

**SIMULACION DIGITAL DE CICLOCONVERSORES  
ASOCIADOS A MAQUINAS DE INDUCCION**

Gutiérrez Jaime, Ing.  
MACOSA-NCR

Poveda Mentor, MSEE  
Profesor E.P.N.  
Consultora INELIN

**RESUMEN**

Se propone un modelo matemático para cicloconvertidores de tres y seis pulsos, en el modo de conducción sin corriente circulante. Dicho modelo utiliza el método de modulación de la onda coseno, y se verifica con carga resistiva-inductiva. La simulación digital de la máquina de inducción utiliza la técnica propuesta por los autores KRAUSE y THOMAS, al introducir la transformación al sistema de ejes arbitrarios de referencia. Finalmente, se analiza el comportamiento dinámico de la máquina de inducción alimentada con frecuencia variable y forma de onda irregular, proveniente de un control basado en el cicloconvertidor.

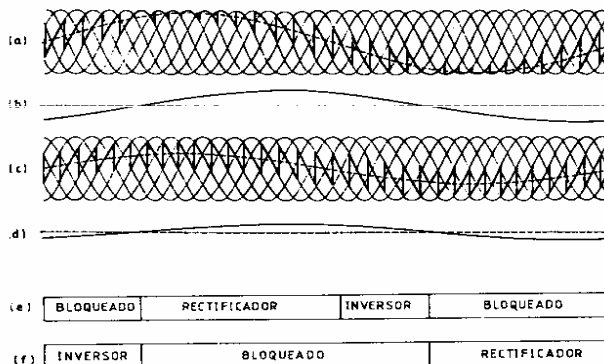
**INTRODUCCION**

En varios sectores industriales, se ha ido ampliando la demanda de controladores eficientes de la velocidad de motores de inducción. La mejor solución es actuar sobre la frecuencia de alimentación y al mismo tiempo variar el voltaje para que el motor trabaje con flujo constante. Un convertidor estático que permite tal control, limitado a velocidades subsíncronas, es el cicloconvertidor. La SIMULACION DE LA MAQUINA DE INDUCCION, introduce una transformación de sistema coordinado desde el cual se observa la máquina, basada en una de las transformaciones más poderosas desarrollada por Krause y Thomas (1). Las variables de la máquina, transformadas a ejes  $qd0$  y utilizando las concatenaciones de flujo como variables de estado, se representan en una simulación digital para obtener diversos estados de funcionamiento de la máquina de inducción.

**1. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL CICLOCONVERTIDOR**

El cicloconvertidor controlado por fase es un convertidor estático AC/AC de frecuencia, sin enlace DC, cuya salida de baja frecuencia puede fabricarse seleccionando una adecuada técnica de modulación. En esencia, el cicloconvertidor consiste en un convertidor dual (conexión en antiparalelo de dos convertidores controlados) controlado de tal manera que, variando la frecuencia y profundidad de modulación de fase de los ángulos de disparo de los convertidores, se logra controlar la frecuencia y amplitud de la componente fundamental del voltaje de salida.

Se adopta el modo de conducción "SIN CORRIENTE CIRCULANTE", el cual se fundamenta en un control adecuado de los pulsos de disparo de acuerdo con la dirección de la corriente de carga. Cada convertidor de dos cuadrantes fabrica una forma de onda de voltaje a sus terminales de salida; y permite la conducción, solo durante su semiciclo asociado de corriente de carga. Durante el otro semiciclo, el convertidor está totalmente bloqueado.



- (a) Voltaje de salida (máximo voltaje  $r=1$ )  
— Componente fundamental
- (b) Corriente de salida
- (c) Voltaje de salida (mitad del voltaje máximo  $r=1/2$ )  
— Componente fundamental
- (d) Corriente de salida
- (e) Modo de operación del convertidor positivo
- (f) Modo de operación del convertidor negativo

Fig. 1.1 Formas de onda teóricas para un cicloconvertidor de seis pulsos, sin corriente circulante,  $\phi=60^\circ$  en atraso y  $f_o/f_i=1/6$ .

**2. METODO DE MODULACION DEL CRUCE DE LA ONDA COSENO**

El control mediante el cruce de la onda coseno sirve para determinar los instantes de disparo, y puede considerarse como uno de los más naturales, ya que tiene la propiedad de producir una mínima distorsión total posible de la forma de onda del voltaje de salida (2). El principio consiste en determinar el pulso de disparo para cada tiristor, a partir del punto de cruce de una onda asociada cosinusoidal con el voltaje de referencia. La onda cosinusoidal es derivada y sincronizada a partir del voltaje alterno de entrada al convertidor; y su fase es tal, que su pico ocurre en el menor ángulo posible de conmutación ( $\alpha=0^\circ$ ) del tiristor respectivo.

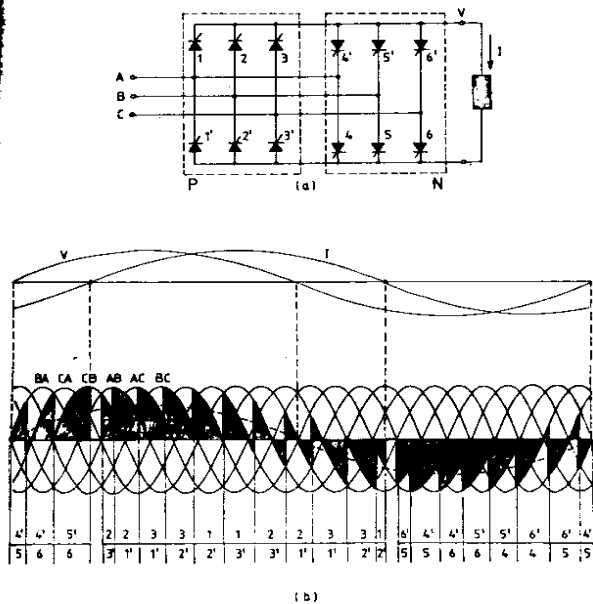


Fig. 1.2 Cicloconvertor de seis pulsos: (a) Configuración circuital (por fase). (b) Formas de onda.

