



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**CONTROL DE MOTORES DE
INDUCCION**

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
(AREA ELECTRONICA)
P R E S E N T A :
JORGE DEL VALLE HERNANDEZ

DIRECTOR DE TESIS: DR. YU TANG

MEXICO, D. F.

1993

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**





Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

I	Introducción.....	1
II	Transformación de Ejes.....	4
III	Modelo Matemático del Motor de Inducción Trifásico.....	9
IV	Control del Motor de Inducción.....	17
V	Control PID para un Motor de Inducción Bifásico.....	27
VI	Implementación del Controlador PID.....	39
VII	Conclusiones.....	47
	Referencias.....	49
	Apéndice A: Listado de Programas en Simnon.....	51
	Apéndice B: Listado de Programas en Lenguaje C.....	54
	Apéndice C: Tarjeta PCL812-PC.....	62
	Apéndice D: Circuito de Potencia.....	69

I INTRODUCCION

Tradicionalmente, se han utilizado las máquinas de corriente directa (CD) para implementar los esquemas de control empleados en la industria; mientras que las máquinas de corriente alterna (CA) han encontrado su utilización principal en aquellas aplicaciones donde se requiere una velocidad angular constante en malla abierta, a pesar de que éstas últimas son más económicas y confiables en los ambientes industriales. Esto se debe, en gran medida, a que las estructuras de control necesarias para las máquinas de CD son más simples y permiten un control más preciso que aquellas necesarias para las máquinas de CA.

En los últimos años, como consecuencia del avance experimentado, especialmente durante la última década, en el desarrollo de semiconductores de potencia y de la microelectrónica, se ha prestado gran atención al estudio de los complicados esquemas de control para máquinas de CA, especialmente para los motores de inducción, con el objeto de que éstos sustituyan, paulatinamente, a los motores de CD, dado que los motores de CA tienen la indiscutible ventaja de robustez y mantenimiento casi nulo, debido a la ausencia de piezas mecánicas sometidas a desgaste como son las escobillas y el colector.

Durante la década anterior se han desarrollado diversos métodos de control para motores de CA, siendo el esquema de campo orientado, también llamado control vectorial, el más empleado de todos ellos actualmente dentro de la industria.

Un obstáculo importante para la implementación de este método es la necesidad del conocimiento de los flujos magnéticos del rotor, que en la mayoría de los casos son difíciles de medir y su costo puede ser elevado. Este problema se puede resolver mediante el empleo de estimadores de flujos a partir de las variables del motor más fácilmente medibles.

Todo esto hace que la cantidad de cálculos necesarios para la implementación de este tipo de control sea excesivamente grande, y sea imprescindible el empleo de una computadora digital o de un procesador digital de señales (DSP) para su implementación.

En este trabajo se presentan dos estudios sobre el control del motor de inducción. En la primera parte (capítulos II - IV) se presenta el control vectorial, que básicamente consiste en el tratamiento de las variables de CA del motor como variables de CD mediante el empleo de una transformación de ejes. Para ello, se describen las transformaciones de ejes, mediante las cuales se obtiene un modelo dinámico del motor de inducción. En base a éste, se desarrolla el control vectorial. Para verificar su desempeño, se presentan unas simulaciones numéricas.

El control vectorial tiene un desempeño muy superior a otros métodos de control, sin embargo, su implementación necesita microprocesadores de alta velocidad para llevar a cabo las operaciones computacionales en tiempo real. En ciertas aplicaciones, como el control de posición, el control se puede llevar a cabo con un controlador PID (Proporcional, Integral y derivativo), diseñado en base a un modelo linealizado.

En la segunda parte de este trabajo (capítulos V - VI) se presenta el estudio e implementación de un controlador PID. De esta forma se puede llevar a cabo una comparación del método de campo orientado con los métodos tradicionales y observar que la complejidad adicional que requiere queda justificada por los resultados obtenidos.

II TRANSFORMACION DE EJES

La idea básica de la teoría del campo orientado consiste en la transformación de las variables eléctricas de corriente alterna en variables de corriente directa, de tal forma que los sistemas eléctricos de corriente alterna pueden ser analizados y diseñados a través de los métodos de corriente directa. Esta transformación se lleva a cabo a través de las transformaciones de ejes. Para ilustrar lo anterior, consideremos tres voltajes senoidales y dos voltajes , senoidales también, defasados entre sí 90° como se muestra en la figura 2.1

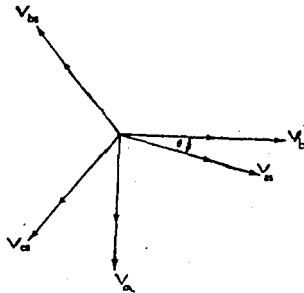


figura 2.1

Las relaciones entre los ejes as-bs-cs y los ejes a-b se pueden expresar de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta-120^\circ) & \sin(\theta-120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta+120^\circ) & \sin(\theta+120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_b \\ V_a \\ V_o \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_b \\ V_a \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta-120^\circ) & \sin(\theta+120^\circ) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (2)$$

donde V_o es la componente de secuencia cero. Para un sistema trifásico balanceado el desfaseamiento entre los voltajes es de 120° . Considerando el caso en que $\theta = 0$, las relaciones de transformación pueden expresarse de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} \quad (3)$$

y

$$\begin{bmatrix} V_b \\ V_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & +\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Si ahora, hacemos girar los ejes a-b con la velocidad angular de

los voltajes del sistema trifásico ω , como se muestra en la figura 2.2 podemos transformar los voltajes de los ejes estacionarios a-b en los voltajes V_d y V_q correspondientes a los ejes giratorios d-q a través de la siguiente transformación:

$$\begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) & -\sin(\omega_e t) \\ \sin(\omega_e t) & \cos(\omega_e t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_b \\ V_a \end{bmatrix} \quad (5)$$

y la transformación inversa es:

$$\begin{bmatrix} V_b \\ V_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) & \sin(\omega_e t) \\ -\sin(\omega_e t) & \cos(\omega_e t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} \quad (6)$$

