para el primer pico con capacitores se tiene un valor de 44.074, sin capacitores 40.2398.

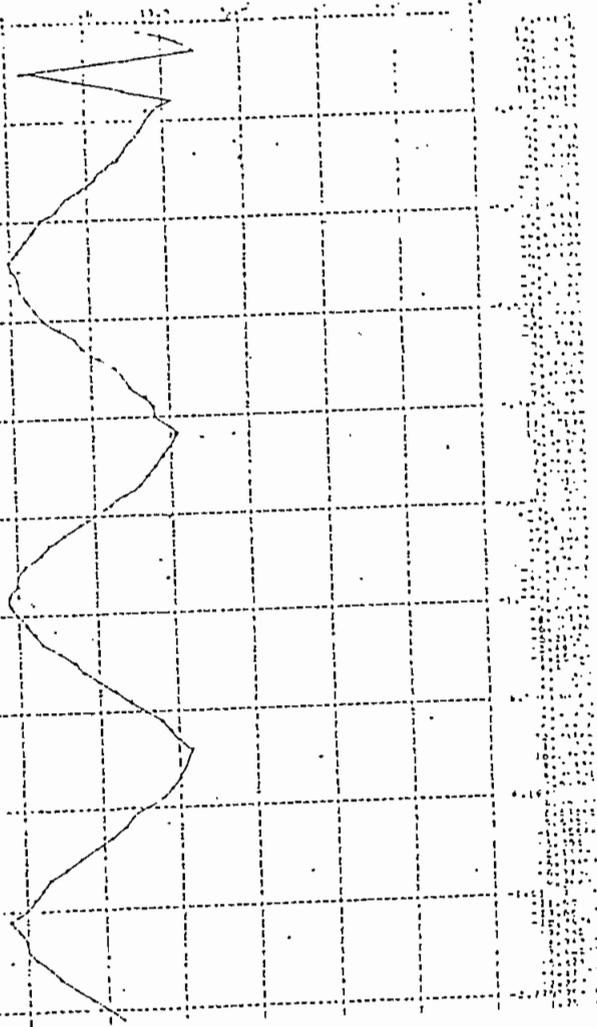
En cuanto a la velocidad los resultados para un mismo tiempo 50 ms. con capacitores 0.089 en p.u. sin capacitores 0.07675 en p.u. Esto pone de manifiesto que con los capacitores se posee un mejor torque, haciendo que la máquina arranque más rápidamente y llegue a sus valores nominales en menor tiempo. No se registró el oscilograma de velocidad con capacitores, porque la diferencia de tiempo que tarda la máquina en arrancar no es muy significativa.