Si como referencia se utiliza un voltaje alterno, se debe realizar una modulación de fase de los ángulos de disparo. La frecuencia de esta modulación es la frecuencia del voltaje de referencia y corresponde a la componente fundamental de la onda de voltaje. La profundidad de la modulación está determinada por la amplitud del voltaje de referencia. El método consiste en hacer una comparación continua entre el voltaje de referencia sinusoidal y el voltaje alterno real de entrada que en ese instante esté conectado a los terminales de salida. Una segunda comparación continua se realiza entre el voltaje de referencia y el próximo voltaje alterno de entrada que deberá ser conmutado a los terminales de salida. Mientras la diferencia instantánea entre el voltaje de referencia y el voltaje de salida real, sea menor a la diferencia que resultaría si la onda alterna siguiente estuviese conectada a los terminales de salida, la onda real de voltaje puede permanecer conectada a la salida. Cuando la condición anterior deja de cumplirse, se genera un pulso de disparo que conecta la siguiente fase, asumiendo que la conmutación natural puede ocurrir en ese instante. La Fig. 2.1 resume el método de modulación utilizado, mientras que en la Fig. 2.2 se puede visualizar la fabricación del voltaje de salida.

Al seleccionar el modo de operación sin corriente circulante, es necesario detectar correctamente el cruce por cero de la corriente, ya que en ese instante deben conmutarse los convertidores. El presente trabajo toma en cuenta el criterio de los autores CHATTOPADYAY y RAO :

"Para fabricar el voltaje de salida del cicloconvertor, los puntos de cruce por cero de la corriente son aquellos que atrasan los puntos cero de la componente fundamental de voltaje, en un ángulo de fase igual al que existe entre el voltaje y la corriente, cuando se aplican únicamente las componentes fundamentales".(3)

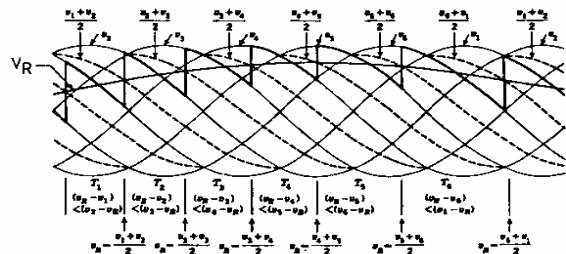


Fig. 2.1 Control del ángulo de disparo utilizando el método de modulación de la onda coseno.

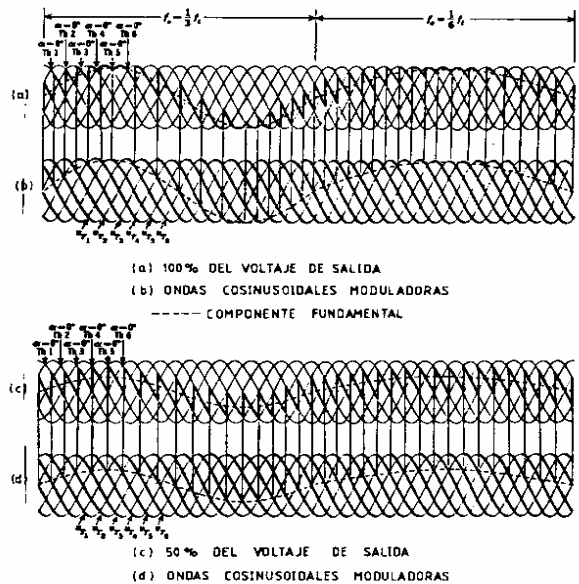


Fig. 2.2 Formas de onda que ilustran la operación del método de cruce de la onda coseno para determinar los instantes de disparo del cicloconvertor.

### 3. SIMULACION DE LA MAQUINA DE INDUCCION

Existe disponible una simulación digital de la máquina de inducción desarrollada en la tesis de grado: "COMPORTAMIENTO DINAMICO DE MOTORES DE INDUCCION CON CAPACITORES SERIE Y PARALELO" (4), que utiliza la técnica propuesta por KRAUSE y THOMAS (1) al introducir la transformación al sistema de ejes arbitrarios de referencia. Para efectos del presente estudio se toma el sistema fijo en el estator por ser el que mas ventajas provee a la presente simulación.

### 3.1 Análisis del modelo matemático:

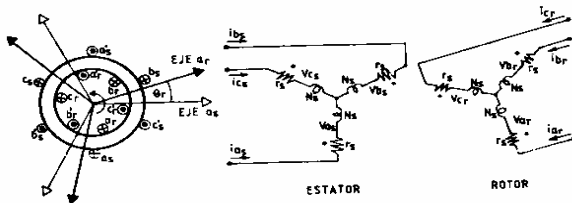


Fig.3.1 Máquina de inducción trifásica simétrica de dos polos.

Una máquina de inducción trifásica y simétrica de dos polos se representa en la Fig.3.1, a partir de dicho esquema se obtienen las ecuaciones primarias de la máquina en función de las variables originales, como muestra la Ec.3.1, donde  $V, R, i$  y  $\lambda$  son matrices que representan los valores por fase de voltaje, resistencia, corriente y concatenaciones de flujo respectivamente.

$$[V_{s,r}] = [R][i_{s,r}] + p[\lambda_{s,r}] \quad (\text{Ec.3.1})$$

En la ecuación anterior, los términos que contienen las derivadas de las concatenaciones de flujo transforman al sistema en un grupo de ecuaciones diferenciales no lineales muy complicadas, debido a la variación sinusoidal de las inductancias con respecto al desplazamiento angular del rotor.

Este inconveniente sugiere una transformación de variables que permita tener parámetros constantes, lo cual se logra introduciendo el sistema de ejes coordenados arbitrarios de referencia que gira a una velocidad arbitraria  $w$ .

Esta transformación matemática, permite pasar el modelo en variables reales u originales a un nuevo modelo en variables ficticias ( $qd0$ ) y viceversa, mediante las matrices de transformación que se desarrollan a continuación:

$$[fqd0s,r] = [T][fabcs,r] \quad (\text{Ec.3.2})$$

$$[fabcs,r] = [T^{-1}][fqd0s,r] \quad (\text{Ec.3.3})$$

donde:

- [T] = Matriz de transformación directa función de teta y beta.
- [T<sup>-1</sup>] = Matriz de transformación inversa, función de teta y beta.
- $\theta = w dt + \theta(0)$
- $\theta_r = w_r dt + \theta_r(0)$
- $\beta = \theta - \theta_r$
- f : variable que puede reemplazarse por v, i o lambda.

En las ecuaciones anteriores, el eje cero es independiente de la velocidad, absorbe asimetrías, y en el caso de máquinas simétricas en sistemas a tres hilos las variables en este eje no aparecen. Tomando en cuenta esta última característica, se logra una transformación de un sistema trifásico a un sistema bifásico, lo cual facilita notablemente la simulación al requerir menor esfuerzo de computación.