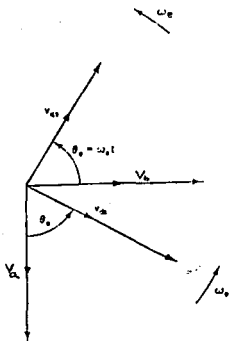


figura 2.2

Supongase por ejemplo, que se tienen tres voltajes balanceados y senoidales:

$$V_{as} = V_m \cos \omega_e t \quad (7)$$

$$V_{bs} = V_m \cos (\omega_e t - 120^\circ) \quad (8)$$

$$V_{cs} = V_m \cos (\omega_e t + 120^\circ) \quad (9)$$

Si sustituimos estas ecuaciones en las ecuaciones (5) y (7) obtendremos:

$$V_b = V_m \cos \omega_e t \quad (10)$$

$$V_a = -V_m \sin \omega_e t \quad (11)$$

que son dos voltajes senoidales defasados 90° entre sí. Ahora sustituimos estas dos últimas ecuaciones en (8) y tenemos que:

$$V_q = V_m \quad (12)$$

$$V_d = 0 \quad (13)$$

que son dos voltajes de corriente directa. Lo anterior se muestra gráficamente en las figuras 2.3 y 2.4.

De esta forma, hemos obtenido dos voltajes en CD a partir de tres voltajes en CA. Estos dos voltajes en CD pueden ser visualizados como las componentes sobre los ejes d y q de un vector, de voltaje en este caso, que gira junto con los ejes d-q a la velocidad angular del sistema ω_e . Es por esto que a las técnicas de control que utilizan estas transformaciones se les conoce como métodos de control por vector. Las transformaciones anteriores pueden ser aplicadas a las otras variables como la corriente, el flujo magnético, etc.

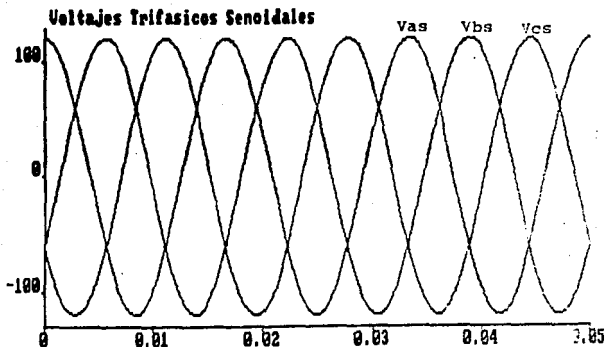


Figura 2.3

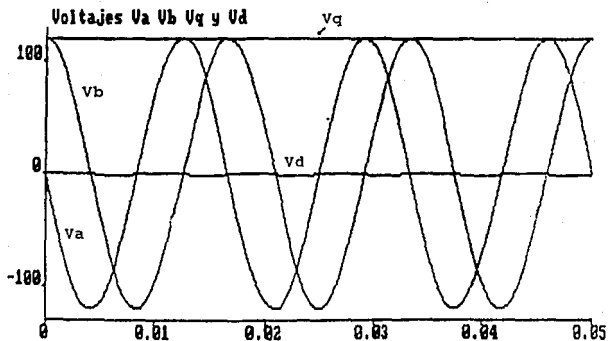


Figura 2.4

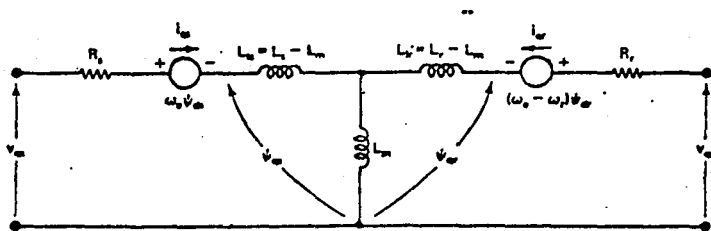
III MODELO MATEMATICO DEL MOTOR DE INDUCCION

Si la fuente de alimentación es trifásica balanceada, se pueden utilizar las transformaciones presentadas en el capítulo II para modelar el motor de inducción trifásico.

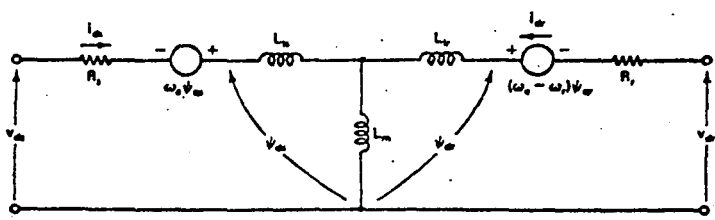
Como ya se ha visto, se pueden representar los tres voltajes senoidales de alimentación del motor, como dos voltajes senoidales, si se consideran los ejes a-b (referencia fija al estator), o dos voltajes de CD, si se considera una referencia que gira a la misma velocidad de alimentación ω_e (ejes d-q). Esto quiere decir que las variables eléctricas y magnéticas del motor son representadas como vectores con dos componentes, de esta manera se puede representar el motor con dos circuitos eléctricos equivalentes; uno para cada componente.