7.2.5 Capacitores en Serie: Eliminación de Resistencias conectadas en paralelo al capacitor:



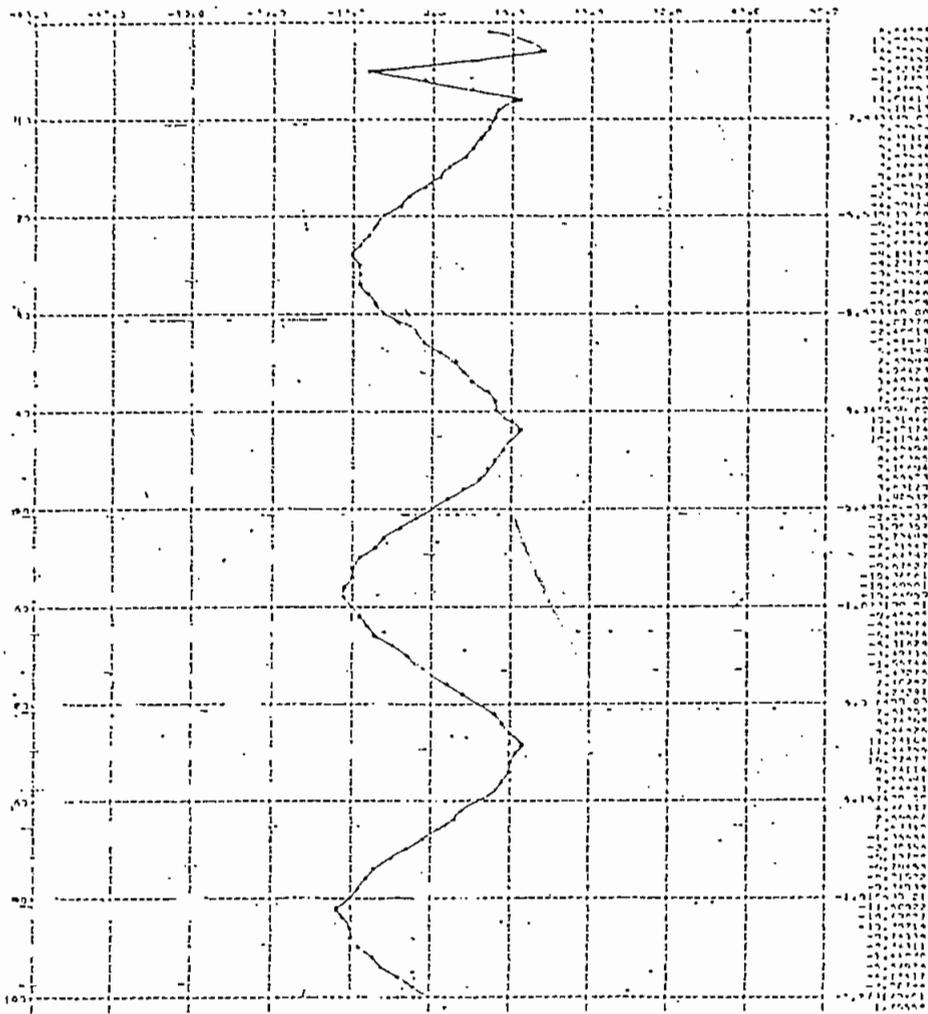
CORRIENTE DEL CAPACITOR

FACTOR DE ESCALA 33



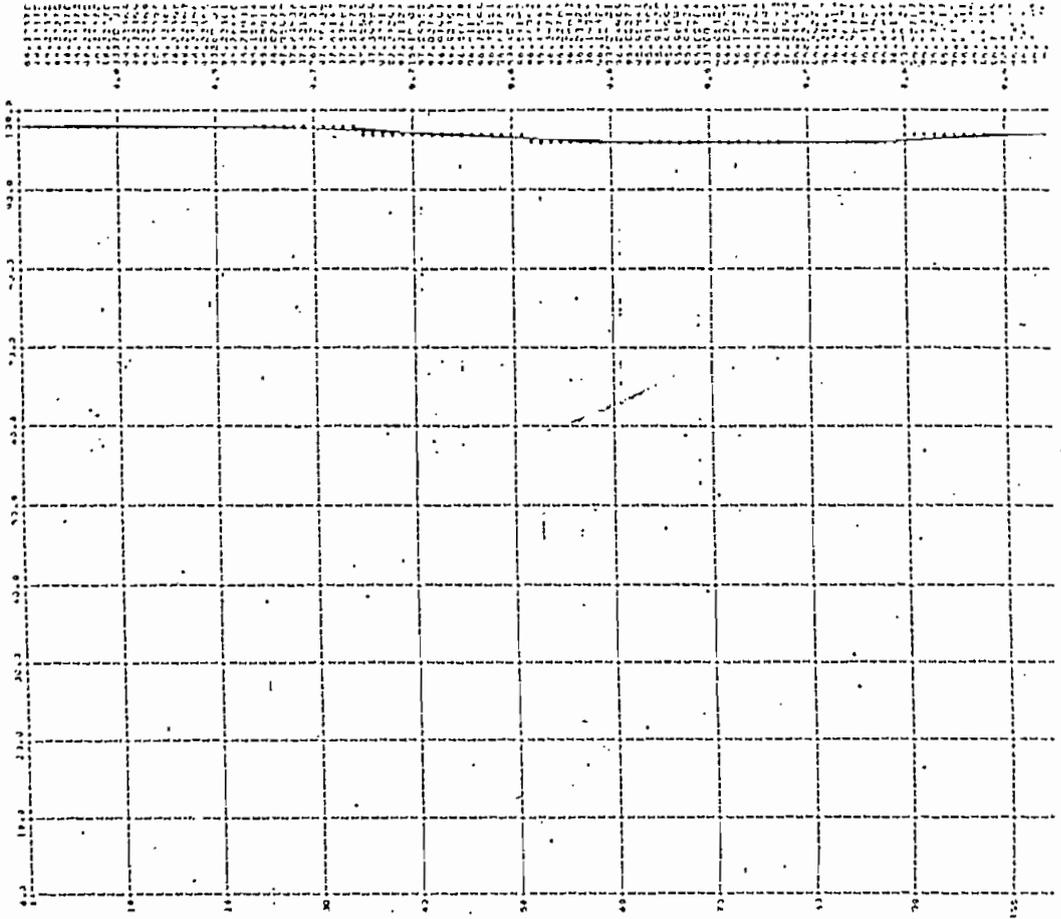
CORRIENTE DE LINEA

FACTOR DE ESCALA 33



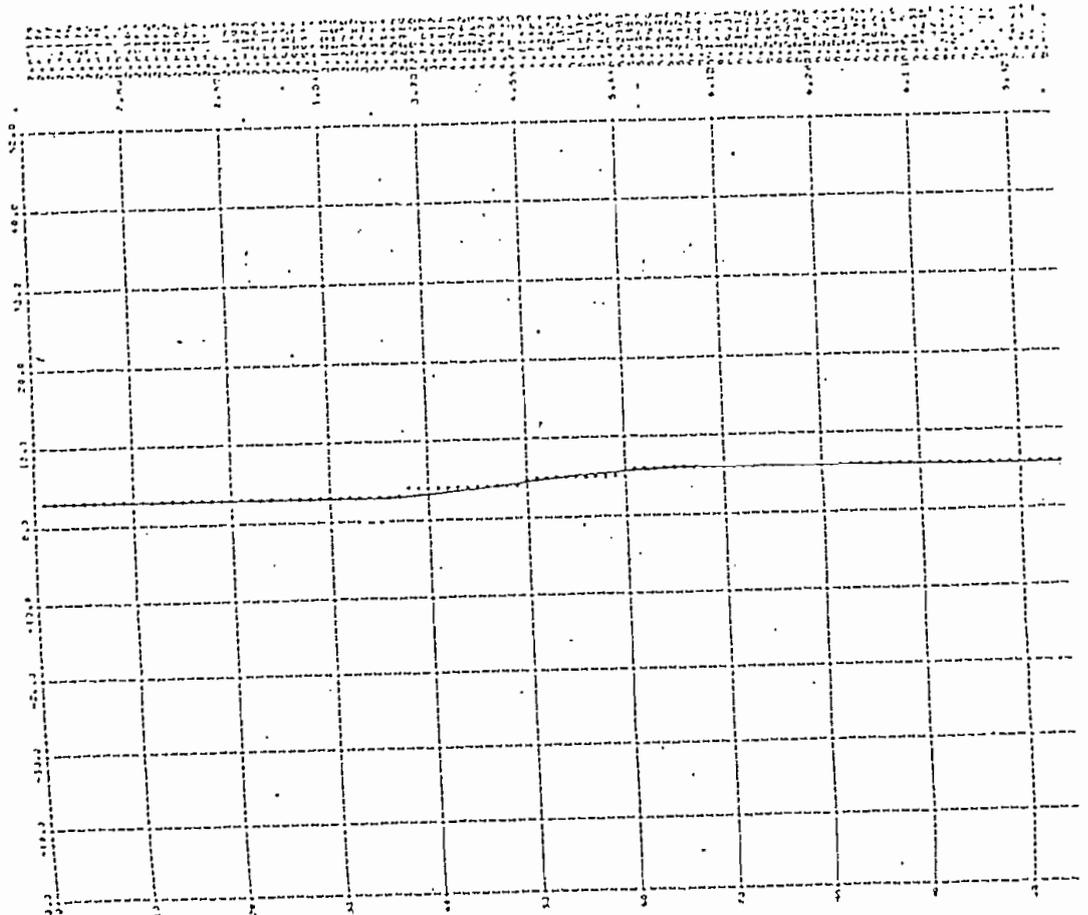
CORRIENTE DE LINEA

ESQUEMA DE LA VELOCIDAD ANIMADA
FACILIDAD DE LECTURA 193



VELOCIDAD

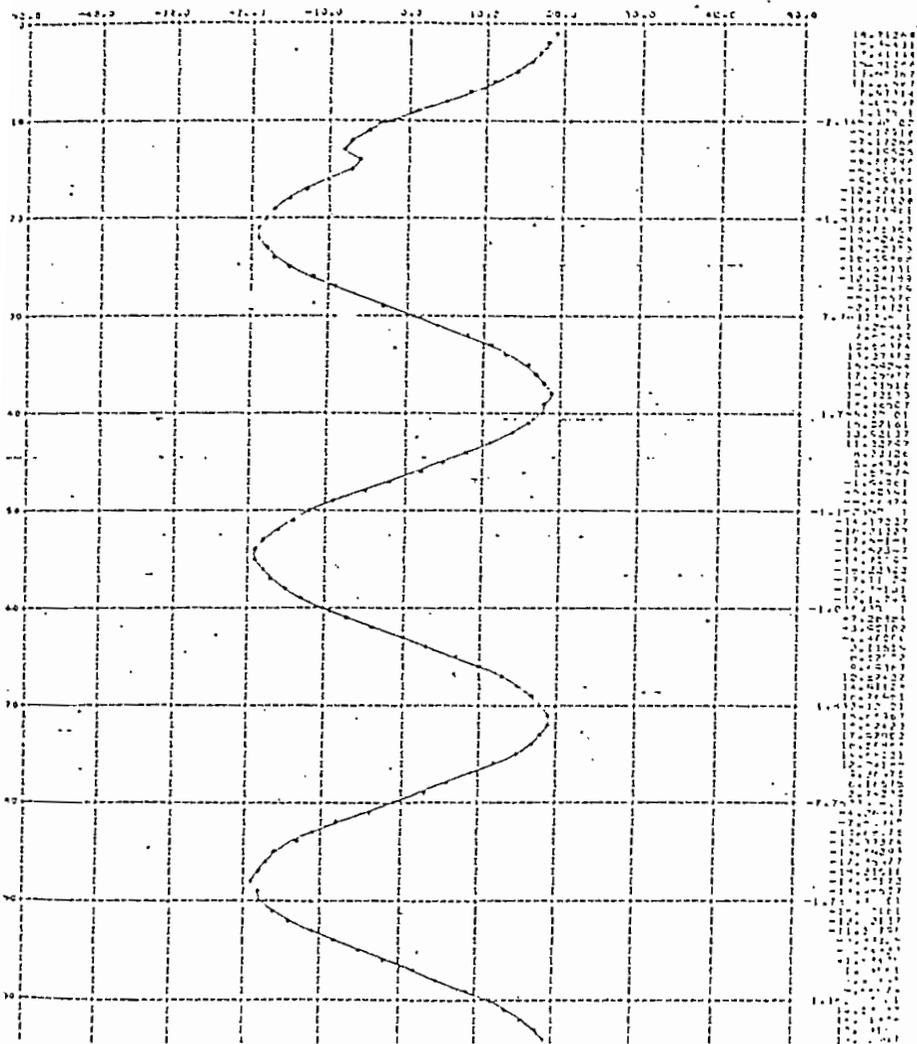
ESQUEMA DEL TORQUE ELECTROMOTRIZ
FACILIDAD DE LECTURA 20



TORQUE

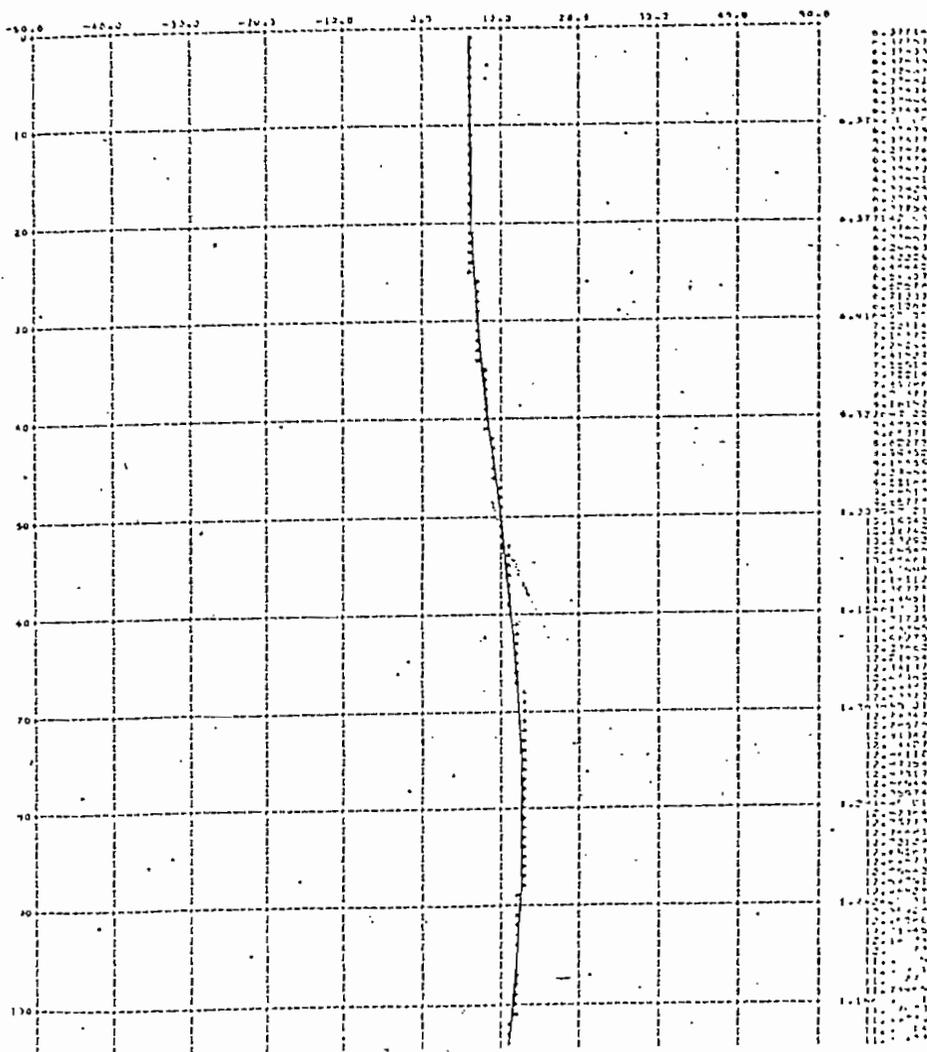
TENSION DEL ESTATOR

PAGINA DE ESCALA 28



CORRIENTE DEL ROTOR

PAGINA DE ESCALA 29



CORRIENTE DEL ROTOR

Como se analizó en el capítulo VI, con la disponibilidad de los laboratorios no es posible realizar aplicaciones con los capacitores en serie, por lo que se ha limitado a realizar una simulación que permita verificar la bondad del modelo, también en esta condición.

Desde el punto de vista de estado estable parece sencilla, pero realmente tiene sus inconvenientes en la simulación digital.

Se trata de eliminar las resistencias conectadas en paralelo a los capacitores con el motor funcionando en vacío, esta eliminación produce un cambio brusco en los parámetros de la línea, aumentando considerablemente el voltaje del motor, obteniéndose resultados erróneos muy lejos de la realidad.

Fue necesario analizar este fenómeno desde el punto de vista transitorio. Como se observa en el oscilograma la primera onda es antes de producirse el transitorio y luego aparecen dos ondas muy juntas sin la presencia de armónicas, porque son producto del "arco" que se produce al eliminar las resistencias. La simulación de este arco se representó como una resistencia que crece en forma lineal durante el tiempo que dura este arco (6 m seg.) y luego se elimina esta resistencia en la simulación.

Como se conoce el arco involucra varios fenómenos como:

- temperatura ambiental - resistencia de los contactos
- presencia del viento - transferencia de calor al medio
- temperatura que alcanza el arco etc. que no se han considerado,

puesto que la representación con más detalle de un arco sale del alcance de este trabajo y requiere un esfuerzo que puede representar otra tesis.

La simulación del arco se ha hecho en forma sencilla pero ha dado lugar a una simulación muy interesante en este estudio y con resultados aceptables.

La presencia de armónicas es mas notoria en este caso, durante los ciclos que dura el transitorio, luego del cual la corriente del motor (o del capacitor) tiene deformaciones únicamente en los picos, por la presencia del capacitor.

Con capacitores en paralelo, conectados en delta (Δ) las armónicas circulan dentro de la delta y la presencia de armónicas especialmente en la corriente de línea es mínima. Conectados en serie las armónicas tienen camino libre y se introducen en la corriente del motor, lo cual provoca una inestabilidad en el funcionamiento del motor.

En la simulación no se considera la presencia de armónicas propias del motor, que con la presencia del capacitor estas armónicas son más severas, razón por la cual aparecen en forma notoria ciertas deformaciones en los picos de las ondas. En el programa la sola presencia del capacitor introduce deformaciones en las ondas, que hace que estas no sean sinusoides perfectas. Además como en la simulación con capacitores es necesario reducir el paso de integración, la onda que grafica el computador en este caso es de ma

yor amplitud que la onda del oscilograma, lo que implica que los picos se vean mas amortiguados.

El valor experimental es de 2.5 amp. para el primer pico, el computador da 2.85 amp, para el último pico 1.44 amp. según el experimento y 2.448 amp. según el computador.

La diferencia se debe a la forma muy simple de representar este fenómeno en la simulación. Como se explicó en el capítulo VI, el funcionamiento del motor es muy inestable, la respuesta del computador pone de manifiesto este hecho en la oscilación que se produce tanto en el torque como en la velocidad, que primeramente el torque crece y la velocidad disminuye y luego tienden a volver a sus valores iniciales, lo cual explica la inestabilidad en el funcionamiento del motor.

La inestabilidad del motor es causado por un fenómeno de resonancia ya que realmente se tiene un circuito serie RLC que pueden causar resonancia. La reactancia del capacitor conjuntamente con la reactancia inductiva del motor, establecen un circuito resonante a una frecuencia que estará dado por el valor de estos elementos.

En estas condiciones de funcionamiento ante cualquier variación de carga el motor pierde completamente su estabilidad, lo cual explica que el motor se detenga.

7.2.6 Capacitor - Optimo:

La forma de elegir el capacitor óptimo, en función del comportamiento dinámico se basa en el estudio realizado previamente. Como se ha observado el transitorio de arranque, es el que más perturbaciones causa tanto al sistema como al motor, por tanto en base a la respuesta de este transitorio se determinará el capacitor ideal.

Previamente se realizó un cálculo manual sobre el valor del capacitor para mejorar el factor de potencia, dentro de ciertos límites desde 0.8 hasta 0.95. Se ha escogido estos límites considerando dos aspectos: la penalización que impone la empresa eléctrica por un f.p. menor a 0.85 ó 0.8 y el otro aspecto la economía que para obtener un f.p. mayor a 0.95 resultaría muy costoso.

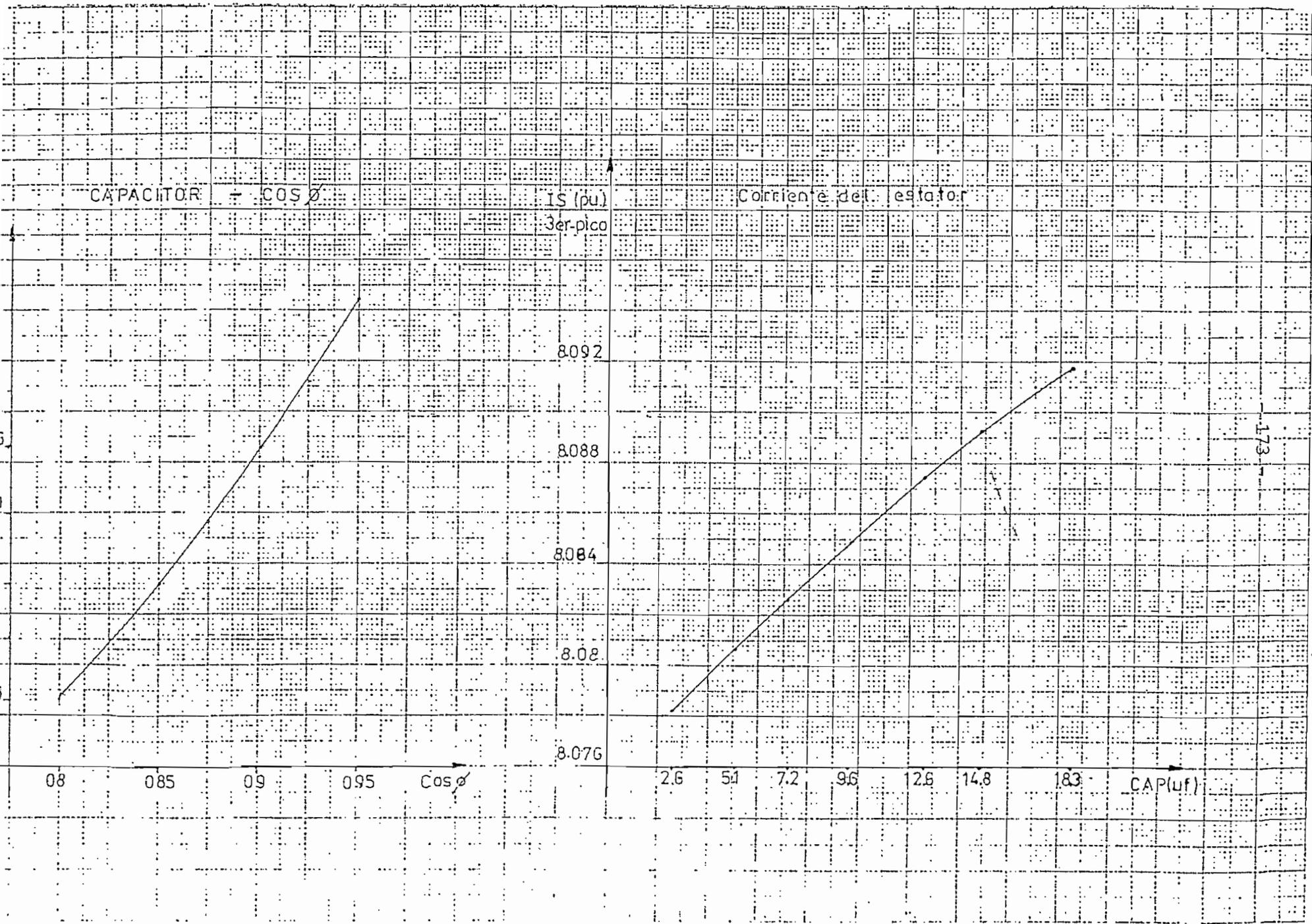
El objetivo fundamental del programa es justamente que permita probar varios capacitores y determinar a través de los resultados cual capacitor se debe emplear según las necesidades particulares. Previamente es necesario hacer un estudio en estado estable del sistema y determinar el valor de los capacitores que se pueden emplear para mejorar el factor de potencia. Lo que no se sabe es cual capacitor responde en mejor forma en algún transitorio de tal manera de no afectar al sistema en general.