Una vez realizada la transformación a los ejes  $qd0$ , y como  $w$  es la velocidad arbitraria se toman en cuenta las siguientes restricciones que simplificarán aún más la simulación:

- a) Se asume la referencia fija en el estator ( $w=0$ ).
- b) Se asume que al tiempo  $t=0$  los ejes magnéticos  $a$  y  $q$  coinciden ( $\theta(0)=0$ ).

Estas restricciones significan reemplazar las condiciones  $\theta=0$  y  $\beta=-\theta_r$  en las matrices anteriores, facilitándose notablemente la transformación. Las ecuaciones primarias de la máquina son transformadas a variables  $qd0$ , con el sistema fijo en el estator. Además, se expresa las variables en por unidad para facilitar la simulación, como se explica a continuación.

### 3.2 Variables expresadas en por unidad:

Para expresar las ecuaciones en por unidad, se toman concatenaciones de flujo por segundo, en lugar de concatenaciones de flujo, las cuales se relacionan mediante la velocidad angular base. Como velocidad angular base se toma aquella con la cual fueron medidos los parámetros de la máquina, esta característica permite a las ecuaciones diferenciales expresarse en función de inductancias y no de reactancias, pudiendo el sistema operar con frecuencia variable sin necesidad de actualizar valores de reactancias. Seleccionando valores base de potencia, voltaje, frecuencia y tomando en cuenta que en valores base se cumple:

$$\psi_{base} = V_{base} \quad (\text{Ec.3.4})$$

Se obtiene el sistema de ecuaciones diferenciales en por unidad, que permite la modelación de la máquina de inducción.

(Ver Ec.3.5)

A partir de la solución del sistema de ecuaciones diferenciales y utilizando las relaciones de transformación, se obtienen las variables de salida requeridas.

### 3.3 Introducción de la saturación magnética:

La introducción de la saturación magnética se realiza mediante la corrección de las concatenaciones de flujo de magnetización, cuando se sobrepasa la parte lineal de la curva de vacío. La Fig.3.2 ilustra gráficamente la forma como se introduce la saturación.

La introducción de la saturación transformará las expresiones de los flujos mutuos y serán éstas las que deben tomarse en cuenta en las ecuaciones diferenciales.

$$\begin{aligned}
 p \psi_{qs} &= WB [ V_{qs} + (r_s/X1s)(\psi_{mq} - \psi_{qs}) ] \\
 p \psi_{ds} &= WB [ V_{ds} + (r_s/X1s)(\psi_{md} - \psi_{ds}) ] \\
 p \psi_{q'r} &= WB [ V_{q'r} + (w_r/WB) \psi_{d'r} + (r'r/X1'r)(\psi_{mq} - \psi_{q'r}) ] \\
 p \psi_{d'r} &= WB [ V_{d'r} - (w_r/WB) \psi_{q'r} + (r'r/X1'r)(\psi_{md} - \psi_{d'r}) ] \\
 p w_r &= (1/2H)(T_e - T_m) \\
 p \Theta_r &= WB w_r
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 3.5}$$

donde:  $\psi_{mq} = X_m (i_{qs} + i_{q'r})$   
 $\psi_{md} = X_m (i_{ds} + i_{d'r})$   
 $T_e = \psi_{q'r} i_{d'r} - \psi_{d'r} i_{q'r}$   
 H es la inercia de la máquina expresada en segundos.

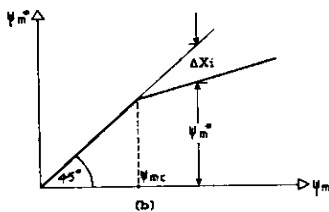
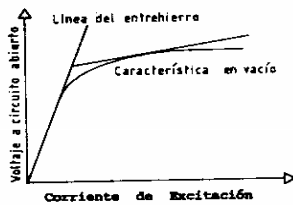


Fig. 3.2 (a) Características en vacío y línea del entrehierro.  
 (b) Recta del entrehierro a 45°.

$$\begin{aligned}
 \psi_{mq}^* &= X' [ (\psi_{qs}/X1s) + (\psi_{q'r}/X1'r) ] - (X'/X_m) \Delta X_i \\
 \psi_{md}^* &= X' [ (\psi_{ds}/X1s) + (\psi_{d'r}/X1'r) ] - (X'/X_m) \Delta X_i
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 3.6}$$

donde:  $X' = 1/(1/X1s + 1/X1'r + 1/X_m)$

El resumen esquemático de todo el proceso de modelación, se muestra en la Fig. 3.3.

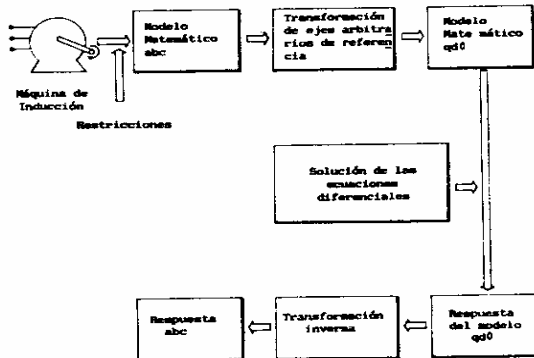


Fig. 3.3 Proceso de modelación de la máquina de inducción

### 3.4 Estructura del programa digital:

El programa analiza las siguientes perturbaciones:

- Carga y velocidad constantes (estado estable).
- Arranque.
- Variación brusca de carga mecánica.
- Variación brusca de voltaje y frecuencia.

Para simular todas las perturbaciones excepto el arranque, en cuyo caso todas las condiciones iniciales son nulas, se parte del estado estable y luego de un tiempo predeterminado se produce la perturbación correspondiente.

La estructura del programa digital consta en el diagrama de flujo de la Fig. 3.4.

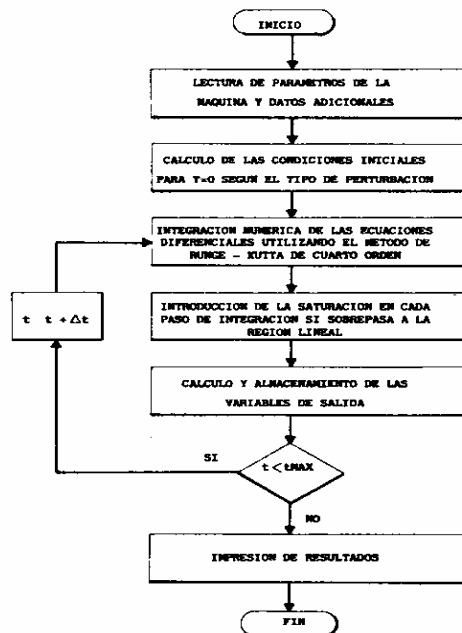


Fig. 3.4 Método de solución del programa digital para el sistema Red trifásica sinusoidal-Máquina de inducción.