Considerando como referencia los ejes giratorios d-q, se tiene que los circuitos eléctricos equivalentes son los que se presentan en la figura 3.1 (Bose, 1986).

En estos circuitos se muestran las variables y parámetros correspondientes al estator en el lado izquierdo, y en lado derecho los correspondientes al rotor.



(a)



(b)

figura 3.1

De los diagramas anteriores se tiene que para el estator:

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} \quad (14)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} \quad (15)$$

En donde:

V_{qs} = Voltaje de estator sobre el eje q

- V_{ds} = Voltaje de estator sobre el eje d
- i_{qs} = Corriente de estator sobre el eje q
- i_{ds} = Corriente de estator sobre el eje d
- Ψ_{qs} = Flujo magnético del estator sobre el eje q
- Ψ_{ds} = Flujo magnético del estator sobre el eje d
- ω_e = Velocidad angular de alimentación

El término $\omega_e \Psi$ que aparece en las ecuaciones anteriores es el voltaje debido a la rotación de los ejes de referencia.

Las ecuaciones para el rotor son las siguientes:

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr} \quad (16)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \Psi_{qr} \quad (17)$$

En donde:

- V_{qr} = Voltaje del rotor sobre el eje q
- V_{dr} = Voltaje del rotor sobre el eje d
- i_{qr} = Corriente del rotor sobre el eje q
- i_{dr} = Corriente del rotor sobre el eje d
- Ψ_{qr} = Flujo magnético del rotor sobre el eje q
- Ψ_{dr} = Flujo magnético del rotor sobre el eje d
- ω_r = Velocidad angular del rotor

Para un motor de inducción, el voltaje del rotor es cero, entonces las ecuaciones (16) y (17) se convierten en:

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} \quad (18)$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} \quad (19)$$

Agrupando las cuatro ecuaciones de voltaje se tiene:

$$\left. \begin{aligned} V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_e \psi_{ds} \\ V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_e \psi_{qs} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Expresando los flujos en función de las corrientes:

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (21)$$

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (22)$$

$$\psi_{qs} = L_m i_{qr} + L_s i_{qs} \quad (23)$$

$$\psi_{ds} = L_m i_{dr} + L_s i_{ds} \quad (24)$$

Despejando las corrientes del rotor de las ecuaciones (18) y (19)

$$\left. \begin{aligned} i_{qr} &= (\psi_{qr} - L_m i_{qs}) / L_r \\ i_{dr} &= (\psi_{dr} - L_m i_{ds}) / L_r \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

y al sustituir las ecuaciones (23) y (24) en las ecuaciones (21) y (22) obtenemos

$$\left. \begin{aligned} \psi_{qs} &= L_s \sigma i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{qr} \\ \psi_{ds} &= L_s \sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

donde

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

Para obtener el modelo matemático del motor sustituimos las ecuaciones (25) en las ecuaciones (23)

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \frac{R_r}{L_r} (\psi_{qr} - L_m i_{qs}) + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} \\ 0 &= \frac{R_r}{L_r} (\psi_{dr} - L_m i_{ds}) + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Se define la constante de tiempo del rotor $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ y se despejan las derivadas de los flujos de las ecuaciones anteriores para obtener

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{qr} - \omega_{sl} \psi_{dr} + \frac{L_m}{T_r} i_{qs} \quad (28)$$

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{dr} + \omega_{sl} \psi_{qr} + \frac{L_m}{T_r} i_{ds} \quad (29)$$

donde la frecuencia de deslizamiento es $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$.

Ahora, las ecuaciones (26) en (20) y se tiene que

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \sigma \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{T_r} \frac{d\psi_{qr}}{dt} + \omega_s (L_s \sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr}) \quad (30)$$

de esta ecuación podemos despejar la derivada de i_{qs}

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \left(-\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \right) \omega_r \psi_{dr} + \left(-\frac{L_m R_r}{L_s^2 L_r \sigma} \right) \psi_{qr} - \gamma i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \quad (31)$$

donde

$$\gamma = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r} \right)$$

de la misma manera se obtiene la ecuación para la derivada de i_{ds}

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \sigma \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \omega_s \left(L_s \sigma i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{qr} \right) \quad (32)$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \left(-\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \right) \omega_r \psi_{qr} + \left(-\frac{L_m R_r}{L_s^2 L_r \sigma} \right) \psi_{dr} - \gamma i_{ds} - \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \quad (33)$$

Para la parte mecánica del motor se tiene lo siguiente:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T - TL \quad (34)$$

La relación del par generado con las corrientes y flujos es:

$$T = n_p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (35)$$

en donde n_p es el número de pares de polos de la máquina. Combinando las ecuaciones (34) y (35) se llega a

$$\frac{d\omega_r}{dt} = n_p \frac{L_m}{J L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) - \frac{TL}{J} \quad (36)$$

Las ecuaciones (28), (29), (31), (33) y (36) conforman el modelo matemático del motor de inducción tomando como referencia los ejes rotatorios d-q. Está dado en forma de variables de estado; es de quinto orden, y no lineal. Para mayor claridad, se muestra a continuación el modelo completo (Marino et al, 1993). Se observa que las entradas al sistema son los voltajes V_{qs} y V_{ds} ; las variables de estado son ω_r , ψ_{qr} , ψ_{dr} , i_{qs} e i_{ds} ; y la salida del sistema es T y/o ω_r .

$$\frac{d\omega_r}{dt} = n_p \frac{L_m}{J L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) - \frac{TL}{J}$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{qr} - \omega_{sl} \psi_{dr} + \frac{L_m}{T_r} i_{qs}$$

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{dr} + \omega_{sl} \psi_{qr} + \frac{L_m}{T_r} i_{ds}$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \right) \omega_r \psi_{dr} + \left(\frac{L_m R_r}{L_r^2 L_s \sigma} \right) \psi_{qr} - \gamma i_{qs} - \omega_{sl} i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs}$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \right) \omega_r \psi_{qr} + \left(\frac{L_m R_r}{L_r^2 L_s \sigma} \right) \psi_{dr} - \gamma i_{ds} - \omega_{sl} i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds}$$

La primera de las ecuaciones del modelo representa la dinámica de la parte mecánica del motor, mientras que las últimas cuatro representan la dinámica de la parte eléctrica. Esquemáticamente se presenta en la figura 3.2.