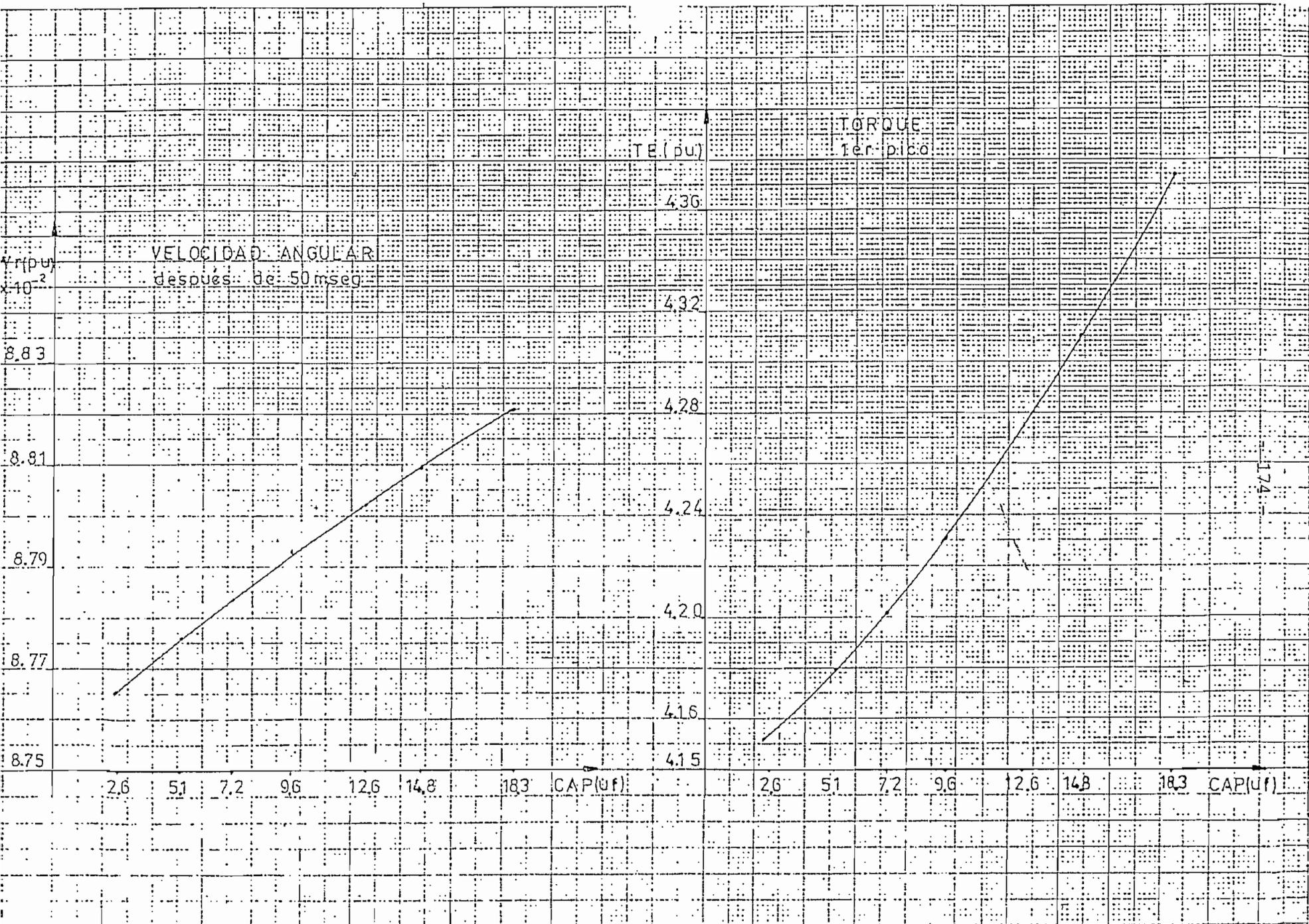
Los valores de los capacitores empleados se dan a continuación:

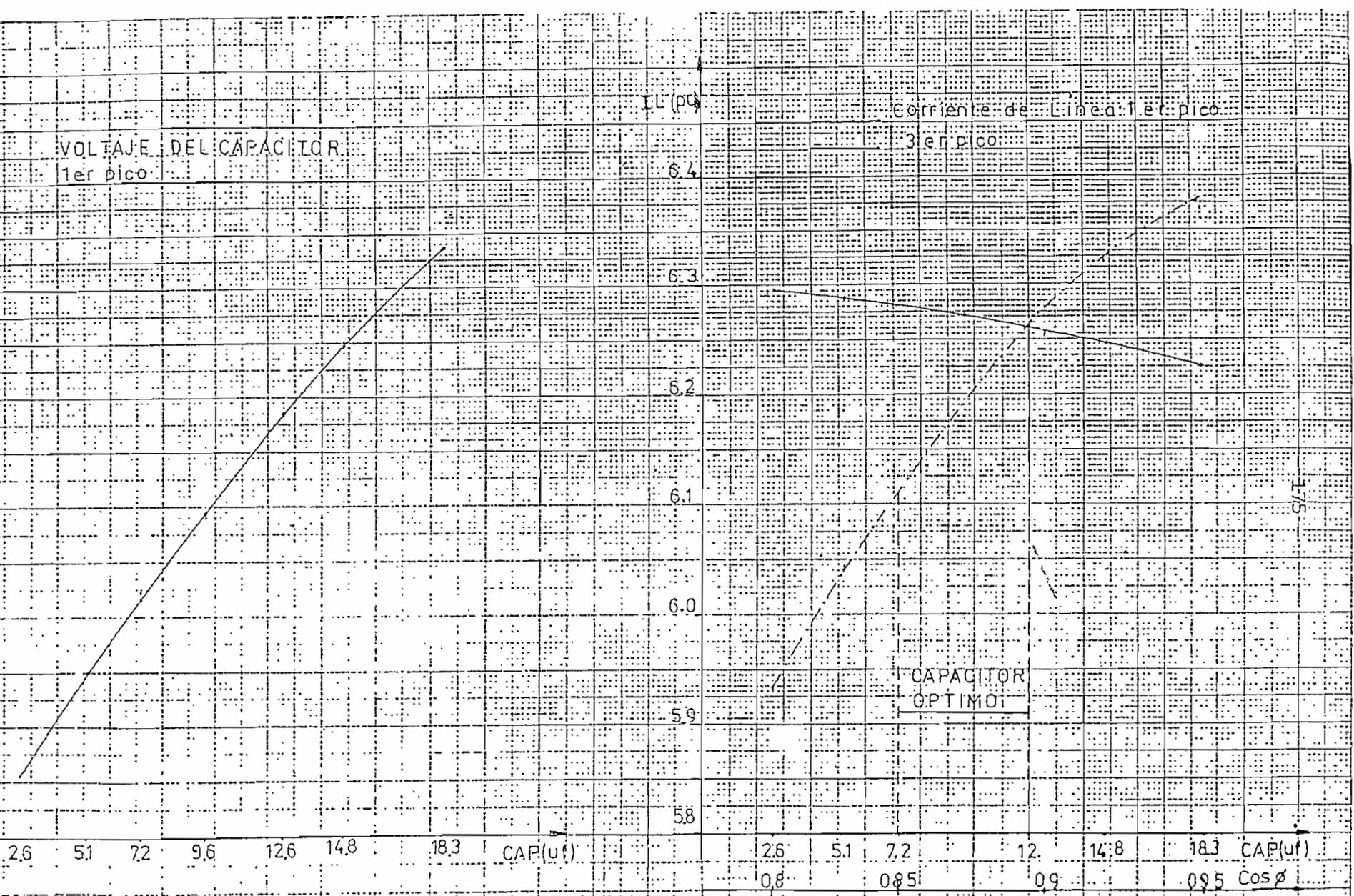
X_c p.u.	$\cos \phi$	CAP (μf)
- 18.839	0.8	2.5865
- 9.455	0.82	5.15367
- 6.737	0.85	7.23214
- 5.085	0.87	9.5827
- 3.8467	0.9	12.6675
- 3.302	0.92	14.7571
- 2.665	0.95	18.2844

Con estos valores se ha corrido el programa; no resulta provechoso presentar los resultados gráficos para cada valor de capacitor, ya que sería una repetición de los resultados presentados anteriormente para esta misma simulación. La forma como se ha procedido a determinar el capacitor óptimo es tomando puntos en donde se presentan variaciones mas significativas para cada variable y graficando en escalas adecuadas para observar estas variaciones.

A continuación se presentan los resultados tomados del computador, para escoger el capacitor óptimo.







Según los resultados obtenidos las siguientes conclusiones pueden ser establecidas:

- A mayor valor de capacitor las oscilaciones en los primeros ciclos de arranque son más fuertes.
- Un capacitor mayor determina un torque de arranque mayor, lo que permite que la máquina se acelere más rápidamente.
- Se produce una mayor oscilación en el voltaje terminal de la máquina al inicio del arranque, con un capacitor de mayor KVAR.

Para determinar el valor del capacitor óptimo, se puede realizar en base a los resultados de la corriente de línea. Un mayor valor de capacitor produce el pico más alto en la corriente de línea al inicio del arranque, lo cual es perjudicial para el sistema, pero según la evolución de esta corriente a mayor capacitor la corriente de línea es menor. Esto permite obtener el capacitor óptimo de la siguiente forma:

- Debe mejorar el factor de potencia para no ser penalizado por la Empresa Eléctrica.
- El valor del pico de la corriente de línea al inicio del arranque, debe ser menor o igual al máximo pico de la restante corriente de arranque de la línea, para no afectar al sistema. Según este análisis el capacitor óptimo puede ser de 7.2 a 12.0 microfaradios para el motor en estudio.

Como una recomendación se debe complementar el estudio con el análisis de costos anuales en torno a estos aspectos.

7.3 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES:

7.3.1 Conclusiones:

Tanto el modelo matemático como la simulación digital, predicen el comportamiento dinámico de la máquina de inducción en forma satisfactoria, especialmente la presencia del capacitor se adapta perfectamente a la teoría de coordenadas $qd0$, por los resultados que se han obtenido.

La introducción de la saturación magnética, en la simulación contribuye a que el modelo responda en mejor forma, como queda establecido en la comparación de resultados. Además con el modelo planteado en función de las concatenaciones de flujo se puede introducir la saturación con facilidad y ventaja en cuanto a la disminución en el tiempo de computación con respecto a otros métodos.

Para la simulación con capacitores, es indispensable reducir el paso de integración, debido a las altas frecuencias propias del capacitor, que se hacen presentes.

La aplicación de capacitores en paralelo a los terminales del motor, resulta ser la más recomendada por los resultados obtenidos, lo cual ha llevado a realizar un estudio detenido para determinar el capacitor óptimo. Estos capacitores a más de corregir el factor de potencia del sistema, son beneficiosos para el funcionamiento del motor especialmente ante variaciones rápidas de carga porque mantienen fijo el voltaje

terminal; sin embargo en el arranque, a pesar de reducir el tiempo de arranque producen fuertes oscilaciones que son indeseables para un sistema.

Para un estudio dinámico del motor con los capacitores resulta necesario usar la teoría de coordenadas $qd0$, para predecir los efectos de compensación sobre el motor y el sistema, lo cual puede ser fácilmente realizado mediante la simulación digital que se ha llevado a cabo.

Con los capacitores se hacen presente armónicas que se introducen en el motor y principalmente en la corriente de línea, en especial cuando el motor arranca durante los primeros ciclos. Es recomendable que los capacitores sean energizados antes que el motor para evitar que estas armónicas sean mas severas.

En el caso de tener una línea telefónica cercana a la red de alimentación, estas armónicas causarán ruidos e interferencia en la comunicación y más aún si hay arranques continuos.

La compensación serie ha tenido una especial atención, por los problemas que trae consigo. No ha sido posible obtener un buen funcionamiento del motor con los capacitores disponibles en el Laboratorio de Máquinas y por el contrario este tipo de compensación causa inestabilidad y fuertes oscilaciones al sistema lo que produce un pobre funcionamiento del motor.

En este caso la presencia de armónicas es mas fuerte y probablemente porque se presenta un fenómeno de resonancia.

7.3.2 Recomendaciones:

Alimentar a la máquina con doble excitación y realizar un estudio de su comportamiento.

Simular condiciones desbalanceadas en la alimentación a un motor trifásico de inducción.

Simular a la máquina de inducción en estudio de estabilidad transitoria en sistemas eléctricos de potencia, mediante esta teoría.

En lo posterior sería interesante considerar la adquisición de dispositivos para el Laboratorio de Máquinas que faciliten la medición del torque y el ángulo de disparo.

Introducir en el modelo el efecto de las armónicas y de la histéresis.

7.3.3 Restricciones a tenerse en cuenta:

Está diseñado para simular tanto transitorios como estado estable en condiciones balanceadas.

La introducción de la saturación durante condiciones iniciales se realiza en la parte lineal de la curva de magnetización.

El voltaje aplicado al rotor se lo fija en cero, pero puede tener algún valor.

En el modelo con capacitores es necesario reducir el paso de integración, lo que implica que no es conveniente simular mucho tiempo el estudio, porque el tiempo de computación es muy grande.

APENDICE A

MANUAL DE USO DEL PROGRAMA

1.- OBJETIVO:

El objetivo fundamental del programa es probar el modelo matemático desarrollado y contrastar con los resultados obtenidos en el Laboratorio. Mediante el programa se puede realizar un estudio del comportamiento dinámico del motor trifásico de inducción con capacitores en serie y en paralelo.

2.- METODO DE SOLUCION:

Consiste en plantear las ecuaciones diferenciales del motor y del capacitor en coordenadas arbitrarias qd0. La solución de estas ecuaciones diferenciales se realiza por el método de Runge-Kutta de cuarto orden.

3.- DESCRIPCION DEL PROGRAMA:

En el capítulo IV se halla descrito en detalle cada parte del programa, con su respectivo diagrama de flujo, por lo que se recomienda remitirse a esta sección.

4.- NOMENCLATURA:

Variables de Entrada

Parámetros de la máquina

SIMBOLO	DESCRIPCION
X_{1S}	Reactancia del estator
X_{1R}	Reactancia del rotor referida al estator
X_M	Reactancia mútua
R_S	Resistencia del estator
R_R	Resistencia del rotor referida al estator
V_M	Voltaje del estator
V_{M_1}	Voltaje del rotor
S	Deslizamiento
H	Constante de inercia.
F_B	Frecuencia base.

Parámetros de la línea y capacitor:

X_C	Reactancia capacitiva
X_L	Reactancia del alimentador
R_L	Resistencia del alimentador
R_C	Resistencia que se conecta en paralelo con los <u>capacitores</u> serie.
V_1	Voltaje de la barra infinita

Curva de Vacío de la máquina:

P_1, P_2, Y_C	Puntos de la curva de saturación de la máquina
R_1, R_2, Y_S	Puntos de la curva para introducir la saturación <u>inicial</u> .

SIMBOLO DESCRIPCION

Angulos de Conexión:

- DELTA : Angulo de conexión para estado estable
- DEL : Angulo de conexión en arranque para el modelo sin
 capacitores.
- ANG : Angulo de conexión de arranque de la barra infini-
 ta para el modelo con capacitores en paralelo.

Factores de amplificación de escala:

IA, IB, IC, LD, LF, LJ, LI, LL, IM, IN, factores de multiplica-
ción de escala para observar en forma razonable los gráficos.

Otras Variables:

- PSI (I) , I = 1, NH: Concatenaciones de flujo
- DSI (I) , I = 1, NH: Ecuaciones diferenciales
- NH : Número de ecuaciones diferenciales según el modelo:
 7 para el modelo sin capacitores y 11 para el mode-
 lo con capacitores.
- NH1 : Es un número (6), que se emplea para calcular los vol-
 tajes en ejes qdO.
- TMF : Valor que se añade para producir el incremento brusco
 carga. (0.25)
- P : Matriz compleja que se utiliza para calcular las co-
 rrientes iniciales de fase.
- TF : Tiempo de estudio
- TPERT: Instante en que se produce una perturbación.

SIMBOLO	DESCRIPCION
ST :	Paso de integración: 0.001 para el modelo sin capacitores. 0.0001 para el modelo con capacitores.
WB :	Frecuencia angular base
We :	Frecuencia angular eléctrica
A, B :	Vectores donde se almacenan los coeficientes de las ecuaciones diferenciales y de las corrientes.

Indicadores:

IDIST:	Selector de perturbaciones :
	1 para estado estable
	2 produce corto-circuito simétrico
	3 arranque
	4 variación brusca de carga
MM :	Selecciona 0 imprime los resultados en forma gráfica 1 imprime los resultados en forma de tabla
MJ :	Para las referencias: - 1 referencia sincrónica 0 referencia rotórica 1 referencia estatórica
MR :	Selector: 1 perturbación con capacitores serie 0 capacitores serie en estado estable
MF :	Modelo 0 sin capacitores 1 con capacitores

SIMBOLO	DESCRIPCION
MS :	Selecciona 0 capacitores serie 1 capacitores en paralelo
MX :	Indicador para simular arranque con capacitores en paralelo: 0 capacitores energizados antes que el motor 1 motor y capacitor energizados al mismo tiempo
MY :	Selecciona 0 para obtener los resultados en ejes qdO. 1 resultados en variables de fase.