#### 4. SIMULACION DEL CICLOCONVERSOR

El método de modulación del cruce de la onda coseno se aplica a cicloconvertidores de tres y seis pulsos, en el modo de conducción sin corriente circulante. La veracidad de la simulación se prueba con resultados obtenidos con el sistema cicloconversor-carga R-L. El método de modulación seleccionado para obtener la forma de onda de salida del cicloconversor, requiere las siguientes consideraciones:

- Las impedancias de fuente son despreciables.
- Los tiristores son ideales.
- El tiempo de transferencia de un tiristor a otro, en el mismo grupo o entre los dos grupos, es despreciable.
- El cicloconversor opera en el modo de conducción sin corriente circulante y se asume conducción continua.

##### 4.1 Expresiones generalizadas de voltaje:

Cicloconvertidores de tres y seis pulsos son analizados en la referencia (8); en el presente trabajo se estudia con mayor detalle el de seis pulsos. Sin embargo, es posible llegar a una generalización válida para los dos tipos de cicloconvertidores. El sistema de alimentación, define los voltajes de fuente  $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$  de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} V_a &= V \sin \omega_s t \\ V_b &= V \sin (\omega_s t - 2\pi/3) \\ V_c &= V \sin (\omega_s t - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{Ec. 4.1})$$

siendo  $\omega_s$  la velocidad angular del sistema de alimentación, expresada en radianes/segundo. Las expresiones dadas por la Ec.4.1 pueden expresarse en forma generalizada como:

$$V_s = V \sin [\omega_s t - (N-1)2\pi/3] \quad (\text{Ec. 4.2})$$

donde  $N$  es el número de fase que toma valores 1, 2, y 3 para las fases A, B y C respectivamente.

Un procedimiento similar de generalización se sigue con el objeto de lograr expresiones únicas para voltajes de alimentación y de modulación, comunes a los dos tipos de cicloconvertidores, obteniéndose:

$$V_s(t, N) = V \sin [\omega_s t - (N-1) k_1 \pi/3] \quad (\text{Ec. 4.3})$$

$$V_m(t, N) = k_2 k V \sin [\omega_s t - (2N - k_3) \pi/3] \quad (\text{Ec. 4.4})$$

donde:

- Para el cicloconversor de tres pulsos:
  - $k_1 = 2$
  - $k_2 = -1$
  - $k_3 = 4$
  - $k_4 = 3$
- Para el cicloconversor de seis pulsos:
  - $k_1 = 1$
  - $k_2 = 1$
  - $k_3 = 1$
  - $k_4 = 6$

Por conveniencia, el factor de amplitud  $k$  se ha tomado como la unidad. Sin embargo, en un circuito práctico  $k$  podría tener un valor adecuado dependiendo del sistema de control.

Asumiendo que el voltaje de alimentación con  $N=1$  está en fase con el voltaje de salida  $V_{0a}$ ; es decir, los valores cero coinciden y se incrementan en la dirección positiva, los voltajes de la componente fundamental del sistema trifásico de salida se generalizan en la siguiente expresión:

$$V_0(t, M) = E_0 \sin [\omega_o t - (M-1)2\pi/3] \quad (\text{Ec. 4.5})$$

donde:  $E_0$  es el valor pico de voltaje requerido a la salida.  
 $\omega_o$  es la velocidad angular de salida, definida por  $\omega_o = 2\pi f_o$ .  
 $M$  es el número de fase de salida.

##### 4.2 Fabricación del voltaje de salida del cicloconversor:

Para evitar complicar la presentación del análisis, se estudia un cicloconversor de tres pulsos; sin embargo, el mismo criterio es válido para cicloconvertidores de seis pulsos. Se utiliza el METODO DE LOS PUNTOS DE CRUCE, con el cual, todos los posibles puntos de cruce ( $tp_1, tp_2, \dots, tn_1, tn_2, \dots$ ) señalados en la Fig.4.1, son determinados independientemente para los grupos P y N de tiristores. Los puntos de cruce se repiten a intervalos regulares de tiempo, cuando la relación de frecuencias de salida y de alimentación ( $f_o/f_s$ ) es una relación de enteros.

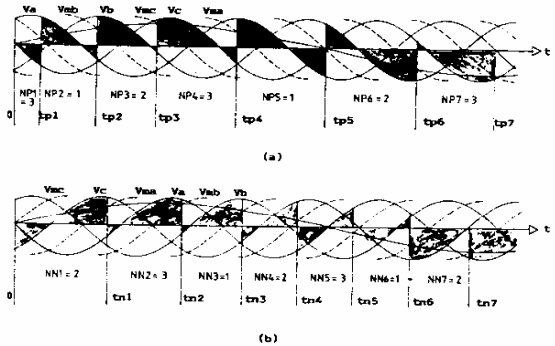


Fig.4.1 Puntos de cruce y números de fase:

- (a) Grupo P
- (b) Grupo N

Entre dos puntos de cruce, un tiristor determinado puede conducir conectado a una fase particular. El número de fase correspondiente es determinado y almacenado con los tiempos de los puntos de cruce. Así, en el intervalo  $tp(k-1)$  a  $tp(k)$ , el número de fase  $N_p(k)$  se toma como 1 si el tiristor  $TP_a$  está conduciendo, 2 si  $TP_b$  conduce y 3 si  $TP_c$  conduce. Similarmente  $N_n(k)$  toma el número de fase que corresponda al grupo N.

Excepto entre el origen y el primero punto de cruce, la diferencia de tiempo entre dos puntos sucesivos de cruce es aproximadamente igual a 120 grados (eléctricos) de voltaje de alimentación para el cicloconvertor de tres pulsos. Un modelo similar es evidente para el de seis pulsos, pero con una diferencia de 60 grados (eléctricos). Esta característica es convenientemente utilizada con el fin de agilizar el cálculo de los puntos de cruce y los números de fase, tal como se indica en el diagrama de flujo de la Fig.4.2.