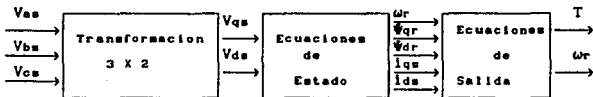


figura 3.2

IV CONTROL DEL MOTOR DE INDUCCION

El control de los motores de CA es mucho más complejo que el de los de CD; y más aún, cuando se requieren características estrictas de funcionamiento. Así que es deseable, poder obtener un funcionamiento del motor de CA similar al de CD; esto se logra, como ya se vió, con las transformaciones de ejes.

Como se sabe, en un motor de CD, si el flujo del campo es fijo, la velocidad angular es proporcional al voltaje de armadura, y el par producido es proporcional a la corriente de armadura, como lo muestra la siguiente ecuación:

$$T_e = k \psi_f I_a \quad (37)$$

donde ψ_f es el flujo producido por la corriente de campo I_f . Entonces la ecuación del par queda como sigue:

$$T_e = k' I_f I_a \quad (38)$$

donde I_a es la corriente de armadura e I_f es la corriente de campo. En un motor de CD las corrientes I_a e I_f pueden ser consideradas como dos vectores ortogonales o desacoplados. En operación normal, la corriente de campo I_f se mantiene constante para obtener un campo magnético constante y el par y la velocidad del motor se varían con la corriente y el voltaje de armadura respectivamente. Este tipo de control puede extenderse también a los motores de corriente alterna si la operación del motor se

considera sobre una referencia giratoria, en la cual, las variables senoidales aparecen como variables de corriente directa. Las corrientes i_{dn} e i_{qn} de los ejes giratorios d-q son análogas a las corrientes I_r e I_a del motor de corriente directa, así que el par del motor puede ser expresado, en una referencia giratoria como sigue:

$$T_e = k \psi_m i_{qn} = k' i_{qn} i_{ds} \quad (39)$$

La forma en que estas corrientes pueden ser utilizadas como vectores de control se ilustra en la figura 4.1

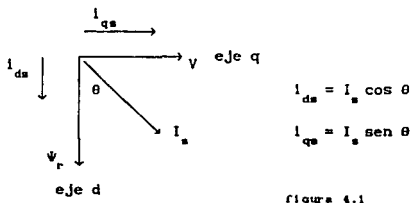


figura 4.1

La corriente i_{qs} es la componente activa o componente de par de la corriente de estator I_s . La corriente i_{ds} es la componente reactiva o componente de campo de la corriente de estator y es responsable de establecer el flujo ψ_m . Estas corrientes se encuentran desacopladas y pueden ser modificadas independientemente sin afectar la una a la otra. Para la operación como motor de CD, la componente i_{ds} se mantiene constante para mantener el flujo constante, mientras que el par se puede cambiar

con la corriente i_q , lo cual cambiará la posición de I_r como se puede apreciar en la figura.

Al igual que la corriente del estator, el flujo magnético del rotor consta también de dos componentes, Ψ_{qr} y Ψ_{dr} . Sin embargo, en estado estable se ha alineado este flujo con el eje d, cancelando así la componente del flujo sobre el eje q.

En la figura 4.2 se muestra la idea general del control del motor de CA empleando la teoría del campo orientado. En esta figura se consideran las corrientes; pero al depender éstas de los voltajes, se puede también, realizar el control considerando como variables de control a los voltajes.

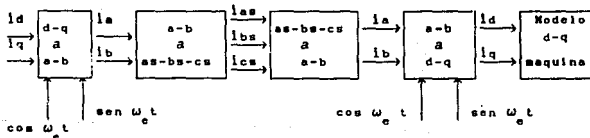


figura 4.2

Para el control del motor de CA, es deseable que el flujo del rotor se encuentre alineado con el eje d, es decir, que la componente del flujo sobre el eje q sea cero y por consiguiente su derivada también será cero. Esto se muestra en la figura 4.3.

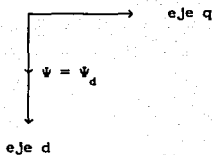


Figura 4.3

Con esta consideración, la ecuación (29) se convierte en

$$0 = \omega_{sl} \psi_{qr} + \frac{L_m}{T_r} i_{ds}$$

de donde

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{1}{\psi_{dr}} i_{qs} \quad (40)$$

al sustituir este resultado en la ecuación (29) se tiene que:

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{dr} + \frac{L_m}{T_r} \frac{\dot{\psi}_{qr}}{\psi_{dr}} i_{qs} + \frac{L_m}{T_r} i_{ds}$$

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{dr} + \frac{L_m}{T_r} i_{ds} \quad (41)$$

Se puede expresar la ecuación (31) de la siguiente forma:

$$i_{qs} = -\gamma i_{qs} + V'_{qs} \quad (42)$$

en donde

$$V'_{qs} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \Psi_{dr} - \omega_e i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r L_r} \Psi_{qr} \quad (43)$$