Variables de Salida:

AIQS2, AIDS2, AIOS2: corrientes del estator en ejes qdO.
AIQR2, AIDR2, AIOR2: corriente del rotor en ejes qdO.
WRI : Velocidad del motor
TEI : Torque electromagnético

AIQL2, AIDL2: corrientes de la línea en ejes qd
AIQC2, AIDC2: corrientes del capacitor en ejes qd

Variables de Fase:

AIIS : Corriente de fase del estator
AIIR : Corriente del rotor
AIIL : Corriente de línea
AIIC : Corriente del capacitor
VAS : Voltaje del estator
VCS : Voltaje del Capacitor
VLS : Voltaje de la barra infinita

SIMBOLO	DESCRIPCION
Fig. (1, KD):	Arreglo que almacena las variables de salida para ser graficadas.
I CONT:	Contador que se utiliza para graficar las variables de salida cada 5 pasos de integración en el modelo con capacitores.

5.- FORMA DE PROPORCIONAR LOS DATOS AL PROGRAMA:

Unidades de los Datos:

Los parámetros de la máquina, línea y capacitor deben estar en por unidad. Los ángulos de conexión deben ser dados en radianes.

Los resultados que se obtienen en forma gráfica son alterados por factores de multiplicación de escala, pero se hallan en por unidad.

Los formatos de lectura se hallan en las hojas de codificación correspondientes.

6.- RESTRICCIONES:

La saturación inicial se introduce en la parte lineal de la curva. Simula transitorios y estado estable en condiciones balanceadas. Utilizar los pasos de integración indicados. Se debe asegurar que los datos estén bien ubicados en los formatos respectivos.

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL
INSTITUTO DE INFORMATICA Y COMPUTACION

NOMBRE DEL PROGRAMA _____

No. _____

Programador _____

Fecha: _____

Hoja No. _____

de _____

4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73
---	---	---	---	---	---	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----

FORMA DE PROPORCIONAR LOS
DATOS AL PROGRAMA

Incremento
de carga

Deslizamiento

NH1

TMF

SI

F8

F8.4

F8.4

Parámetros de la Máquina

X1

SI

X1R

XM

RS

RR

VM

VM1

H

FB

F8.5

F8.5

F8.5

F8.5

F8.5

F8.5

F8.5

F8.5

F8.5

Parámetros de la Línea

XI

XL

RL

ANG

V1

RC

F10.6

F10.6

F10.6

F10.6

F10.6

F10.6

Parámetros de la Curva de Saturación

P1

P2

YC

F11.8

F11.8

F11.8

Parámetros de la Curva para Introducir la Saturación Inicial

R1

R2

YS

F11.8

F11.8

F11.8

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL
INSTITUTO DE INFORMATICA Y COMPUTACION

NOMBRE DEL PROGRAMA _____

No. _____

Elaborador _____

Fecha: _____

Hoja No. _____

de _____

4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66 67 68 69 70 71 72 73

Factores de Multiplicación de Escala para los Gráficos

L'B	L'C	L'D	L'E	L'I	L'J	L'L	L'M	L'N	K'K
1/4	1/4	1/4	1/4	1/4	1/4	1/4	1/4	1/4	1/4

Indicadores

MJ	MR
1/3	1/3

Indicadores

MS	MX	MY
1/3	1/3	1/3

Integración	Tiempo de Estudio	Angulos de Conexión:	Selector de
		Estado-Estable	Perturbaciones
SIT	TFI	DELTA	DEL
F10.5	F10.5	F10.5	F10.5
			TPER
			IDIST
			13

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL
INSTITUTO DE INFORMÁTICA Y COMPUTACION

NOMBRE DEL PROGRAMA _____ No. _____
 Programador _____ Fecha: _____ Hoja No. _____ de _____

3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66 67 68 69 70 71 72

EJEMPLO: MODELO SIN CAPACITORES
 ESTADO ESTABLE

Resultados en Coordenadas QDO; Referencia Sincrónica

Variación de carga Deslizamiento

H: NH1 TMF S:
 7 6 0. 0.0777

Parámetros de la Máquina

X1S X1R XM RS RR VM VM1 H FB
 •11275 •11275 1.89304 •02984 •09907 1. 0. •3674460.

Parámetros de la Línea

XCL XLI RLI ANG1 V1 RC
 1.218229 •003280 •006046 0. 0. 0.060472

Curva para Introducir la Saturación

P1 P2 YC
 •705882i 7.041176 1.9

Datos para Introducir la Saturación Inicial

R1 R2 YS
 •214435 -1.492573 1.9

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
INSTITUTO DE INFORMATICA Y COMPUTACION

NOMBRE DEL PROGRAMA _____

No. _____

Programador _____

Fecha: _____

Hoja No. _____

de _____

3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66 67 68 69 70 71 72 73 74 75 76 77 78 79 80 81 82 83 84 85 86 87 88 89 90 91 92 93 94 95 96 97 98 99 100

TARJETAS DE CONTROL PARA UTILIZAR EL PROGRAMA:
- CON EL DISCO

DIGO DE CUENTA
EXEC MICCPSP

Los

\$\$ EOJ

- CON LA CINTA

DIGO DE CUENTA
PAUSE OPERADOR CARGAR LA CINTA DE ELECTRICA

MTC FSF, X'280', 25

ASSGN SYSIPT, X'280'

OPTION LINK, NOLIST

ACTION CANCEL NOMAP

EXEC FFORTRAN

EXEC LNKEDT

ASSGN SYSIPT, X'00C'

EXEC

Los

MTC REW X'280'

\$\$ EOJ

```

C COMPUTATIONS TIME=1500,PAGE=30,LINF=0
C ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
C FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA
C FERNANDO MANCERO SANTILLAN
C TESIS DE GRADO:
C COMPUTAMIENTO DINAMICO DE MOTORES DE INDUCCION CON CAPACITIVO
C SERIE Y PARALELO
C JUNIO DE 1983
C IMPLICIT REAL*(A-H,O-Z)
C INTEGER RUNGE
C DIMENSION FIG(15,300),R(8),A(20),AI(8),PSI(20),V(8),VH(8),
*PHI(8),AII(8),DSI(30),Y(100),Z(100),PSII(20),AIL(6),AIC(6),VL(
COMMON X*160(4,6),Z1,Z2,AIS,AIR,IS,IF,SUM,IL,IC,VA,VC,ZS(2,2)
COMMON VB,VL,VP,AIOS2,AIOS2,AIOR2,AIOR2,AIOL2,AIOL2,AIOC2,AIOC
*WRP2,w,wB,wF,WR,DELTA,DEL,FTAL,TETA2,THETA1,THETA2,THETA3,THE
*THETA5,THETA6,AIS,AIR,AII,AIC,VAS,VLS,VCS,AI,AII,AIIL,AIIC,AI
*AIIR,ZS,ZC,PC,IS,IL,IC,XCS,S
COMMON XIS,XIR,XA,RS,RR,VM,VM1,H,FR,TF,TMF,X,A,B,P,AIOS,AIOS,A
*AIOR,AIOR,AIOR,TE,WRI,XMQ,XMD,YMO,YMD,YMOA,YMOA,IDIST,MJ,MM,MD
COMMON XC,XL,RL,AIOL,AIDL,AIOC,AIOC,VI,MT,MS,MX,MY,FIS,ANG
COMMON/PSAT/P1,P2,YC,II
COMMON/SAT/P1,P2,YS,IJ
COMMON N,NH,PSI,PSII,DSI,TI,ST,HX,NH1
C VARIABLES DE ENTRADA
C S: DESLIZAMIENTO
C XIS: REACTANCIA DEL ESTATOR
C XIR: REACTANCIA DEL ROTOR REFERIDA AL ESTATOR
C XY: REACTANCIA MUTUA
C RS: RESISTENCIA DEL ESTATOR
C RR: RESISTENCIA DEL ROTOR REFERIDA AL ESTATOR
C H: CONSTANTE DE INERCIA
C FB: FRECUENCIA BASE
C W: VELOCIDAD DE LOS EJES ARBITRARIOS
C XC: REACTANCIA DEL CAPACITOR
C XL: REACTANCIA DEL ALIMENTADOR
C RL: RESISTENCIA DEL ALIMENTADOR
C VM: VOLTAJE DEL ESTATOR
C VM1: VOLTAJE DEL ROTOR
C P1, P2, YC: PUNTOS DE LA CURVA DE VACIO
C IDIST: INDICADOR PARA EL TIPO DE PERTURBACION
C ST: PASO DE INTEGRACION
C TF: TIEMPO DE ESTUDIO
C IERROR=0
C READ(1,1)NH,NH1,TF,S
C FORMAT(2I3,2F8.4)
C ---> LEER PARAMETROS DE LA MAQUINA
C READ(1,2)XIS,XIR,XM,RS,RR,VM,VM1,H,FR
C FORMAT(9F8.5)
C IF(XIS.LT.0.OR.XIR.LT.0.OR.XM.LT.0) GO TO 350
C 31 TO 353
C 350 IERROR=IERROR+1
C WRITE(3,351)
C 351 FORMAT(/25X,*** ERROR EN PARAMETROS DE LA MAQUINA,/,25X,
* EL VALOR DE LA RESISTENCIA O REACTANCIA ES NEGATIVA,/)
C 353 IF(RS.LT.0.OR.RR.LT.0) GO TO 355
C 31 TO 352
C 355 IERROR=IERROR+1
C WRITE(3,351)
C 352 IF(VM.LT.0.OR.VM1.LT.0) GO TO 354
C 31 TO 356
C 354 IERROR=IERROR+1
C WRITE(3,355)
C 355 FORMAT(/25X,*** ERROR: EL VALOR ABSOLUTO DEL VOLTAJE DEL MOT
*,/25X, NO DEBE SER NEGATIVO,/)
C 356 CONTINUE
C ---> LEER PARAMETROS DE LA LINEA Y EL CAPACITOR
C READ(1,19)XC,XL,RL,ANG,VI,PC
C FORMAT(6F10.6)
C IF(XL.LT.0.OR.RL.LT.0.OR.VC.LT.0) GO TO 357
C 31 TO 360
C 357 IERROR=IERROR+1
C WRITE(3,358)
C 358 FORMAT(/25X,*** ERROR EN LOS PARAMETROS DE LA LINEA,/,25X,
* EL VALOR DE LA RESISTENCIA O REACTANCIA ES NEGATIVA,/)
C 359 IF(XC.GE.0) GO TO 360
C 31 TO 361
C 360 IERROR=IERROR+1
C WRITE(3,362)
C 362 FORMAT(/25X,*** ERROR: REACTANCIA CAPACITIVA ES POSITIVA,/)
C 361 91 CONTINUE

```

```

C----> LEER CURVA DE VACIO DE LA MAQUINA
        READ(1,4)P1,P2,YC
4        FORMAT(3F11.8)
        IF(YC.GT.P1) GO TO 368
        GO TO 369
368     IERROR=IERROR+1
        WRITE(3,364)
364     FORMAT(/25X,'*** ERROR EN LOS DATOS DE LA CURVA DE SATURACION'
*//25X,'EL VALOR CRITICO ES MAYOR A LOS OTROS PUNTOS DE LA CURVA
369     CONTINUE
        READ(1,6)R1,R2,YS
6        FORMAT(3F11.8)
C----> LEER FACTORES DE AMPLIFICACION DE ESCALA
        READ(1,11)LA,LB,LC,LD,LF,LI,LJ,LL,LM,LN,KN
11       FORMAT(11I4)
C----> LEER INDICADORES
        READ(1,31)MM,MJ,MR
31       FORMAT(3I3)
        READ(1,24)MT,MS,4X,MY
24       FORMAT(4I3)
        IF(MT.EQ.0) NH =7
        IF(MT.EQ.1) NH =11
C----> LEER : PASO DE INTEGRACION , TIEMPO DE ESTUDIO, TIEMPO DE PERT
C        SELECTOR DE PERTURBACION
        READ(1,5)ST,TF,DELTA,DEL,TPER,IDIST
5        FORMAT(5F10.5, I3)
        IF(MT.EQ.1)ST=0.0001
        IF(MT.EQ.0)ST=0.001
        IF(VL.LT.0) GO TO .379
        GO TO 381
379     IERROR=IERROR+1
        WRITE(3,380)
380     FORMAT(/25X,'*** ERROR: EL VALOR ABSOLUTO DEL VOLTAJE DE BARRA
* NEGATIVO',/)
381     IF(IERROR.EQ.0) GO TO 395
        WRITE(3,390)IERROR
390     FORMAT(/30X,'NUMERO DE ERRORES EN DATOS =',I5,/)
        GO TO 100
395     WRITE(3,390) IERROR
        WRITE(3,500)
500     FORMAT(15(/),25X,71('*'),2(/25X,'*',69X,'*'),/25X,'*',15X,'FSCU
* POLITECNICA NACIONAL',24X,'*',/25X,'*',15X,'FACULTAD DE IN
* IERIA ELECTRICA',22X,'*',/25X,'*',15X,'TESIS DE GRADO :',35
* ',/25X,'*',15X,'COMPORTAMIENTO DINAMICO DE MOTORES DE INDUCCI
*,7X,'*',/25X,'*',15X,'CON CAPACITORES SERIE Y PARALELO',22X,'*'
*/25X,'*',15X,'FERNANDO MANCERO SANTILLAN',28X,'*',/25X,'*',15X,
* 'JUNIO - 1983',42X,'*',2(/25X,'*',69X,'*'),/25X,71('*'),15(/)
        WRITE(3,34)
34      FORMAT(/35X,'PARAMETROS DE LA MAQUINA DE INDUCCION',/34X,39(
* ,/ )
        WRITE(3,35)RS,X1S, XM,VM1,RR,X1R,H,FB
35      FORMAT(25X,'RS=',F9.5,4X,'X1S=',F9.5,4X,'XM=',F9.5,4X,'VM1=',F9
* //25X,'RR=',F9.5,4X,'X1R=',F9.5,4X,'H=',F9.5,4X,'FB=',F9.5,/)
        IF(MT.EQ.0) GO TO 146
        WRITE(3,150)
150     FORMAT(/35X,'MODELO CON CAPACITORES',/34X,24('-'),/)
        IF(MS.EQ.0) GO TO 164
        WRITE(3,163)
163     FORMAT(/35X,'CAPACITORES EN PARALELO',/34X,24('*'),/ )
        GO TO 166
164     WRITE(3,165)
165     FORMAT(/35X,'CAPACITORES EN SERIE',/34X,22('*'),/ )
166     NVA=1
        WRITE(3,36)RL,XL,XC
36      FORMAT(/ 35X,'IMPEDANCIA DE LA LINEA',/34X,24('-'),//25X,'RI=
*FB.4,4X,'XL=',F8.4,///35X,'VALOR DEL CAPACITOR POR FASE',/34X,
*30('-'),//25X,'XC=',F8.4,/)
        GO TO 149
146     WRITE(3,147)
147     FORMAT(/35X,'MODELO SIN CAPACITORES',/34X,24('-'))
149     NVA=1
        NT=0
        WE=6.2831853*FB
        WB=WE
C----> LLAMAR A LA SUBROUTINA QUE CALCULA LAS CONDICIONES INICIALES
17 15) CALL CONDI
        KD=0.
        PRI=DELTA*57.5859
        WRITE(3,265)VM,PRI
265     FORMAT(/35X,'VOLTAJE DEL MOTOR',/34X,19('-'),/30X,'VM=1,F10.