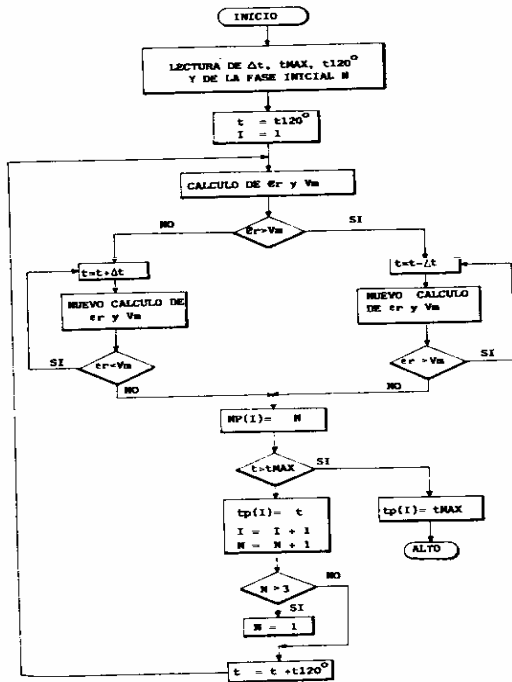


Fig.4.2 Diagrama de flujo para determinar los puntos de cruce y los números de fase.

#### 4.3 El cicloconvertor con carga resistiva-inductiva:

El sistema cicloconvertor-carga R-L, permite verificar el modelo propuesto para cicloconvertores de tres y seis pulsos. La ecuación diferencial del voltaje a través de la carga está dada por:

$$VO = R i + L di/dt \quad (\text{Ec. 4.6})$$

Esta ecuación se resuelve para la corriente, utilizando el método de integración numérica de Runge-Kutta de cuarto orden (5). El método de solución se basa en el diagrama de flujo de la Fig.4.3.

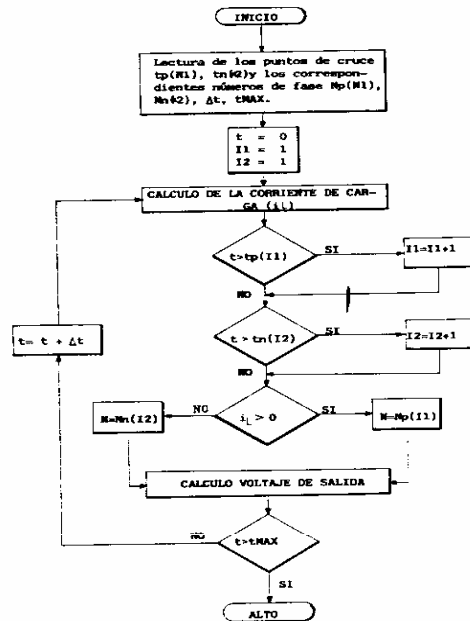


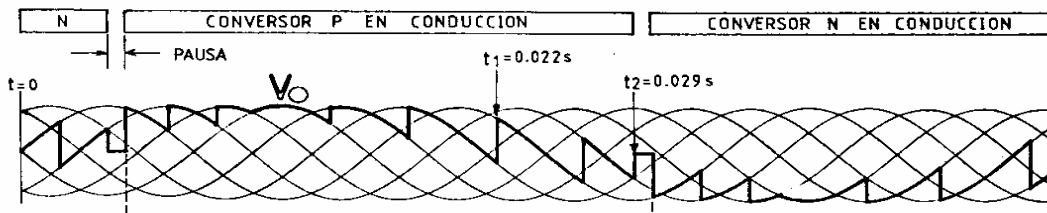
Fig.4.3 Diagrama de flujo para la fabricación del voltaje de salida en el sistema cicloconvertor-carga R-L.

Con el objeto de mostrar la exactitud del método de modulación del cruce de la onda coseno, se realiza un estudio analítico del método que consiste en obtener gráficamente la forma de onda del voltaje del cicloconvertor, para dos condiciones diferentes. Estas mismas condiciones son simuladas por el programa digital, obteniéndose resultados totalmente compatibles con los analíticos, lo cual da validez a la simulación (8). La Fig.4.4, ilustra el caso de un cicloconvertor de seis pulsos,  $V_0/V_i=1$ ,  $f_0/f_i=1/3$ ,  $\phi=60$  grados.

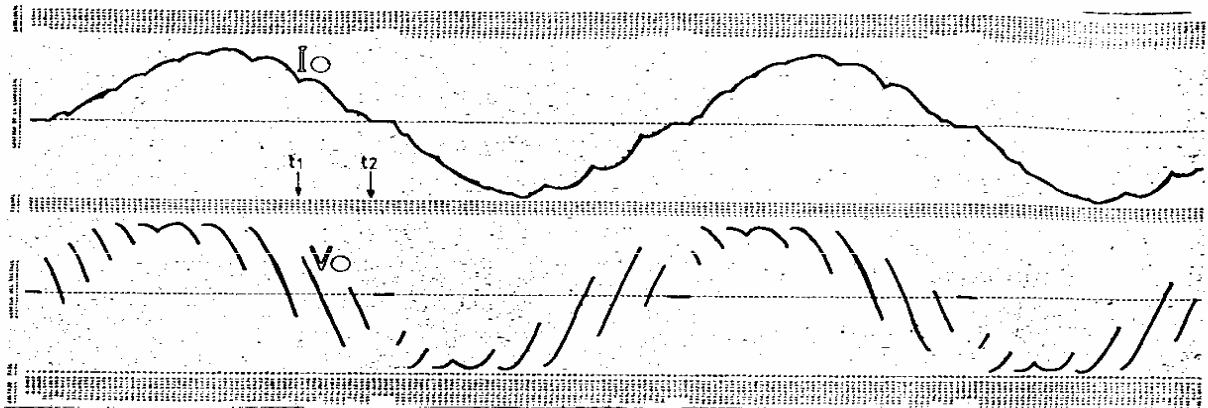
( Ver Fig.4.4 )

#### 5. COMPORTAMIENTO DE LA MAQUINA DE INDUCCION ALIMENTADA POR CICLOCONVERTOR

Las formas de onda del voltaje son fabricadas en variables abc, y pueden transformarse en voltajes qd0 mediante las transformaciones dadas en la sección 3.1. La simulación digital está en capacidad de recibir cualquier forma de onda de voltajes; sin embargo, la naturaleza del cicloconvertor obliga a llevar un control de la inversión del signo de las corrientes, este ordenará el cambio del convertor en conducción luego de insertar una pausa de 1.5 milisegundos aproximadamente. Gráficamente puede visualizarse la asociación de las dos modelaciones en la Fig.5.1.



(a)



(b)

Fig. 4.4 (a) Resultados analíticos.  
(b) Resultados del computador.