De igual manera, la ecuación (33) queda:

$$i_{ds} = -\gamma i_{ds} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_r^2} \Psi_{dr} + V'_{ds} \quad (44)$$

donde

$$V'_{ds} = \omega_e i_{qs} + \frac{1}{\sigma} V_{ds} + \frac{L_m}{\sigma L_r} \omega_r \Psi_{qr} \quad (45)$$

tomando en cuenta que $\Psi_{qr} = 0$, las ecuaciones (43) y (45) quedan como sigue:

$$V'_{qs} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \Psi_{dr} - \omega_e i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \quad (46)$$

$$V'_{ds} = \omega_e i_{qs} + \frac{1}{\sigma} V_{ds} + \frac{L_m}{\sigma L_r} \omega_r \Psi_{qr} \quad (47)$$

Con la misma consideración del flujo, la ecuación (36) para la parte mecánica del motor se convierte en:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = n_p \frac{L_m}{J L_r} \Psi_{dr} i_{qs} - \frac{T_L}{J} \quad (48)$$

Entonces, al alinear el flujo del rotor con el eje d giratorio; esto quiere decir que $\Psi_{qr} = 0$ y considerando también las ecuaciones (46) y (47), se puede representar al motor de inducción, en una referencia giratoria, por las ecuaciones (41),

(42), (44) y (48). A continuación, se presentan juntas estas cuatro ecuaciones para mayor claridad.

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{dr} + \frac{L_m}{T_r} i_{ds}$$

$$i_{ds} = -\gamma i_{ds} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s^2} \psi_{dr} + V'_{ds}$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = n_p \frac{L_m}{J L_r} \psi_{dr} i_{qs} - \frac{T_L}{J}$$

$$i_{qs} = -\gamma i_{qs} + V'_{qs}$$

El sistema de ecuaciones es ahora más simple; pero sigue siendo no lineal. Sin embargo, se pueden emplear las ecuaciones (41) y (44) para regular el flujo del rotor a un valor constante, con lo cual desaparece la no linealidad en la ecuación (48) y las ecuaciones (42) y (48) se pueden utilizar para controlar la velocidad angular del rotor.

El flujo de rotor, así como su velocidad pueden ser controlados por dos controladores PI obteniéndose los voltajes V'_{qs} y V'_{ds} . Para generar las señales de control que se deben aplicar al motor, se consideran las ecuaciones (46) y (47) para calcular los voltajes V_{qs} y V_{ds} de la siguiente forma:

$$V_{qs} = \sigma L_s \left(V'_{qs} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_{dr} + \omega_s i_{ds} \right) \quad (49)$$

$$V_{ds} = \sigma L_s \left(V'_{ds} - \omega_s i_{qs} \right) \quad (50)$$

después se aplica la transformación definida por (6), que se vuelve a escribir aquí, para obtener los correspondientes voltajes de los ejes fijos a-b

$$\begin{bmatrix} V_b \\ V_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) & \sin(\omega_o t) \\ -\sin(\omega_o t) & \cos(\omega_o t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} \quad (6)$$

en donde $\omega_o t = (\omega_{sl} + \omega_r) t$

Finalmente se obtienen los tres voltajes V_{aa} , V_{ba} y V_{ca} con la transformación definida por (3), que se vuelve a escribir aquí.

$$\begin{bmatrix} V_{aa} \\ V_{ba} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} \quad (3)$$

Para un estudio más completo de esta forma de control de un motor de inducción se han llevado a cabo estudios de simulación en computadora.

En la simulación se ha regulado el flujo del rotor con un controlador PI, para que siga una señal tipo escalón. Con el flujo regulado a un valor constante, la dinámica de la velocidad angular del rotor se linealiza y se puede controlar fácilmente para seguir

una entrada, escalón en este caso, también con un controlador PI.

El comportamiento del sistema en general ha sido satisfactorio. Se muestra el flujo del rotor correspondiente al eje d regulado a un valor de 1.8 Wb, en la figura 4.4. En la figura 4.5 se puede observar como el flujo correspondiente al eje q se hace cero en el estado estable. En la figura 4.6 se visualiza la corriente en el eje d, la cual regula al flujo sobre el mismo eje. La figura 4.7 muestra la corriente sobre el eje q, la cual controla la velocidad angular del motor. Finalmente, en la figura 4.8, se puede observar que la velocidad angular sigue satisfactoriamente una entrada escalón de 220 rad/seg en el intervalo de 0 a 5 segundos, y en el intervalo de 5 a 10 segundos un escalón de amplitud 300 rad/seg.