```

```

*10X,'DELTA=' ,F10.5,///
C----> IMPRIMIR TITULOS SEGUN LA PERTURBACION
IF(MM.EQ.0) GO TO 18
GO TO (41,51,61,79),IDIST
41 WRITE(3,230)
230 FORMAT(///35X,'ESTADO ESTABLE',///35X,'RESULTADOS',///)
IF(MT.EQ.1) GO TO 141
15 IF(MY.EQ.1) GO TO 101
GO TO 155
101 WRITE(3,102)
102 FORMAT(' ',20X,'TIEMPO',10X,'IAS',10X,'IAR',10X,'VAS',10X,'WR'
*10X,'TE',//)
WRITE(3,103)TI,AI(1),AI(2),VM ,WRI,TE
103 FORMAT(' ',20X,6(F8.4,5X))
GO TO 68
155 WRITE(3,84)
84 FORMAT(' ',2X,'TIEMPO',7X,'IQS',9X,'IDS',9X,'IOS',7X,'IOR',8X,
* ',8X,'IDR',8X,'WR',9X,'TE',8X,' VMO',8X,'VMD',//)
WRITE(3,85)TI,AIQS,AIDS,AIOS,AIOR,AIDR,AIDR,WRI,TE,VB(1),VB(2)
85 FORMAT(' ',2X,11(F8.4,3X))
GO TO 68
141 NVA=1
IF(MY.EQ.1) GO TO 105
GO TO 106
105 WRITE(3,107)
107 FORMAT(' ',4X,'TIEMPO',9X,'ILA',9X,'ICA',9X,'ISA',9X,'IRA',8X,
* 'VAS',9X,'VLS',9X,'WR',9X,'TE',//)
GO TO 68
106 WRITE(3,86)
86 FORMAT(' ',2X,'TIEMPO',7X,'IQS',9X,'IDS',9X,'IOL',7X,'IDL',8X,
* ',8X,'IDC',8X,'WR',9X,'TE',8X,' VMO',8X,'VLO',//)
WRITE(3,87)TI,AIQS,AIDS,AIOL,AIDL,AIQC,AIDC,WRI,TE,VB(1),VL(1)
87 FORMAT(' ',2X,11(F8.4,3X))
GO TO 68
51 WRITE(3,240)
240 FORMAT(///35X,'TRANSITORIOS DE CORTO CIRCUITO SIMETRICD',//)
IF(MT.EQ.1) GO TO 141
GO TO 15
61 WRITE(3,636)
636 FORMAT(' ',35X,'TRANSITORIOS DE ARRANQUE',//)
IF(MT.EQ.1) GO TO 141
GO TO 15
79 WRITE(3,94)
IF(MT.EQ.1) GO TO 141
GO TO 15
18 ICNT=0
GO TO (60,62,64,66),IDIST
60 WRITE(3,91)
91- FORMAT(///35X,'ESTADO ESTABLE',/34X,17(' - '))
GO TO 68
62 WRITE(3,92)
92 FORMAT(///35X,'TRANSITORIOS DE CORTO CIRCUITO',/34X,32('*'),//)
GO TO 68
64 WRITE(3,93)
93 FORMAT(///35X,'TRANSITORIOS DE ARRANQUE',/34X,26('*'),//)
GO TO 68
66 WRITE(3,94)
94 FORMAT(///35X,'VARIACION BRUSCA DE CARGA MECANICA',/34X,34('*')
68 ICNT=0
IF(MT.EQ.0) GO TO 70
IF(MR.EQ.1.AND.MS.EQ.0) GO TO 69
GO TO 70
69 A(7)=-XCS/XL
A(6)=(RL+RC)/XL
70 NR=0
PSMQ=YMQ-YMQA
PSMD=YMD-YMDA
NC=50
M=0
YMQA=A(10)*PSI(1)+A(11)*PSI(4)-A(12)*PSM0
YMDA=A(10)*PSI(2)+A(11)*PSI(5)-A(12)*PSMD
HX=1./[2*H]
C----> LLAMAR A LA FUNCION RUNGE - KUTTA DE CUARTO ORDEN
C
7 4.36 K=RUNGF(NH,PSI,DSI,TI,ST,HX,H,M)
C----> INTRODUCIR LA SATURACION SI SOBREPASA LA REGION LINEAL
NAN=0
CALL SATURA (YMQA,YMDA,DXI,NAN)
YMQA=A(10)*PSI(1)+A(11)*PSI(4)-A(12)*DXI
PSMQ=DXI

```

```

NAN=1
CALL SATURA (YMOA, YMDA, DXI, NAN)
YMDA=A(10)*PSI(2)+A(11)*PSI(5)-A(12)*DXI
PSMD=DXI
PSI(2)=PSI(2)+PSMD
PSI(5)=PSI(5)+PSMD
GO TO (14,16,8),K
14
C----> NVA=1
CALCULAR LA VELOCIDAD EN CADA SURPaso DE INTEGRACION
WRP1=WRP1+PSI(7)
C----> CALCULAR LOS VOLTAJES EN CADA SURPaso DE INTEGRACION
GO TO (21,23,27,21),IDIST
21
ETA1=DELTA+(W-WE)*TI
BETA1=DELTA+(W-WR-WE)*TI
VB(1)=VM*DCOS(ETA1)
VB(2)=VM*DSIN(ETA1)
VB(3)=0.
VB(4)=VM1*DCOS(BETA1)
VB(5)=VM1*DSIN(BETA1)
VB(6)=0.
IF(MT.EQ.0) GO TO 520
ALFA=(W-WE)*TI+FI5
VL(1)=V1*DCOS(ALFA)
VL(2)=-V1*DSIN(ALFA)
IF(MS.EQ.0) GO TO 53
VB(1)=VL(1)-DSI(3)/WB-A(6)*PSI(8)-A(2)*PSI(7)
VB(2)=DSI(9)/WB-VL(2)-A(2)*PSI(8)+A(6)*PSI(9)
PSI(10)=VB(1)
PSI(11)=VB(2)
GO TO 520
53
ANG1=TETA2+(W-WE)*TI
PSI(10)=V2*DCOS(ANG1)
PSI(11)=-V2*DSIN(ANG1)
VB(1)=VL(1)-DSI(3)/WB-PSI(10)-A(6)*PSI(8)-A(2)*PSI(7)
VB(2)=DSI(9)/WB-VL(2)+PSI(11)-A(2)*PSI(8)+A(6)*PSI(9)
GO TO 520
23
IF(TI.GT.TPER) GO TO 25
GO TO 21
25
DO 180 I=1,NH1
180
VB(1)=0.
HX=ST/(2.*H)
GO TO 520
C----> CALCULAR EL VOLTAJE DE ARRANQUE EN CADA SURPaso DE INTEGRACION
27
ETA2=TETA2+(W-WE)*TI
BETA2=DELTA+(W-WR-WE)*TI
VB(1)=VM*DCOS(ETA2)
VB(2)=VM*DSIN(ETA2)
VB(3)=0.
VB(4)=VM1*DCOS(BETA2)
VB(5)=VM1*DSIN(BETA2)
VB(6)=0.
HX=ST/(2.*H)
IF(MT.EQ.0) GO TO 520
ALFA2=ANG+(W-WE)*TI
VL(1)=V1*DCOS(ALFA2)
VL(2)=-V1*DSIN(ALFA2)
IF(MS.EQ.0) GO TO 56
VB(1)=VL(1)-DSI(3)/WB-A(6)*PSI(8)-A(2)*PSI(7)
VB(2)=DSI(9)/WB-VL(2)-A(2)*PSI(8)+A(6)*PSI(9)
PSI(10)=VB(1)
PSI(11)=VB(2)
GO TO 520
56
ANG2=TETA2+(W-WE)*TI
PSI(10)=V2*DCOS(ANG2)
PSI(11)=-V2*DSIN(ANG2)
VB(1)=VL(1)-DSI(3)/WB-PSI(10)-A(6)*PSI(8)-A(2)*PSI(7)
VB(2)=DSI(9)/WB-VL(2)+PSI(11)-A(2)*PSI(8)+A(6)*PSI(9)
520
NVA=1
WRP1=WRP1
A(4)=WRP1-(W/WB)
A(5)=(W/WB)-WRP1
14
C----> NVA=1
Ecuaciones Diferenciales
DSI(1)=WB*(VB(1)-A(2)*PSI(1))+A(1)*(YMOA-PSI(1))
DSI(2)=WB*(VB(2)+A(2)*PSI(1))+A(1)*(YMDA-PSI(2))
DSI(3)=WB*(VB(3)-A(1)*PSI(2))
DSI(4)=WB*(VB(4)+A(4)*PSI(5)+A(3)*(YMOA-PSI(4)))
DSI(5)=WB*(VB(5)+A(5)*PSI(4)+A(3)*(YMDA-PSI(5)))
DSI(6)=WB*(VB(6)-A(3)*PSI(6))
DSI(7)=(HX)*PSI(4)*(A(5)*(PSI(5)-YMDA))-PSI(5)*(A(5)*(PSI(6)
*-YMOA))-TE)

```

```

IF (MT.EQ.0) GO TO 7
IF (MS.EQ.0) GO TO 54
C----> ECUACIONES DIFERENCIALES CON CAPACITORES EN PARALELO
DS I(8)=WB*(VL(1)-VB(1)-A(6)*PSI(8)-A(2)*PSI(9))
DS I(9)=WB*(VL(2)+VB(2)+A(2)*PSI(8)-A(6)*PSI(9))
DS I(10)=WB*(XC*(PSI(8)/XL-B(3)*(PSI(1)-YMQA))-A(2)*PSI(11))
DS I(11)=WB*(-XC*(PSI(9)/XL-B(3)*(PSI(2)-YMDA))+A(2)*PSI(11))
GO TO 7
54
NVA=1
C----> ECUACIONES DIFERENCIALES CON CAPACITORES EN SERIE
DS I(8)=WB*(VL(1)-VB(1)-PSI(10)-A(6)*PSI(8)-A(2)*PSI(9))
DS I(9)=WB*(VL(2)+VB(2)-PSI(11)+A(2)*PSI(8)-A(6)*PSI(9))
DS I(10)=WB*(A(7)*PSI(8)-A(2)*PSI(11))
DS I(11)=WB*(A(7)*PSI(9)+A(2)*PSI(10))
GJ T) 7
C----> CALCULAR CORRIENTES, TORQUE, VELOCIDAD EN CADA PASO DE INTEGRACION
8
NVA=1
IF (MT.EQ.0) GO TO 9
NT=NT+1
ICONT=ICONT+1
IF (ICONT.EQ.5) GO TO 9
IF (NT.EQ.1) GO TO 9
GO TO 59
9
NVA=1
C----> CALCULAR LAS CORRIENTES DEL MOTOR
AIDS2=B(3)*(PSI(1)-YMQA)
AIDS2=B(3)*(PSI(2)-YMDA)
AIDS2=B(3)*PSI(3)
AIQR2=B(5)*(PSI(4)-YMQA)
AIDR2=B(5)*(PSI(5)-YMDA)
AIDR2=B(5)*PSI(6)
TE2=PSI(4)*AIDR2-PSI(5)*AIQR2
WRP2=WR1+PSI(7)
IF (MT.EQ.0) GO TO 59
IF (MS.EQ.0) GO TO 58
C----> CALCULAR LA CORRIENTE DEL CAPACITOR
AIQC2=-PSI(11)/XC
AIDC2=PSI(10)/XC
C----> CALCULAR LAS CORRIENTES DE LINEA
AIQL2=AIDS2+AIQC2
AIDL2=AIDS2+AIDC2
GO TO 59
58
AIQC2=-PSI(11)/XC
AIDC2=PSI(10)/XC
AIQL2=AIDS2
AIDL2=AIDS2
59
NVA=1
IF (MT.EQ.0.AND.MY.EQ.1) GO TO 12
IF (MY.EQ.1.AND.ICONT.EQ.5) GO TO 12
IF (MY.EQ.1.AND.NT.EQ.1) GO TO 12
GO TO 116
C----> LLAMAR A LA SUBROUTINA QUE TRANSFORMA A VARIABLES DE FASE
12
CALL INVR (NR)
NR=1
116
NVA=1
C----> CALCULAR LOS VOLTAJES SEGUN EL TIPO DE PERTURBACION
GO TO (20,30,40,50), IDIST
C----> CALCULAR LOS VOLTAJES EN ESTADO ESTABLE
20
ETA1=DELTA+(W-WE)*TI
HETA1=DELTA+(W-WR-WE)*TI
VB(1)=VM*DCOS(ETA1)
VB(2)=VM*DSIN(ETA1)
VB(3)=0.
VB(4)=VM1*DCOS(BETA1)
VB(5)=VM1*DSIN(BETA1)
VB(6)=0.
IF (MT.EQ.0) GO TO 540
C----> CALCULAR EL VOLTAJE DE BARRA
ALFA1=(W-WE)*TI+FI5
VL(1)=V1*DCOS(ALFA1)
VL(2)=-V1*DSIN(ALFA1)
IF (MS.EQ.0) GO TO 55
VB(1)=VL(1)-DSI(8)/WB-A(6)*PSI(8)-A(2)*PSI(9)
VB(2)=DSI(9)/WB-VL(2)-A(2)*PSI(8)+A(6)*PSI(9)
PSI(10)=VB(1)
PSI(11)=VB(2)
GO TO 540
55
ANG1=HETA2+(W-WE)*TI
PSI(10)=V2*DCOS(ANG1)