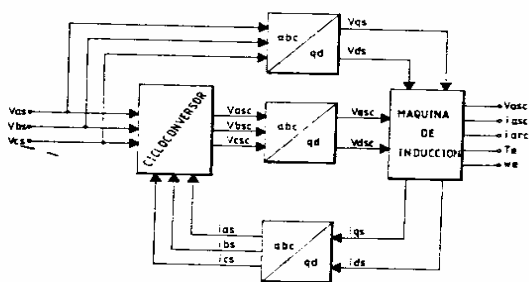


Fig. 5.1 Asociacion de las dos modelaciones.

### 5.1 Comportamiento con carga y velocidad constantes:

La obtención de las condiciones iniciales con formas de onda irregular, complica la utilización de fasores. La forma precisa de llegar al estado estable es partiendo de condiciones iniciales nulas y esperar un largo tiempo de estabilización del sistema. Sin embargo, trabajar con bajas frecuencias incide en tiempos grandes de computación, lo cual resulta imposible dadas las limitaciones existentes. Una solución razonable se adopta al realizar un análisis fasorial con los valores instantáneos del voltaje fabricado por el cicloconvertidor. Se obtienen condiciones iniciales cercanas a las reales, con una perturbación inicial que requiere menor tiempo de amortiguamiento.

La interacción de los flujos magnéticos iniciales permite el cálculo del torque mecánico y por tanto, es posible ubicarse en un punto de trabajo de la curva torque-velocidad (zona de cuasiequilibrio de la máquina de inducción), el torque mecánico mantendrá ese valor pues representa la condición de carga constante.

Observando el resultado de la Fig. 5.2, se deduce que la corriente del estator contiene un rizado inherente al funcionamiento del cicloconvertidor, pero oscilando alrededor de su componente fundamental. En igual forma, la corriente del rotor tiene una forma de onda similar a la corriente del estator, pero con una frecuencia mucho menor de acuerdo al principio de inducción (6).

Las corrientes estatóricas crean un flujo giratorio a la velocidad de sincronismo. Este flujo barre las bobinas rotóricas e induce en ellas una f.e.m. y en consecuencia, por estar el rotor en cortocircuito, induce corrientes. La acción del flujo sobre estas corrientes que el mismo ha inducido, crea el torque electromagnético. Este torque, debido a las irregulares formas de onda de las corrientes, presenta pulsaciones alrededor de un valor medio igual al calculado inicialmente. La ecuación diferencial de la velocidad en p.u. dada por:

$$p \text{ wr} = (1/2H)(T_e - T_m) \quad (\text{Ec. 5.2})$$

indica que debido al valor constante del torque mecánico de carga y al amortiguamiento que obliga la inercia, las variaciones rapidísimas de voltaje provocan variaciones muy lentas o prácticamente nulas de velocidad; por tanto, la velocidad permanece prácticamente constante.

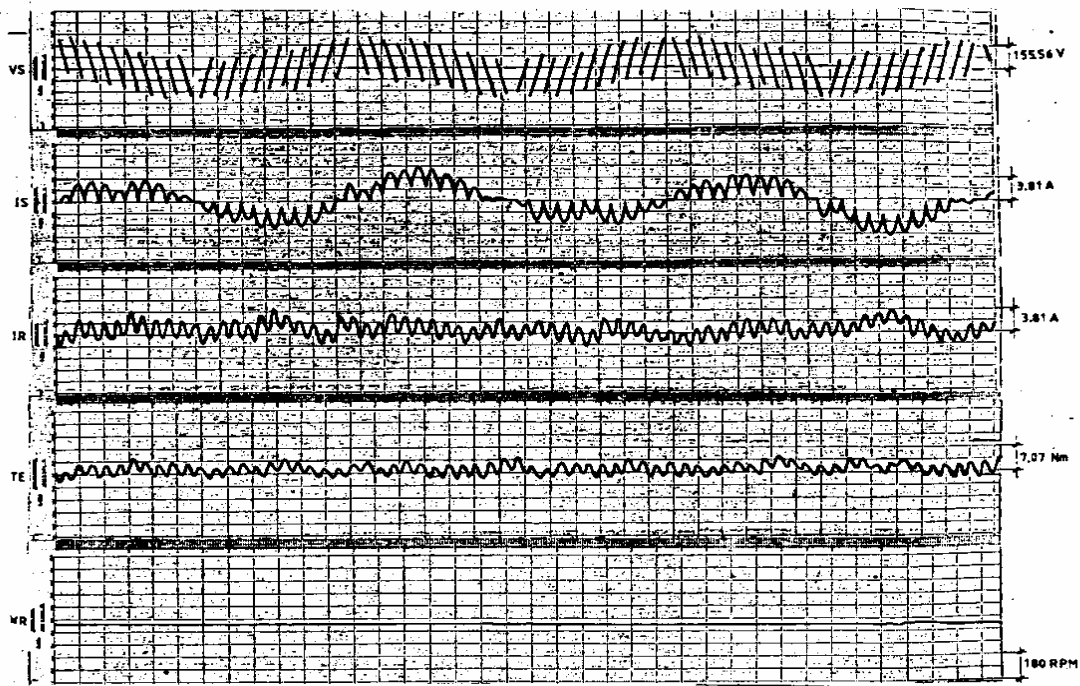


Fig. 5.2 ESTADO ESTABLE

VS : VOLTAJE DEL ESTADOR  
 IS : CORRIENTE DEL ESTADOR  
 IR : CORRIENTE DEL ROTOR  
 TE : TORQUE ELECTROMAGNETICO  
 WR : VELOCIDAD ANGULAR