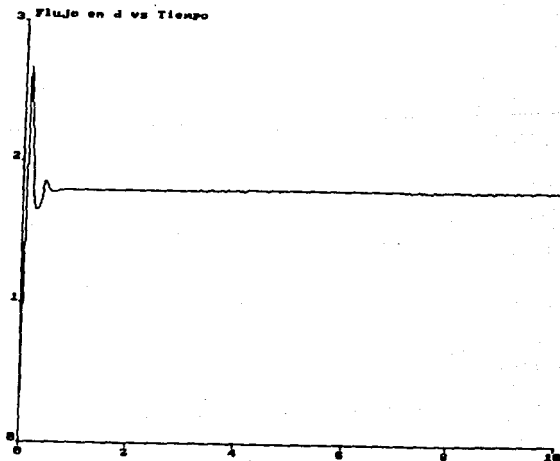


figura 4.4

3 Flujo en q vs Tiempo

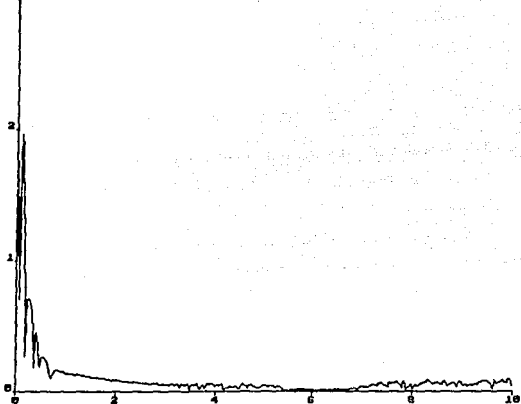


figura 4.5

200 Corriente en d vs Tiempo

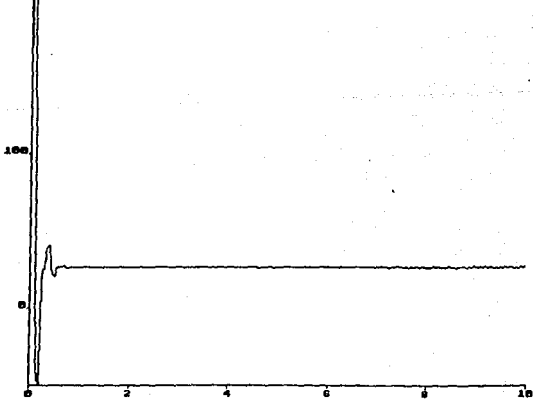


figura 4.8

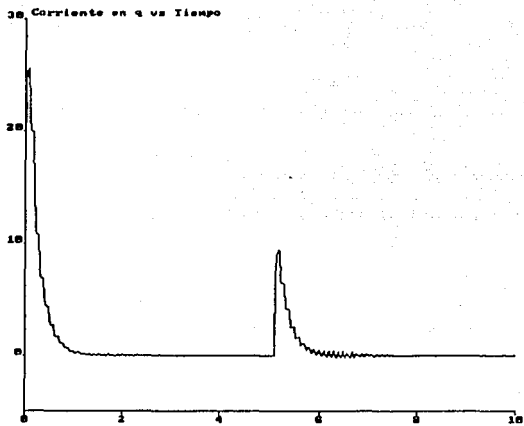


figura 4.7

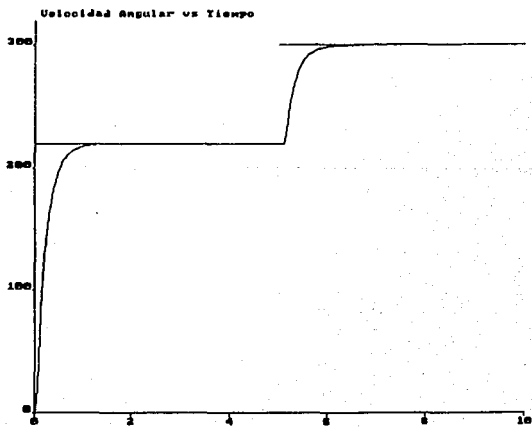


figura 4.8

V CONTROL PID PARA UN MOTOR DE INDUCCION BIFASICO

5.1 Introducción

En los capítulos restantes, se estudiará el problema de control de posición de un motor de inducción empleando un controlador PID.

Como se presentó en los capítulos II y III, un motor trifásico se puede describir por las transformaciones de ejes, por lo tanto, a continuación, nos limitamos a estudiar el control de posición de un motor de inducción bifásico.

Para fines de diseño y análisis, primero se obtiene un modelo del motor de inducción linealizando la ecuación de par vs velocidad alrededor de un punto de operación. Luego se diseñará un controlador PID basado en el modelo linealizado para que el sistema en malla cerrada tenga ciertas características deseadas (frecuencia natural y amortiguamiento). Por último, se presentará la implementación de este controlador usando un motor de inducción bifásico de Feedback, un circuito de potencia desarrollado en el Instituto de Ingeniería y una computadora PC.

5.2 Modelo Matemático del Motor Bifásico de Inducción

Un motor bifásico de inducción es un motor de inducción que tiene dos embobinados de estator colocados 90 grados eléctricos uno con respecto al otro, como se muestra en la figura 5.1

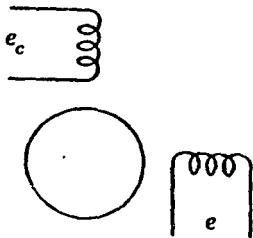


figura 5.1

En un motor de dos fases, los voltajes de corriente alterna e y e_c son de igual magnitud y se encuentran defasados por un ángulo de 90° para obtener el máximo par. Si el defasamiento entre estos voltajes es de 270° se invierte el sentido de giro del motor, también con el máximo par.

Un motor de inducción bifásico gira a una velocidad ligeramente menor que la velocidad sincrónica y es, en esencia, un motor de velocidad angular constante. La velocidad angular sincrónica se encuentra determinada por el número de polos producidos por los

embobinados del estator y por la frecuencia de los voltajes aplicados a estos embobinados.

Cuando un motor de este tipo es utilizado como un servomotor, la velocidad es proporcional a uno de los voltajes de estator. Se puede entonces utilizar al motor bifásico de inducción como un servomotor si se aplica un voltaje de corriente alterna de amplitud fija e a una de las fases, mientras que en la otra fase se aplica un voltaje de corriente alterna que varía con el tiempo e_c .