```

```

- PS I(11)=-V2*DSIN(ANG1)
VB(1)=VL(1)-DSI(3)/WB-PSI(10)-A(6)*PSI(8)-A(2)*PSI(9)
VB(2)=DSI(9)/WB-VL(2)+PSI(11)-A(2)*PSI(8)+A(6)*PSI(9)
IF(MR.EQ.1) GO TO 88
GO TO 540
88 IF(TI.GT.TPER) GO TO 89
MAT=1
GO TO 540
89 IF(MAT.EQ.1) GO TO 117
GO TO 540
117 A(7)=-XC/XL
A(6)=RL/XL
MAT=MAT+1
P(2,1)=DCMPLX(0.00, XC)
VC=IC*P(2,1)
V2=CDABS(VC)
PSI(10)=V2*DCOS(ANG1)
PSI(11)=-V2*DSIN(ANG1)
GO TO 540
30 IF(TI.GT.TPER) GO TO 39
GO TO 20
C----> PRODUCIR EL CORTO-CIRCUITO
39 DD 531 I=1, NH1
531 VB(I)=0.
IF(WRP2.LT.0.) WRP2=0.
GO TO 540
C----> CALCULAR LOS VOLTAJES EN EL ARRANQUE
40 ETA2=TETA2+(W-WE)*TI
BETA2=DEL+(W-WR-WE)*TI
VB(1)=VM*DCOS(ETA2)
VB(2)=VM*DSIN(ETA2)
VB(3)=0.
VB(4)=VM1*DCOS(BETA2)
VB(5)=VM1*DSIN(BETA2)
VB(6)=0.
IF(MT.EQ.0) GO TO 540
ALFA2=ANG+(W-WE)*TI
VL(1)=V1*DCOS(ALFA2)
VL(2)=-V1*DSIN(ALFA2)
IF(MS.EQ.0) GO TO 57
VB(1)=VL(1)-DSI(3)/WB-A(6)*PSI(8)-A(2)*PSI(9)
VB(2)=DSI(9)/WB-VL(2)-A(2)*PSI(8)+A(6)*PSI(9)
PSI(10)=VB(1)
PSI(11)=VB(2)
GO TO 540
57 ANG2=TETA2+(W-WE)*TI
PSI(10)=V2*DCOS(ANG2)
PSI(11)=-V2*DSIN(ANG2)
VB(1)=VL(1)-DSI(3)/WB-PSI(10)-A(6)*PSI(8)-A(2)*PSI(9)
VB(2)=DSI(9)/WB-VL(2)+PSI(11)-A(2)*PSI(8)+A(6)*PSI(9)
GO TO 540
50 IF(TI.GT.TPER) GO TO 96
MAT=1
GO TO 20
96 IF(MAT.EQ.1) GO TO 97
TE=PSI(4)*AIOR2-PSI(5)*AIOR2
GO TO 20
C----> PRODUCIR VARIACION BRUSCA DE CARGA
97 TE=TE+TMF
MAT=MAT+1
GO TO 20
540 WRI=WRP2
TEI=TE2
A(4)=WRI-(W/WB)
A(5)=(W/WB)-WRI
IF(NR.EQ.1) GO TO 115
GO TO 177
C----> LLAMAR A LA SUBROUTINA QUE TRANSFORMA LOS VOLTAJES QDO A
C----> VOLTAJES DE FASE
115 CALL INVR5(NR)
177 NR=0
IF(MM.EQ.0) GO TO 122
IF(MT.EQ.1) GO TO 144
IF(MY.EQ.1) GO TO 123
GO TO 126
C----> IMPRIMIR RESULTADOS EN VARIABLES DE FASE SIN CAPACITORES
123 WRITE(3,124) TI,A(1),A(5),AIOR,VAS,WRI,TEI
124 FORMAT(' ',20X,6(F8.4,5X))
GO TO 121
C----> IMPRIMIR VARIABLES DE SALIDA EN COORDENADAS QDO. SIN CAPACIT

```

```

126 WRITE(3,541)TI,AIQS2,AIDS2,AIOS2,AIQR2,AIDR2,AIOR2,WRI,TEI,VD(1)
*VB(2)
541 FORMAT(' ',2X,11(F8.4,3X))
GO TO 121
144 IF(MY.EQ.1) GO TO 127
GO TO 128
127 IF(NT.EQ.1) GO TO 194
IF(ICONT.EQ.5) GO TO 194
GO TO 121
C----> IMPRIMIR RESULTADOS EN VARIABLES DE FASE CON CAPACITORES
194 WRITE(3,129)TI,AIIL,AIIC,AIIS,AIIR,VAS,VLS,WRI,TEI
129 FORMAT(' ',3X,9(F8.4,4X))
IF(NT.EQ.1) GO TO 121
ICONT=0
GO TO 121
128 IF(NT.EQ.1) GO TO 151
IF(ICONT.EQ.5) GO TO 151
GO TO 121
C----> IMPRIMIR VARIABLES DE SALIDA EN COORDENADAS Q,D,0. CON CAPACITORES
151 WRITE(3,541)TI,AIQS2,AIDS2,AIQL2,AIDL2,AIOC2,AIOC2,WRI,TEI,VB(1)
*VL(1)
IF(NT.EQ.1) GO TO 121
ICONT=0
GO TO 121
122 NVA=1
IF(MY.EQ.1) GO TO 170
IF(MT.EQ.0) GO TO 152
IF(NT.EQ.1) GO TO 152
IF(ICONT.EQ.5) GO TO 152
GO TO 121
C----> ALMACENAR EN ARREGLO LAS VARIABLES DE SALIDA
152 KD=KD+1
C----> ALMACENAR EN ARREGLO LAS VARIABLES EN EJES Q,D,0
FIG(1,KD)=AIQS2*LA
FIG(2,KD)=AIDS2*LB
FIG(5,KD)=WRI*LF
FIG(6,KD)=TEI*LI
FIG(7,KD)=VB(1)*LJ
FIG(8,KD)=VB(2)*LL
IF(MT.EQ.1) GO TO 110
FIG(3,KD)=AIQR2*LC
FIG(4,KD)=AIDR2*LD
GO TO 121
110 FIG(3,KD)=AIQL2*LC
FIG(4,KD)=AIDL2*LD
FIG(9,KD)=AIOC2*LL
FIG(10,KD)=AIOC2*LM
FIG(11,KD)=PSI(10)*LN
FIG(12,KD)=PSI(11)*LN
IF(NT.EQ.1) GO TO 121
ICONT=0
GO TO 121
170 IF(MT.EQ.0) GO TO 196
IF(NT.EQ.1) GO TO 196
IF(ICONT.EQ.5) GO TO 196
GO TO 121
196 KD=KD+1
AIIR=-AIIR
C----> ALMACENAR EN ARREGLO LAS VARIABLES DE FASE
FIG(1,KD)=AIIS*LA
FIG(2,KD)=AIIR*LA
FIG(3,KD)=VAS*LJ
FIG(4,KD)=TEI*LI
FIG(5,KD)=WRI*LF
GO TO 197
199 FIG(6,KD)=AIIL*LC
FIG(7,KD)=AIIC*LD
FIG(8,KD)=VCS*LJ
GO TO 121
197 IF(MT.EQ.0) GO TO 121
IF(NT.EQ.1) GO TO 199
ICONT=0
GO TO 199
121 IF(TI.LT.TF) GO TO 7
IF(MM.EQ.1) GO TO 100
IF(MY.EQ.1) GO TO 185
C----> GRAFICAR VARIABLES DE SALIDA
C----> GRAFICAR VARIABLES EN EJES Q,D,0
WRITE(3,234)
234 FORMAT(/,35X,'GRAFICOS EN COORDENADAS Q D 0',/34X,32(' '))

```

```

C---> GRAFICAR LAS CORRIENTES DEL MOTOR
      WRITE(3,130)
130  FORMAT(///35X,'GRAFICO DE CORRIENTES',/34X,22('*'))
      WRITE(3,131)
131  FORMAT(///35X,'CORRIENTE IQS',/34X,16('*'))
      WRITE(3,200)LA
      CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
      KK=KK+1
      WRITE(3,132)
132  FORMAT(///35X,'CORRIENTE IDS',/34X,16('*'))
      WRITE(3,200)LB
      CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
      KK=KK+1
      IF(MT.EQ.1) GO TO 222
      WRITE(3,133)
133  FORMAT(///35X,'CORRIENTE IQR',/34X,16('*'))
      WRITE(3,200)LC
      CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
      KK=KK+1
      WRITE(3,134)
134  FORMAT(///35X,'CORRIENTE IDR',/34X,16('*'))
      WRITE(3,200)LD
      CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
      KK=KK+1
C---> GRAFICAR LA VELOCIDAD.
225  WRITE(3,135)
135  FORMAT(///35X,'GRAFICO DE LA VELOCIDAD ANGULAR',/34X,35('*'))
      WRITE(3,200)LF
      NC=100
      CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
      KK=KK+1
C---> GRAFICAR EL TORQUE
      WRITE(3,136)
136  FORMAT(///35X,'GRAFICO DEL TORQUE ELECTROMAGNETICO',/34X,
* 37('*'))
      WRITE(3,200)LI
      NC=50
      CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
      KK=KK+1
C---> GRAFICAR LOS VOLTAJES DEL MOTOR
      WRITE(3,137)
137  FORMAT(///35X,'GRAFICO DE LOS VOLTAJES',/34X,24('*'),///)
      WRITE(3,138)
138  FORMAT(///35X,'VOLTAJE VMO',/34X,13('*'))
      WRITE(3,200)LJ
      CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
      KK=KK+1
      WRITE(3,139)
139  FORMAT(///35X,'VOLTAJE VMD',/34X,13('*'))
      WRITE(3,200)LL
      CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
      IF(MT.EQ.1) GO TO 226
      GO TO 100
C---> GRAFICAR LAS CORRIENTES DE LINEA
222  WRITE(3,223)
223  FORMAT(///35X,'CORRIENTE IQL',/34X,16('*'))
      WRITE(3,200)LC
      CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
      KK=KK+1
      WRITE(3,224)
224  FORMAT(///35X,'CORRIENTE IDL',/34X,16('*'))
      WRITE(3,200)LD
      CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
      KK=KK+1
      GO TO 225
226  KK=KK+1
C---> GRAFICAR LAS CORRIENTES DEL CAPACITOR
      WRITE(3,227)
227  FORMAT(///35X,'CORRIENTE IOC',/34X,16('*'))
      WRITE(3,200)LE
      CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
      KK=KK+1
      WRITE(3,228)
228  FORMAT(///35X,'CORRIENTE IDC',/34X,16('*'))
      WRITE(3,200)LF
      CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
      KK=KK+1
C---> GRAFICAR LOS VOLTAJES DEL CAPACITOR
      WRITE(3,229)
229  FORMAT(///35X,'VOLTAJE VCO',/34X,14('*'))

```

640

```

WRITE(3,200)LN
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
KK=KK+1
WRITE(3,231)
FORMAT(//35X,'VOLTAJF VCD',/34X,14('**'))
WRITE(3,200)LN
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
GD 1,1 100
C----> GRAFICAR VARIABLES DE FASE
195 WRITE(3,220)
FORMAT(//35X,'GRAFICDS EN VARIABLES DEALS',/34X,30('**'))
220 WRITE(3,130)
GRAFICAR LA CORRIENTE DEL ESTATOR
C----> WRITE(3,181)
FORMAT(//35X,'CORRIENTE DEL ESTATOR',/34X,23('---'))
181 WRITE(3,200)LA
FORMAT(//35X,'FACTOR DE ESCALA',15,/34X,18('---'),//)
200 CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
KK=KK+1
C----> GRAFICAR LA CORRIENTE DEL ROTOR
199 WRITE(3,182)
FORMAT(//35X,'CORRIENTE DEL ROTOR',/34X,21('---'))
199 WRITE(3,200)LA
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
KK=KK+1
C----> GRAFICAR EL VOLTAJF DEL ESTATOR
183 FORMAT(//35X,'VOLTAJF DEL ESTATOR',/34X,21('---'))
WRITE(3,200)LJ
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
KK=KK+1
WRITE(3,136)
WRITE(3,200)LI
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
KK=KK+1
WRITE(3,175)
WRITE(3,200)LF
NC=100
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
WRITE(3,100)
FORMAT(//35X,'CORRIENTE DE LINEA DE FASE
101 WRITE(3,191)
FORMAT(//35X,'CORRIENTE DE LINEA',/34X,20('---'))
WRITE(3,200)LC
KK=KK+1
NC=50
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
KK=KK+1
C----> GRAFICAR LA CORRIENTE DEL CAPACITOR DE FASE
192 WRITE(3,192)
FORMAT(//35X,'CORRIENTE DEL CAPACITOR',/34X,24('---'))
WRITE(3,200)LD
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
KK=KK+1
C----> GRAFICAR FL VOLTAJF DE FASE DEL CAPACITOR
195 WRITE(3,195)
FORMAT(//35X,'VOLTAJF DEL CAPACITOR',/34X,23('---'))
WRITE(3,200)LJ
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
100 STOR
END