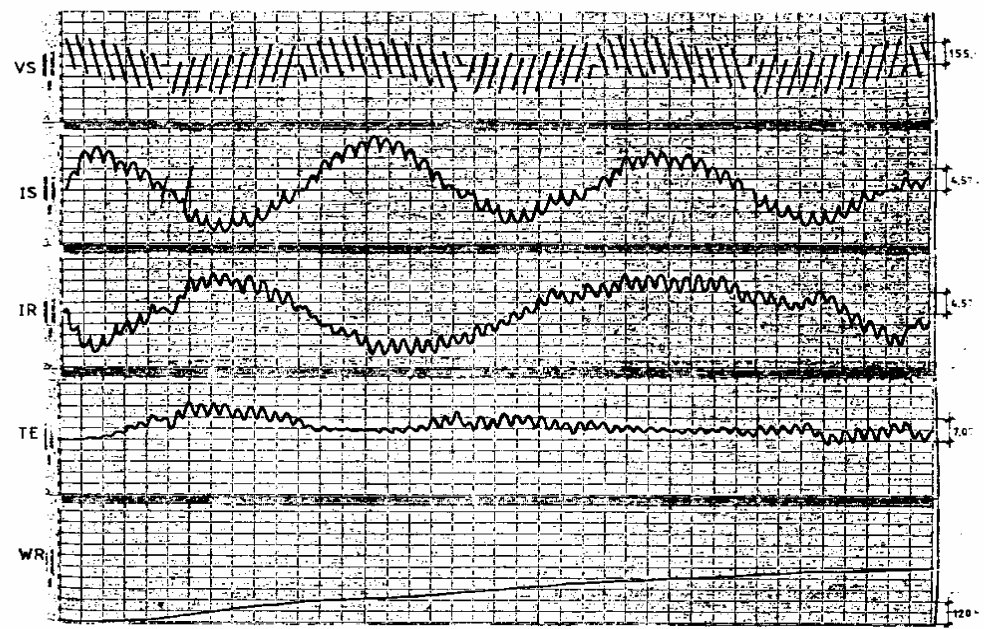


Fig. 5.3 ARRANQUE



### 5.3 Análisis del arranque:

En el arranque se parte bajo condiciones iniciales nulas. Como indica el resultado de la Fig.5.3, la corriente del estator tiene que ser bastante grande para producir el torque necesario que venza la inercia del conjunto, incluso presenta una componente continua y desbalance de fase mientras la red va imponiendo sus valores de voltaje y frecuencia. La corriente rotórica parte oscilando con idéntica frecuencia que la corriente del estator (deslizamiento vale uno) para luego evolucionar lentamente hasta estabilizarse.

En el arranque, el punto de funcionamiento describe rápidamente la zona inestable y se fija en la zona de cuasiequilibrio de la máquina de inducción. En el punto de equilibrio dinámico, el torque mecánico de carga iguala al torque motor. Por tanto, el torque oscila sensiblemente al comienzo y luego se va atenuando hasta lograr el nuevo punto de funcionamiento.

De la ecuación 5.2 se deduce que la velocidad es nula al inicio y se va incrementando hasta llegar a su valor nominal, a medida que la diferencia de torques o torque neto ( $T_e - T_m$ ) va disminuyendo.

### 5.4 Análisis de la variación brusca de carga mecánica:

En la zona de cuasiequilibrio de la máquina de inducción, pueden ocurrir variaciones racionales del torque mecánico de carga. Este tipo de perturbación, produce oscilaciones alrededor de su nuevo punto de funcionamiento. Al incrementar la carga mecánica, se exige un aumento de la corriente del estator; y, la corriente rotórica sufre oscilaciones de mayor frecuencia debido al incremento del deslizamiento. Un mayor torque mecánico de carga provoca variaciones negativas de torque neto, lo que significa la reducción de la velocidad hasta estabilizarse en su nuevo valor. Las afirmaciones anteriores se comprueban plenamente en la Fig.5.4.

### 5.5 Análisis de la variación brusca de voltaje y frecuencia:

Como el cicloconvertor permite el control independiente de voltaje y frecuencia, aparecen varios esquemas de control de la máquina de inducción, siendo los principales el control a torque constante y el control a potencia constante. Puesto que el flujo en el entrehierro depende de la relación voltaje/frecuencia, si mantenemos constante dicha relación, el torque permanecerá aproximadamente constante para velocidades menores a la nominal. La presente investigación adopta el esquema de control a torque constante, por ser el más idóneo al funcionamiento del cicloconvertor. Ante esta perturbación, el voltaje fabricado requiere mayor tiempo de computación ya que debe calcularse los tiempos de disparo de los tiristores y los números de fases para los dos valores de voltaje y frecuencia.

Para incrementos o decrementos en los valores de voltaje y frecuencia, la corriente del estator aumenta ante la variación brusca, mientras la corriente rotórica oscila a mayor frecuencia y también aumenta en magnitud. El torque electromagnético sufre grandes oscilaciones antes de tender paulatinamente al mismo valor inicial, confirmando la filosofía del esquema de control. La velocidad como es proporcional a la frecuencia, disminuye o aumenta con esta, estabilizándose en su nuevo valor. Los resultados se observan en la Fig.5.5.

## 6. CONCLUSIONES

- El principal objetivo de la presente investigación fué desarrollar un modelo matemático del cicloconvertor para ser representado en el computador digital y analizar el conjunto cicloconvertor-máquina de inducción. Dicho modelo fué plenamente comprobado al analizar el sistema cicloconvertor-carga R-L.
- La rutina que calcula los tiempos de disparo y los números de fase, es eficiente al reducir notablemente el cálculo de dichos parámetros; sin embargo, queda abierta la posibilidad de mejorar el método de detección del verdadero cruce por cero de la corriente, ante la presencia de perturbaciones.
- La versatilidad de la modelación de la máquina de inducción, permitió una notable reducción de cálculos al escogerse adecuadamente el sistema de referencia fijo en el estator.
- La principal aplicación del cicloconvertor es la regulación de velocidad en máquinas grandes de alternas. Adicionalmente, la implementación de este sistema de control, permite utilizarse como un eficiente método de arranque.
- Mientras mayor es el número de pulsos de los convertidores, menor es el rizado de las ondas de voltajes y corrientes; y, mayor el rango de variación de la frecuencia de salida. Por tanto, es recomendable utilizar el cicloconvertor de seis o más pulsos para obtener resultados satisfactorios del sistema.
- Debe resaltarse la importancia que tienen las simulaciones realizadas, ya que son una herramienta adecuada para predecir el comportamiento real del sistema ante la presencia de perturbaciones.