De esta manera el par y la velocidad del motor son funciones de este último voltaje e_c . El defasamiento entre los dos voltajes se puede mantener fijo, así como la frecuencia de los mismos. En la figura 5.2 se puede visualizar un conjunto de curvas par-velocidad para diferentes valores de voltajes de control e_c .

Se puede notar que la curva para un voltaje de control igual a cero pasa por el origen y tiene una pendiente negativa. Esto quiere decir que cuando el voltaje de control se hace cero, el motor desarrolla un par que lo desacelera hasta que se detiene. Las curvas muestran un par de magnitud finita a una velocidad cero. Esto es un requerimiento del motor para así poder generar una rápida aceleración. Esto último puede lograrse en un motor de inducción al construirlo con un rotor cuyo valor de resistencia sea elevado.

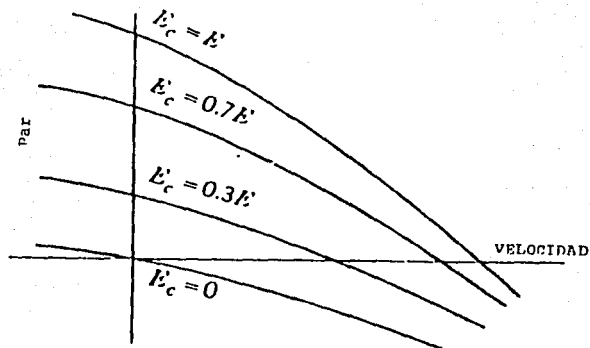


figura 8.2

Se observa que las curvas par-velocidad no son líneas rectas, así que una ecuación diferencial lineal no puede ser utilizada para representar exactamente a este tipo de motores. Se puede obtener una exactitud adecuada al linealizar las curvas par-velocidad representándolas por líneas rectas; el siguiente análisis se basa en esta aproximación (Dazzo, Houppis 1966).

Con todo lo anterior se tiene que el par es una función de la velocidad del motor y del voltaje de control e_c . En términos de derivadas parciales, la ecuación del par es la siguiente:

$$\frac{\partial T}{\partial e_c} e_c + \frac{\partial T}{\partial \omega} \omega = T(e_c, \omega) \quad (51)$$

Al aproximar el conjunto de curvas par-velocidad por un conjunto de líneas rectas, las derivadas parciales de la ecuación anterior se hacen constantes que se pueden evaluar a partir de la gráfica.

De esta forma

$$\frac{\partial T}{\partial e_c} = K_c \quad \text{y} \quad \frac{\partial T}{\partial \omega} = K_w \quad (52)$$

y la ecuación anterior queda de la siguiente forma

$$K_c e_c + K_w \omega = T(e_c, \omega) \quad (53)$$

Si el motor tiene una carga consistente en una inercia y un amortiguamiento, entonces el par requerido por la carga es el siguiente:

$$T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B \omega \quad (54)$$

puesto que el par generado y el par requerido por la carga deben ser iguales se igualan las ecuaciones (53) y (54) se obtiene

$$K_c e_c + K_w \omega = J \frac{d\omega}{dt} + B \omega \quad (55a)$$

Si se reordenan los términos se tiene

$$J \frac{d\omega}{dt} + (B - K_w) \omega = K_c e_c \quad (55b)$$

Esta última ecuación se puede expresar en términos de la posición angular de la manera siguiente:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + (B - K_w) \frac{d\theta}{dt} \omega = K_c e_c \quad (56)$$

Para que este sistema sea estable se requiere que el coeficiente $B - K_w$ sea positivo. De la gráfica de las curvas velocidad-par se puede observar que $K_w = \frac{\partial T}{\partial \omega}$ es negativo; así que el requerimiento para la estabilidad del sistema se cumple.

Aplicando la Transformada de Laplace a la ecuación diferencial del sistema se obtiene su función de transferencia

$$\frac{\theta(s)}{E_c(s)} = \frac{\frac{K_c}{J}}{s^2 + \left[\frac{B - K_w}{J} \right] s} \quad (57)$$

Haciendo

$$a = \left[\frac{B - K_w}{J} \right] \quad \text{y} \quad b = \frac{K_c}{J}$$

la función de transferencia queda de la siguiente forma:

$$\frac{\theta(s)}{E_c(s)} = \frac{b}{s^2 + as} \quad (58)$$

5.3 Controlador PID

El controlador PID es una combinación de las tres acciones de

control más básicas con que se cuenta: la Proporcional, la Integral y la Derivativa.

El Control Proporcional. Considerando el esquema básico de un sistema de control retroalimentado (figura 5.3), se puede observar claramente que el controlador genera la señal de control a partir de la señal de error.

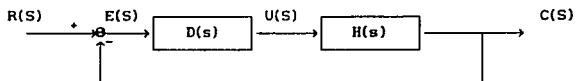


figura 5.3

Cuando la señal de control es linealmente proporcional a la señal de error se tiene una acción de control proporcional. La forma general del controlador proporcional es entonces

$$u(t) = K_p e(t) \quad (59)$$

y su función de transferencia queda como sigue

$$D(s) = K_p \quad (60)$$

Este tipo de control reduce el error de estado estable en el sistema, pero altas ganancias de K_p pueden producir oscilaciones considerables en la respuesta del sistema e incluso inestabilidad.

El Control Integral tiene la forma siguiente

$$u(t) = \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (61)$$

así que su función de transferencia es

$$D(s) = \frac{K_p}{T_i s} \quad (62)$$

La razón principal para utilizar una acción de control integral es para reducir o eliminar el error en estado estable, sin embargo este beneficio se logra a cambio de una disminución en la estabilidad del sistema.