```

```

SUBROUTINE CONDI
IMPLICIT REAL*8(A-H,O-Z)
INTEGER*2 V11/'WE'/,V21/'WR'/,V31/'O'/
DIMENSION FIG(15,300),B(8),A(20),AI(8),PSI(20),V(8),VR(8),
*PHI(8),AII(8),DSI(30),Y(100),Z(100),PSII(20),AIL(6),AIC(6),VL(
*DCMPLX*16P(4,6),Z1,Z2,AIS,AIR,IS,IR,SUM,IL,IC,VA,VC,ZS(2,2)
COMMON VH,VL,V2,AIQS2,AIDS2,AIOR2,AIDR2,AIQL2,AIDL2,AIQC2,AIDC
*WRP2,W,WB,WE,WR,DELTA,DEL,ETAL,TETA2,THETA1,THETA2,THETA3,THET
*THFT,AS,THETA6,AIS,AIR,AIL,AIC,VA,VL,VCS,VCS,AI,AII,AIIL,AIIC,AI
*AIR,ZS,ZC,RC,IS,IL,IC,XCS,S
COMMON XIS,XIR,XM,PS,RR,VM,VM1,H,FB,TF,TMF,X,A,B,P,AIQS,AIDS,A
*AIOR,AIDR,AIOR,TE,WRI,XMQ,XMD,YMQ,YMD,YMQA,YMDA,IDIST,MJ,MM,MR
COMMON XC,XL,RL,AIQL,AIDL,AIQC,AIDC,V1,MT,MS,MX,MY,FIS,ANG
COMMON/PSAT/PI,P2,YC,II
COMMON/SAT/R1,R2,YS,IJ
COMMON N,NH,PSI,PSII,DSI,TI,ST,HX,NH1
RK=RR/S
IF (IDIST.EQ.3.AND.MT.EQ.0) GO TO 5
7 VMX=VM*DCOS(DELTA)
  VMY= VM*DSIN(DELTA)
  GO TO 26
5 DELTA=DEL
  GO TO 7
26 P(1,1)=DCMPLX(RS,XIS)
  P(1,2)=DCMPLX(0,D0,XM)
  P(1,3)=DCMPLX(VMX,VMY)
  P(2,1)=DCMPLX(0,D0,XC)
  P(2,2)=DCMPLX(RK,XIR)
  P(2,3)=DCMPLX(-RL,XL)
  V1X=V1*DCOS(ANG)
  V1Y= V1*DSIN(ANG)
  P(3,1)=DCMPLX(V1X,V1Y)
  WR=1-S
  W1=WR*WE
C----> ELEGIR LA REFERENCIA DE LOS EJES ARBITRARIOS
  IF (MJ)1,2,3
C----> REFERENCIA SINCRONICA
1 W=WE
  GO TO 14
C----> REFERENCIA ROTORICA
2 W=W1
  GO TO 14
C----> REFERENCIA FIJA EN EL ESTATOR
3 I=0.
14 SUM=(0.,1.)
C----> ALMACENAR EN VECTORES LOS COEFICIENTES DE LAS
C----> ECUACIONES DIFERENCIALES
XMQ=1./((1./XM)+(1./XIS)+(1./XIR))
XMQ=XMQ
B(1)=(XIS-XMQ)/(XIS**2)
B(2)=XMQ/(XIS*XIR)
B(3)=1./XIS
B(4)=(XIR-XMQ)/(XIR**2)
B(5)=1./XIR
A(1)=RS/XIS
A(2)=W/WB
A(3)=RR/XIR
A(4)=WR-(W/WE)
A(5)=(W/WB)-WR
A(6)=RL/XL
A(7)=-XC/XL
A(10)=XMQ/XIS
A(11)=XMQ/XIR
A(12)=XMQ/XM
TL=0.
GO TO (4,4,6,4),IDIST
4 MAT=0
  WRITE(3,28)
28 FORMAT(//,' ',35X,'CORRIENTES INICIALES',/34X,22(' '),//)
C----> CALCULAR LAS CORRIENTES INICIALES DE LA MAQUINA
Z1=P(1,1)*P(2,2)+P(1,1)*P(1,2)+P(2,2)*P(1,2)
Z2=P(2,2)+P(1,2)
IS=P(1,3)*Z2/Z1
IR=-IS*P(1,2)/Z2
C----> CALCULAR EL ANGULO DE LA CORRIENTE DEL ESTATOR
REST=IS*SUM
XI=IS
YI=-REST
THETA1=DATAN2(YI,XI)
C----> CALCULAR EL ANGULO DE LA CORRIENTE DEL ROTOR

```

```

ARE=IR*SUM-
X2=IR
Y2=-ARE
THETA2=DATAN2(Y2,X2)
AI(1)=CDABS(IS)
AI(2)=CDABS(IR)
PHI(1)=57.2958*THETA1
PHI(2)=57.2958*THETA2
IF(MJ)9,10,11
C----> IMPRIMIR LAS CORRIENTES INICIALES DEL ROTOR Y ESTATOR
9 WRITE(3,30)AI(1),PHI(1),AI(2),PHI(2),V11
30 FORMAT(30X,' IS=',F10.5,10X,'PHI(1)=' ,F10.5, //30X,' IR=',F10.5
* ,10X,'PHI(2)=' ,F10.5,10X,'W=' ,A3, //)
GO TO 12
10 WRITE(3,30) AI(1),PHI(1),AI(2),PHI(2),V21
GO TO 12
11 WRITE(3,30)AI(1),PHI(1),AI(2),PHI(2),V31
12 TI=0.
WRI=WR
FI1=PHI(1)/57.2958
FI2=PHI(2)/57.2958
C TRANSFORMACION A COORDENADAS Q,D,0
WR=W1
ETA=(W-WE)*TI
BETA=(W-WR-WE)*TI
C----> TRANSFORMAR LAS CORRIENTES A COORDENADAS Q,D,0
AII(1)=AI(1)*DCOS(ETA+FI1 + DELTA)
AII(2)=-AI(1)*DSIN(ETA+FI1 + DELTA)
AII(3)=0.
AII(4)=AI(2)*DCOS(BETA+FI2 + DELTA)
AII(5)=-AI(2)*DSIN(BETA+FI2+DELTA)
AII(6)=0.
C----> VOLTAJES EN COORDENADAS Q,D,0
V(1)=VM*DCOS(ETA+DELTA)
V(2)=VM*DSIN(ETA+DELTA)
V(3)=0.
V(4)=VM1*DCOS(BETA+DELTA)
V(5)=VM1*DSIN(BETA+DELTA)
V(6)=0.
510 DO 510 I=1,NH1
VB(I)=V(I)
YMQ=XM*(AII(1)+AII(4))
YMD=XM*(AII(2)+AII(5))
C----> INTRODUCIR LA SATURACION INICIAL
MAN=0
CALL SATINI (YMQ,YMD,YMS,MAN)
YMQA=YMS
MAN=1
CALL SATINI (YMQ,YMD,YMS,MAN)
YMDA=YMS
C----> CALCULAR LAS CONCATENACIONES DE FLUJO
PSI(1)=X1S*AII(1)+YMQA
PSI(2)=X1S*AII(2)+YMDA
PSI(3)=X1S*AII(3)
PSI(4)=X1R*AII(4)+YMQA
PSI(5)=X1P*AII(5)+YMDA
PSI(6)=X1R*AII(6)
C----> CALCULAR LAS CORRIENTES EN FUNCION DE LAS
C----> CONCATENACIONES DE FLUJO
AIQS=B(3)*(PSI(1)-YMQA)
AIDS=B(3)*(PSI(2)-YMDA)
AIQS=B(3)*PSI(3)
AIQR=B(5)*(PSI(4)-YMQA)
AIDR=B(5)*(PSI(5)-YMDA)
AIQR=B(5)*PSI(6)
TE=PSI(4)*AIDR-PSI(5)*AIQR
PSI(7)=PSI(4)*(B(5)*(PSI(5)-YMDA))-PSI(5)*(B(5)*(PSI(4)-YMQA)
IF(MT.EQ.0) GO TO 81
C----> MODELO CON CAPACITORES
IF(MS.EQ.0) GO TO 33
C----> CALCULAR LAS CONDICIONES INICIALES PARA CAPACITORES EN PARAL
IC=P(1,3)/P(2,1)
IL=IS+IC
VA=IL*P(2,3)+P(1,3)
TETA2=0.
V2=VM
GO TO 43
C----> CALCULAR LAS CONDICIONES INICIALES PARA CAPACITORES EN SERIE
33 NVA=1
IL=IS

```

```

IC=IS
IF(MR.EQ.1) GO TO 41.
VC=IC*P(2,1).
GO TO 42
41 Z1=P(2,1)*RC/(RC+P(2,1))
ZS(1,1)=Z1
ATC= Z1*SUM
XCS=-ATC
ZS(1,2)=DCMPLX(0.D0,XCS)
P(2,1)=ZS(1,2)
VC=IC*ZS(1,2)
42 NVA=1
VA=IS*(P(2,3)+P(2,1))+P(1,3)
V2=CDABS(VC)
C----> CALCULAR EL ANGULO DEL VOLTAJE DEL CAPACITOR
RET=VC*SUM
X6=VC
Y6=-RET
TETA2=DATAN2(Y6,X5)
43 NVA=1
V1=CDABS(VA)
AI(3)=CDABS(IL)
AI(4)=CDABS(IC)
C----> CALCULAR EL ANGULO DE LA CORRIENTE DE LINEA
RES=IL*SUM
X3=IL
Y3=-RES
THETA3=DATAN2(Y3,X3)
C----> CALCULAR EL ANGULO DE LA CORRIENTE DEL CAPACITOR
AREST=IC*SUM
X4=IC
Y4=-AREST
THETA4=DATAN2(Y4,X4)
C----> CALCULAR EL ANGULO DEL VOLTAJE DE BARRA
REP=VA*SUM
X5=VA
Y5=-REP
THETA5=DATAN2(Y5,X5)
PHI(3)=57.2958*THETA3
PHI(4)=57.2958*THETA4
PHI(5)=57.2958*THETA5
PHI(6)=57.2958*THETA2
C----> IMPRIMIR : VOLTAJE DE LINEA, CORRIENTES DE LINEA Y DEL
C----> CAPACITOR CON SUS ANGULOS CORRESPONDIENTES
WRITE(3,23)V1,PHI(5),AI(3),PHI(3),AI(4),PHI(4)
23 FORMAT(///35X,'VOLTAJE DE LINEA',/34X,18(' '),/30X,'VL=',F10.5
*10X,'PHI(5)=' ,F10.5,///35X,'CORRIENTE DE LINEA',/34X,20(' '),//
*,'IL=' ,F10.5,10X,'PHI(3)=' ,F10.5,///35X,'CORRIENTE DEL CAPACIT
*/34X,25(' '),/30X,'IC=' ,F10.5,10X,'PHI(4)=' ,F10.5,/)
C----> IMPRIMIR EL VOLTAJE Y ANGULO DEL CAPACITOR
WRITE(3,350) V2,PHI(6)
FI3=PHI(3)/57.2958
FI4=PHI(4)/57.2958
FI5=PHI(5)/57.2958
C----> TRANSFORMAR A COORDENADAS 0,D,0 EL VOLTAJE Y LA CORRIENTE DE L
ALFA=(W-WE)*TI
VL(1)=V1*DCOS(ALFA+FI5)
VL(2)=-V1*DSIN(ALFA+FI5)
AIL(1)=AI(3)*DCOS(ALFA+FI3)
AIL(2)=-AI(3)*DSIN(ALFA+FI3)
C----> TRANSFORMAR A EJES Q,D,0 LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE DEL CAPACIT
AIC(1)=AI(4)*DCOS(ALFA+FI4)
AIC(2)=-AI(4)*DSIN(ALFA+FI4)
PSI(8)=XL*AIL(1)
PSI(9)=XL*AIL(2)
AIOL =PSI(8)/XL
AIDL =PSI(9)/XL
IF(MS.EQ.0) GO TO 36
PSI(10)=V(1)
PSI(11)=V(2)
AIQC =PSI(8)/XL-B(3)*(PSI(1)-YMQA)
AIDC =PSI(9)/XL-B(3)*(PSI(2)-YMDA)
GO TO 8
36 NVA=1
ANG=TETA2+(W-WE)*TI
PSI(10)=V2*DCOS(ANG)
PSI(11)=-V2*DSIN(ANG)
AIQC=AIC(1)
AIDC=AIC(2)
GO TO 8

```

```

C      CONDICIONES INICIALES PARA ARRANQUE
C----> TRANSITORIO DE ARRANQUE
6      TI=0.
      WR=0.
      WRI=0.
      A(4)=WR-(W/WB)
      A(5)=(W/WB)-WR
80     DO 80 I=1,NH
      PSI(I)=0.
      AI(1)=0.
      AI(2)=0.
      WRITE(3,35)
35     FORMAT(/, ' ',35X, 'LAS CORRIENTES INICIALES SON',///)
      IF(MJ)15,16,17
15     WRITE(3,40)AI(1),AI(2),V11
40     FORMAT(30X, 'AI(1)=' ,F10.5,10X, 'AI(2)=' ,F10.5,10X, 'W=' ,A3,///)
      GO TO 18
16     WRITE(3,40)AI(1),AI(2),V21
      GO TO 18
17     WRITE(3,40)AI(1),AI(2),V31
18     YMO=0.
      YMD=0.
      YMOA=0.
      YMDA=0.
C----> LAS CORRIENTES INICIALES DE ARRANQUE SON CERO
      AIOS=0.
      AIDS=0.
      AIOS=0.
      AIOR=0.
      AIDR=0.
      AIOR=0.
      TE=0.
C----> CALCULAR LOS VOLTAJES INICIALES DE ARRANQUE
      ETA=DEL+(W-WE)*TI
      BETA=DEL+(W-WR-WE)*TI
      V(1)=VM*DCOS(ETA)
      V(2)=VM*DSIN(ETA)
      V(3)=0.
      V(4)=VM1*DCOS(BETA)
      V(5)=VM1*DSIN(BETA)
      V(6)=0.
      DO 125 I=1,NH1
125    VB(I)=V(I)
      IF(MT.EQ.0) GO TO 81
C----> MODELO CON CAPACITORES
C----> CONDICIONES INICIALES EN ARRANQUE PARA CAPACITORES EN PARALELO
      IF(MX.EQ.0) GO TO 73
      IF(MS.EQ.0) GO TO 74
75     AIOL=0.
      AIDL=0.
      AIOC=0.
      AIDC=0.
      TETA2=0.
      ALFA=ANG+(W-WE)*TI
      VL(1)=V1*DCOS(ALFA)
      VL(2)=-V1*DSIN(ALFA)
      GO TO 8
C----> CONDICIONES INICIALES EN ARRANQUE PARA CAPACITORES EN SERIE
74     NVA=1
C----> VOLTAJE DE BARRA IGUAL AL VOLTAJE DEL MOTOR
      ALFA=ANG+(W-WE)*TI
      VB(1)=V1*DCOS(ALFA)
      VB(2)=-V1*DSIN(ALFA)*(-1)
      GO TO 75
73     IF(MS.EQ.0) GO TO 76
C----> CAPACITORES EN PARALELO
      IL=P(3,1)/(P(2,1)+P(2,3))
      VC=IL*P(2,1)
      VM=CDABS(VC)
      V2=VM
      GO TO 77
76     NVA=1
C----> CAPACITORES EN SERIE
      IL=(P(3,1)-P(1,3))/(P(2,1)+P(2,3))
      VC=IL*P(2,1)
      V2=CDABS(VC)
77     NVA=1
      RSA=IL*SUM
      X1=IL
      Y1=-RSA

```

```

    THETA3=DATAN2(Y1,X1)
    ASA=VC*SUM.
    X2=VC
    Y2=-ASA
    TETA2=DATAN2(Y2,X2)
    DELTA=TETA2
    AI(3)=CDARS(IL)
    PHI(6)=57.5859*TETA2
    WRITE(3,350) V2,PHI(6)
350  FORMAT(/,35X,'VOLTAJE DEL CAPACITOR',/34X,23('-'),/30X,'VC=',
    *F10.4,10X,'ANG=',F10.5,/)
    ETA=DEL+TETA2+(W-WE)*TI
    ALFA=ANG+(W-WE)*TI
    AIL(1)=AI(3)*DCOS(ALFA+THETA3)
    AIL(2)=-AI(3)*DSIN(ALFA+THETA3)
    VL(1)=V1*DCOS(ALFA)
    VL(2)=-V1*DSIN(ALFA)
    VB(1)=VM*DCOS(ETA)
    VB(2)=VM*DSIN(ETA)
    IF(MS.EQ.0) GO TO 78
    GO TO 8
78  ANGL=TETA2+(W-WE)*TI
    PSI(10)=V2*DCOS(ANGL)
    PSI(11)=-V2*DSIN(ANGL)
    GO TO 8
81  FI5=0.
    TETA2=C.
8   RETURN
    END