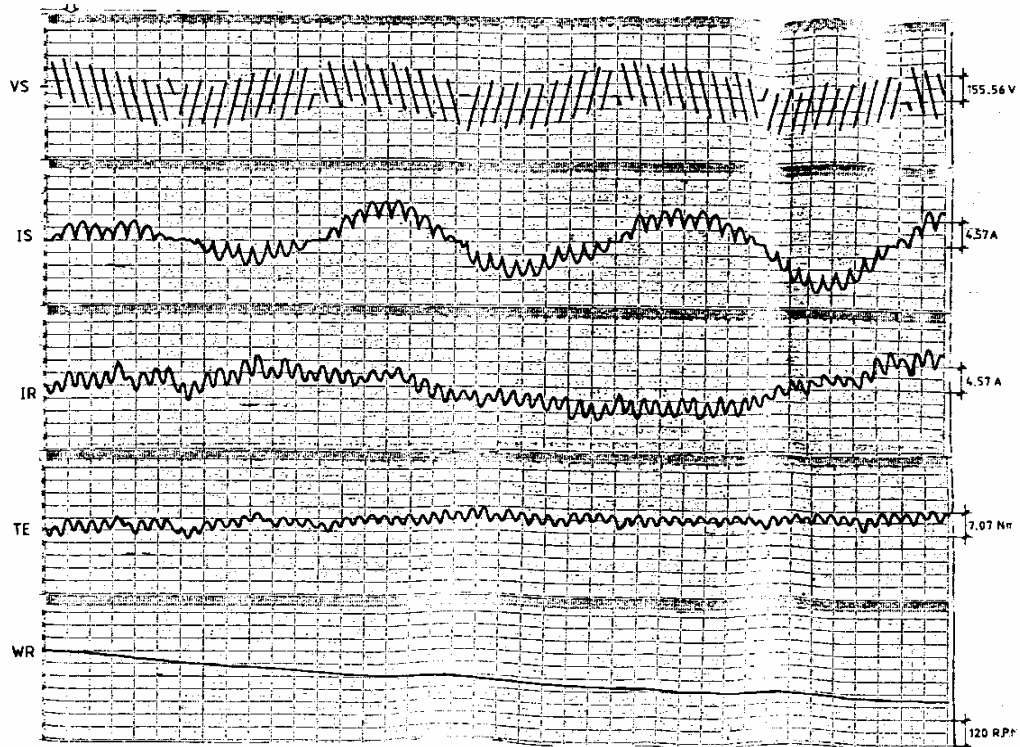


Fig. 5.4 VARIACION BRUSCA DE CARGA MECANICA

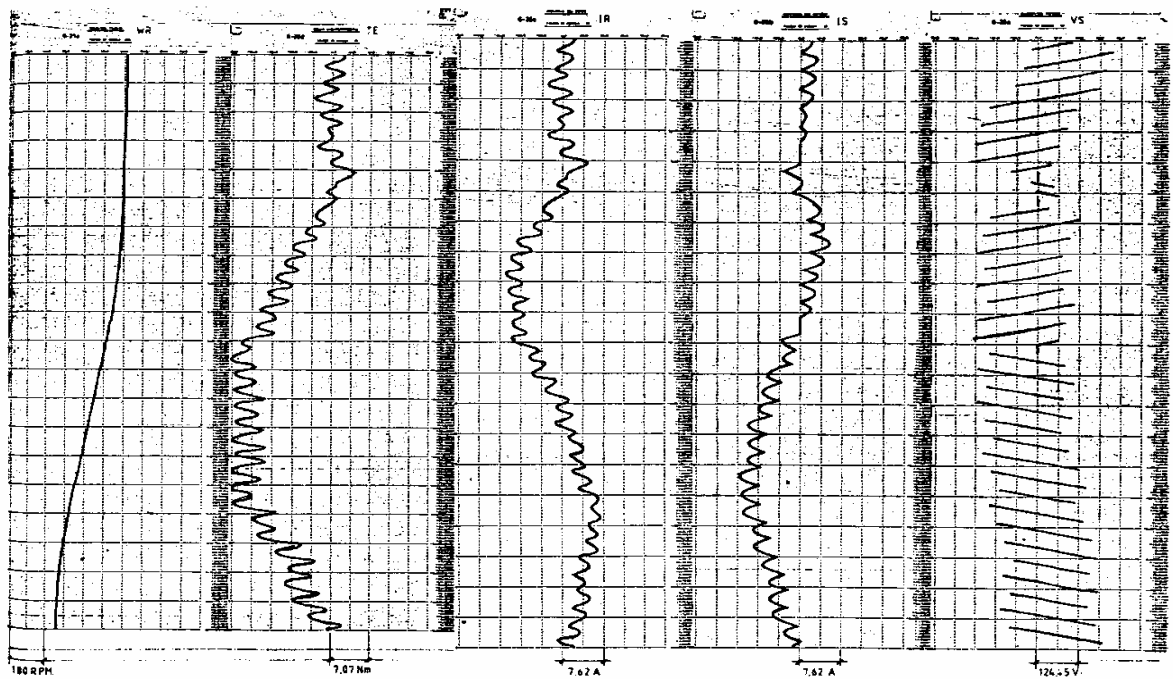


Fig. 5.5 VARIACION BRUSCA DE VOLTAJE Y FRECUENCIA

## BIBLIOGRAFIA

1. KRAUSE-THOMAS, "Simulation of Symmetrical Induction Machinery", IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, Vol. PAS 84, pp. 1038-1053, Noviembre 1965.
2. FELLY B., "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters", John Wiley & Sons, Inc., Toronto, 1971.
3. CHATTOPADYAY-RAO, "State-Variable Steady State Analysis of Phase-Controlled Cycloconverter-Induction Motor Drive", IEEE-Trans. Ind. Appl., Vol. IA-15 No. 3, Mayo/Junio 1979.
4. MANCERO F., "Comportamiento Dinámico de Motores de Inducción con Capacitores Serie y Paralelo", Tesis de Grado, E.P.N., 1983.
5. CARNAHAN-LUTHER-WILKES, "Applied Numerical Methods", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1969.
6. POVEDA M., "Apuntes de Dinámica de las Máquinas Eléctricas", E.P.N., 1985.
7. BANDA H., "Fundamentos del Control Electrónico de Potencia", E.P.N., 1985.
8. GUTIERREZ J., "Simulación Digital de Cicloconvertidores Asociados a Máquinas de Inducción", Tesis de Grado, E.P.N., 1986.

## BIOGRAFIAS



GUTIERREZ, JAIME. Nació el 14 de Septiembre de 1961. Obtuvo su título de Ingeniero en Electrónica y Control en 1986 en la Escuela Politécnica Nacional. Actualmente presta sus servicios en el Departamento Técnico de MACOSA-NCR.



POVEDA, MENTOR. Nació el 26 de Junio de 1945. Ingeniero Eléctrico (EPN-1972), Master of Science in Electrical Engineering (Purdue University-1976). Profesor de la Escuela Politécnica Nacional desde 1972. Consultor en ingeniería eléctrica en las áreas de planificación, análisis de sistemas eléctricos y centrales eléctricas. Actualmente trabaja en el Proyecto Hidroeléctrico Coca.