```

1050

```

SUBROUTINE SATINI (YMQ,YMD,YMS,MAN)
C----> SUBROUTINA QUE INTRODUCE LA SATURACION INICIAL
IMPLICIT REAL*8(A-H,O-Z)
COMMON/SAT/R1,R2,YS,IJ
IF (MAN.EQ.1) GO TO 3
YM=YMQ
GO TO 4
3  YM=YMD
4  IF (YM.LT.YS) GO TO 5
GO TO 6
5  YMS=YM
RETURN
6  YMS=R1*YM-R2
RETURN
END

```

1065

```

SUBROUTINE SATURA (YMQA,YMDA,DXI,MAN)
C----> SUBROUTINA QUE INTRODUCE LA SATURACION.
IMPLICIT REAL*8(A-H,O-Z)
COMMON/PSAT/P1,P2,YC,II
IF (MAN.EQ.1) GO TO 3
YEX=YMQA
YM=DABS(YEX)
GO TO 4
3  YEX1=YMDA
YM=DABS(YEX1)
4  IF (YM.LT.YC) GOTO 5
GO TO 6
5  DXI=0.
RETURN
6  DXI=P1*YM-P2
RETURN
END

```

```

FUNCTION RUNGE(N,PSI,DSI,TI,HH,H4,H,M)
C---->  FUNCTION RUNGE-KUTTA DE CUARTO ORDEN.
      IMPLICIT REAL*8(A-H,O-Z)
      INTEGER RUNGE
      REAL*8 PSI,DSI,TI,HH,H4,WF,H
      DIMENSIONY(100),Z(100),PSI(20),DSI(30)
      M=M+1
      GO TO (4,5,6,7,8),M
C---->  PASO 2
5      DO 10 J=1,N
      Y(J)=PSI(J)
      Z(J)=DSI(J)
10     PSI(J)=Y(J)+0.5*HH*DSI(J)
25     TI=TI+0.5*HH
      RUNGE=2
      RETURN
C---->  PASO 1
4      RUNGE=1
      RETURN
C---->  PASO 3
6      DO 15 J=1,N
      Z(J)=Z(J)+2.0*DSI(J)
15     PSI(J)=Y(J)+0.5*HH*DSI(J)
      RUNGE=2
      RETURN
C---->  PASO 4
7      DO 20 J=1,N
      Z(J)=Z(J)+2.0*DSI(J)
20     PSI(J)=Y(J)+HH*DSI(J)
      GO TO 25
C---->  PASO 5
8      DO 30 J=1,N
30     PSI(J)=Y(J)+{(Z(J)+DSI(J))*HH/6,
      M=0
      RUNGE=3
      RETURN
      END

```

```

SUBROUTINE INVRS (NR)
C----> SUBROUTINA QUE TRANSFORMA A VARIABLES DE FASE.
      IMPLICIT REAL*8(A-H,O-Z)
      DIMENSION FIG(15,300),B(8),A(20),AI(8),PSI(20),V(8),VB(8),
*PHI(8),AII(8),DSI(30),Y(100),Z(100),PSII(20),AIL(6),AIC(6),VL(6)
      COMPLEX*16P(4,6),Z1,Z2,AIS,AIR,IS,IR,SUM,IL,IC,VA,VC,ZS(2,2)
      COMMON VB,VL,V2,AIOS2,AIDS2,AIQR2,AIDR2,AIQL2,AIDL2,AIQC2,AIDC2
*WRP2,W,WB,WE,WR,DELTA,DEL,ETAL,TETA2,THETA1,THETA2,THETA3,THETA
*THETA5,THETA6,AIS,AIR,AIL,AIC,VAS,VLS,VCS,AI,AII,AIIL,AIIC,AI
*AIIR,ZS,ZC,RC,IS,IL,IC,XCS,S
      COMMON XIS,XIR,XM,RS,RR,VM,VM1,H,FB,TF,TMF,X,A,B,P,AIOS,AIDS,A
*AIOR,AIDR,AIOR,TE,WRI,XMQ,XMD,YMO,YMD,YMOA,YMDA,IDIST,MJ,MM,MR
      COMMON XC,XL,RL,AIQL,AIDL,AIQC,AIDC,V1,MT,MS,MX,MY,FIS,ANG
      COMMON/PSAT/P1,P2,YC,II
      COMMON/SAT/R1,R2,YS,IJ
      COMMON N,NH,PSI,PSII,DSI,TI,ST,HX,NH1
      IF(NR.EQ.1) GO TO 5
      WR=WRP2*WF
      ETA=W*TI
      BETA=(W-WP1)*TI
C----> TRANSFORMAR LAS CORRIENTES. DEL MOTOR.
      AIS=AIOS2*DCOS(ETA)+AIDS2*DSIN(ETA)
      AIR=AIQR2*DCOS(BETA)+AIDR2*DSIN(BETA)
      GO TO 6
5      ETA1=W*TI
C----> TRANSFORMAR A VARIABLE DE FASE EL VOLTAJE DEL MOTOR
      VAS=VB(1)*DCOS(ETA1)+VB(2)*DSIN(ETA1)
      IF(MT.EQ.0) GO TO 8
      GO TO 7
6      IF(MT.EQ.0) GO TO 8
      ALFA=W*TI
      ALFA1=W*TI
C----> TRANSFORMAR LAS CORRIENTES DE LINEA Y DEL CAPACITOR
      AIIL=AIQL2*DCOS(ALFA)+AIDL2*DSIN(ALFA)
      AIC=AIQC2*DCOS(ALFA1)+AIDC2*DSIN(ALFA1)
      GO TO 8
7      ALFA2=W*TI
C----> TRANSFORMAR A VARIABLES DE FASE LOS VOLTAJES. DE LINEA Y DEL C
      VLS=VL(1)*DCOS(ALFA2)+VL(2)*DSIN(ALFA2)
      VCS=PSI(10)*DCOS(ALFA2)+PSI(11)*DSIN(ALFA2)
8      RETURN
      END

```

```

SUBROUTINE GRAFO(FIG,NC,M,NPUN)
C--->SUBROUTINA DE GRAFICACION
      IMPLICIT REAL*8(A-H,O-Z)
      DIMENSION FIG(15,300),LINEA(101),ORD(11),JSIM(15)
      DATA JSIM/15*'*/JN,JP,JI,JNAD,JSU/'-','+', 'I', ' ', '5'/'
      DO 11 J=1,101
      LINEA(J)=JNAD
11      CONTINUE
      N=0
      DO 12 I=1,11
      ORD(I)=10*I-110+NC
C--->  ESCRIBIR LA ESCALA DE LAS ORDENADAS
      WRITE(3,30)(ORD(I),I=1,11)
30      FORMAT(1X,11(F6.1,4X))
      GO TO 14
13      IF(N/10-(N-1)/10)17,17,14
C--->  CONSTRUIR LAS LINEAS DE LAS ORDENADAS
14      MN=0
      DO 15 I=1,10
      MN=MN+1
      LINEA(MN)=JP
      DO 15 KI=1,9
      MN=MN+1
15      LINEA(MN)=JN
      LINEA(101)=JP
      IF(N)19,16,19
16      WRITE(3,31)N,LINEA
31      FORMAT(1X,I4,101A1)
      GO TO 28
C--->  CONSTRUIR LA PRIMERA LINEA DE LAS ABCISAS
17      DO 18 I=1,101,10
18      LINEA(I)=JI
19      DO 24 I=M,M
      XNS=NC
      JPOS=FIG(I,N)+101.49999-XNS
      IF(JPOS-101)20,23,21
20      IF(JPOS)22,22,23
21      LINEA(101)=JSU
      GO TO 24
22      LINEA(I)=JSU
      GO TO 24
23      LINEA(JPOS)=JSIM(I)
24      CONTINUE
C--->  IMPRIMIR LOS DATOS SE LA LINEA
      IF(N/10-(N-1)/10)27,27,25
25      WRITE(3,32)N,LINEA,FIG(M,N)
32      FORMAT(1X,I4,101A1,1X,1PE12.5)
      GO TO 28
27      WRITE(3,34)LINEA,FIG(M,N)
34      FORMAT(5X,101A1,1X,F12.5)
28      DO 29 I=1,101
29      LINEA(I)=JNAD
      N=N+1
      IF(N-NPUN)13,13,40
40      RETURN
      END

```

APENDICE B

CALCULO DEL ALIMENTADOR

El alimentador se consideró desde la mesa de trabajo N^o 11 del Laboratorio de Máquinas de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, hasta el Tablero principal de llegada.

Mesa N^o 11 → Tablero de Control del Laboratorio.

Conductor N^o 10 AWG, diámetro 2.3 mm longitud 30 metros.

Tablero de Control → AEIE (Tablero) del Laboratorio

2 Conductores N^o 2 diámetro 6.5 mm. longitud 20 metros.

AEIE → Transformador

2 Conductores N^o 2/0, longitud 12 metros.

CARACTERISTICAS DEL TRANSFORMADOR:

ELIN

CONEXION DY5

170 KVA

ALTA 6300 - 6150 V

6000 - 5700 V

BAJA 231 - 133 V

IMPEDANCIA 3.95%

Se utilizó el autotransformador, cuyas especificaciones se hallan en el apéndice C, para obtener 220 voltios de voltaje nominal de la máquina. Para obtener su impedancia, se realizó una prueba de corto-circuito en el tap correspondiente, a las prácticas, cuyos resultados son:

$$P = 52 \text{ W}$$

$$V = 4.2 \text{ V}$$

$$I = 16 \text{ amp.}$$

Realizando los cálculos respectivos se obtiene:

	R ohms/fase	X ohms/fase
Nº 10 AWG	0.1161	-----
Nº 2 AWG	0.0061	0.0016
Nº 2/0	0.0018	0.0009
Transformador	0.002	0.0099.
Autotransformador	0.203125	0.16627
Impedancia del alimentador	$Z = 0.329125 + j$	0.17867 ohms/fase

$$\text{En por unidad } Z = 0.006046 + j 0.003282$$

APENDICE C

EQUIPO UTILIZADO

Motor de Inducción

CETEL Bruxelles

V 220 - 380 A 7 - 4.04 rpm 1800

CV 2 Fases 3 Hz 60

Motor de Continua:

CETEL Bruxelles

V 110 A 22.7 rpm 1800

CV - W 2500

Capacitores:

CETEL Bruxelles N° 12

V 220 VA 5.8 Hz 60

V 380 VA 3.35 Hz 60

Carga - Monofásica:

CETEL Bruxelles N° 3

V 110 VA 18.2 Hz 60

Autotransformador:

ZENIT N° 7703

INPUT 115 x 3 V 50 - 60 Hz

OUTPUT 0 - 115 x 3 V 16 A.

- 3 pulsantes
- 2 contactores de 220 V Ac
- 1 Reóstato de campo de 357 ohms, 1.1 amp.
- 3 resistencias 3.3 ohms, 9 amp, para señal de osciloscopio
- 1 vatímetro 5, 25 amp; 120, 240 V; $\cos \phi$ 0.2 para pruebas de corto-circuito y circuito abierto
- 1 transformador de relación 1/1 para aislamiento del osciloscopio
- 1 osciloscopio TEKTRONIX, tipo 564 B, con auto-erase
- 1 tacómetro electromagnético
- 1 rectificador de onda completa para tacómetro
- 1 cámara fotográfica para osciloscopio TEKTRONIX; rollo polaroid 667 blanco y negro.
- 2 voltímetros 65, 135, 260 V, clase 0.5
- 3 amperímetros 12, 24 A, clase 0.5

Para obtener los datos de la curva de magnetización de la máquina se utilizó el siguiente equipo:

- 1 voltímetro 300, 750 V
- 1 amperímetro 0.6, 1.2, 3, 6 amp. que luego es corto-circuitado
- 1 amperímetro de 12, 24 amp.

B I B L I O G R A F I A

- 1.- KRAUSE. P.C., and THOMAS C.H. "Simulation of Symmetrical Induction Machinery", IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-84, p.p. 1038 - 1053, November 1965.
- 2.- TOAPANTA MILTON "Estado Transitorio del Motor de Inducción" E.P.N. Quito, 1977.
- 3.- POVEDA MENTOR ING. "Apuntes de clases de Máquinas Eléctricas III", E.P.N., Quito 1981.
- 4.- SEELY S. "Electromechanical Energy Conversion" Mc. Graw-Hill Book Company, Inc. N.Y. 1962
- 5.- THALER, GEORGE J, WILCOX, HILTON, "Máquinas Eléctricas" Ed. Limusa, México 1974.
- 6.- FITZGERALD. A.E., KINGSLEY. "Electric Machinery". Ed. Mc.Graw-Hill Book Company. Tokio 1961.
- 7.- MANUEL CORTES CHERTA. "Curso Moderno de Máquinas Eléctricas Rotativas". Tomo III Máquinas de Corriente Alterna asincrónicas.
- 8.- BONILLA ANGEL G. "Transitorios en la Reconexión de Motores de Inducción". E.P.N. Quito 1981.
- 9.- ADKINS BERNARD. "Electrical Machines", Chapman and Hall Ltd. Third Edition, London 1962.

- 10.- MAHMOND ALY, ORTMEYER THOMAS, HARLEY RONALD and CALABRASE C.
"Effects of reactive compensation on Induction Motor Dynamic Performance". IEEE Trans. Power Apparatus and Systems. Vol Pass-99, May/june 1980 pp 841 - 846.
- 11.- ALMEIDA J: "Métodos para determinar los parámetros del circuito Equivalente de la Máquina de Inducción". E.P.N. Quito 1980.
- 12.- WESTINGHOUSE ELECTRIC CORPORATION. "Distribution Systems" New York 1959 p 303 - 343.
- 13.- SANDOVAL C. HANDEL. "Comportamiento dinámico de Máquinas de Corriente Continua incluida la saturación magnética" E.P.N. Quito 1981.
- 14.- BARKLE J.E., FERBUSON R.W. "Induction Generator Theory and Application". AIEE Trans. Power Apparatus Systems Vol. Pass 73, February 1954 pp 12 - 19.
- 15.- JATIVA I JESUS, "Modelo Digital de Máquinas Síncronas incluida la saturación". E.P.N. Quito 1981.
- 16.- CARNAHAN B. LUTHER N. WICKES. J. "Applical Numerical Methods". John Wiley and Sons, Inc. New York 1969.
- 17.- POVEDA MENTOR. "Methods of Interfacing Synchronous Machine with Transmission Systems in a Digital Simulation". Technical Report TR-EE 76-11, Purdue University, 1976.
- 18.- MELLO F.P. WALSH. G.W. "Reclosing Transients in Induction Motors with Termical Capacitors". AIEE Trans Power Apparatus and Systems Vol. Pass 80, pp 1206 - 1213, February 1961.