El Control Derivativo tiene la siguiente forma

$$u(t) = K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (63)$$

así que su función de transferencia es la siguiente

$$D(s) = s K_p T_d \quad (64)$$

la tarea principal de este tipo de control es el de incrementar la estabilidad del sistema y la velocidad de la respuesta. Para más detalles acerca de estas acciones de control consultar (Franklin et al , 1986)

El controlador PID es la suma de estas tres acciones de control y su función de transferencia es la siguiente

$$D(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] E(s) \quad (65)$$

Se puede utilizar este controlador para obtener una reducción del error aceptable al mismo tiempo que una estabilidad adecuada. Para el diseño del controlador PID se requieren ajustar las constantes K_p , T_i y T_d para obtener los resultados deseados.

5.4 Diseño del Control de Posición del Motor Bifásico.

Para el diseño del controlador se parte del diagrama de bloques del sistema que se muestra a continuación

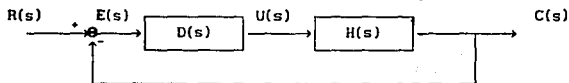


figura 5.4

donde

$$D(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] E(s)$$

y

$$H(s) = \frac{b}{s^2 + as}$$

Se observa que la planta tiene un polo en el origen actuando como un integrador, de modo que en el controlador PID se puede prescindir de la acción integral quedando un controlador PD. De esta manera, el diagrama de bloques resultante es el siguiente:

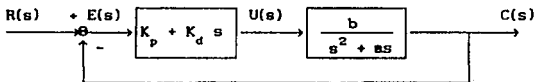


Figura 5.5

donde $K_d = K_p T_d$.

Del diagrama se observa que la función de transferencia de lazo cerrado es

$$\frac{\theta(s)}{\theta_r(s)} = \frac{K_p b + K_d s}{s^2 + (a + K_d b)s + K_p b} \quad (66)$$

Comparando la ecuación característica de la función de transferencia de este sistema con la de la función de transferencia deseada

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (67)$$

se tiene que

$$2\xi\omega_n = a + K_d b \quad (68)$$

y

$$\omega_n^2 = K_p b \quad (69)$$

Para las especificaciones de la respuesta transitoria de un sistema de segundo orden a una entrada tipo escalón (figura 5.6) son conocidas las siguientes relaciones (Franklin et al , 1986).

$$\text{tiempo de levantamiento } t_r = \frac{1.8}{\omega_n} \quad (70)$$

$$\text{tiempo de establecimiento } t_s = \frac{4.6}{\xi \omega_n} \quad (\text{para } 1\%) \quad (71)$$

$$\text{sobreimpulso } M_p = e^{-\left(\pi \xi / \sqrt{1-\xi^2} \right)} \quad (72)$$

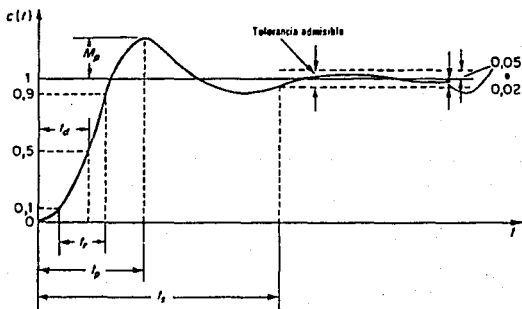


figura 5.8

Usualmente se requiere que el tiempo de levantamiento sea menor que un tiempo dado t_r' ; el tiempo de establecimiento menor que un tiempo dado t_s' y el sobrepaso menor que un sobrepaso especificado M_p' . Empleando las ecuaciones anteriores con estas condiciones, se pueden determinar los intervalos de valores que pueden tomar los parámetros de diseño ω_n y ξ . Esto se muestra en las siguientes ecuaciones

$$\omega_n \geq \frac{1.8}{t_r} \quad (73)$$

$$\xi \geq \left[\frac{1}{\left[\frac{\pi}{\ln M_p} \right]^2 + 1} \right]^{1/2} \quad (74)$$

Una vez obtenidos los valores adecuados de ω_n y ξ se utilizan en las ecuaciones (68) y (69) para obtener los valores de los parámetros del controlador de la siguiente forma

$$K_d = \frac{2\xi\omega_n - a}{b} \quad (75)$$

$$K_p = \frac{\omega_n^2}{b} \quad (76)$$

VI IMPLEMENTACION DEL CONTROLADOR PID

Como se ha visto ya, para poder diseñar el controlador de posición, es necesario conocer las constantes del motor: a y b . Para ello sería necesario medir la velocidad angular, el par generado, el momento de inercia y la carga del motor. Se puede llegar a consumir bastante tiempo en obtener una medición lo suficientemente exacta de cada uno de los parámetros mencionados y el equipo necesario para ello puede ser complejo y caro.

Para la implementación del control de posición del motor, mediante un controlador PID se ha llevado a cabo una serie de iteraciones en línea de los parámetros del controlador (K_p , K_i y K_d), hasta encontrar los valores con los cuales se presenta la mejor respuesta del sistema.

Se ha utilizado una tarjeta de adquisición de datos junto con una computadora PC para la implementación, así como un circuito de electrónica de potencia requerido por el motor. Las especificaciones técnicas de la tarjeta de adquisición de datos y del circuito de potencia se pueden consultar en los apéndices C y D.

La programación del algoritmo de control y del manejo de los

puertos de la tarjeta se llevó a cabo en lenguaje C y los códigos fuente de dichos programas se pueden encontrar en el apéndice B.

La implementación se ha realizado de acuerdo con el siguiente diagrama de bloques, en el cual se muestran los diferentes elementos que conforman el control de posición.

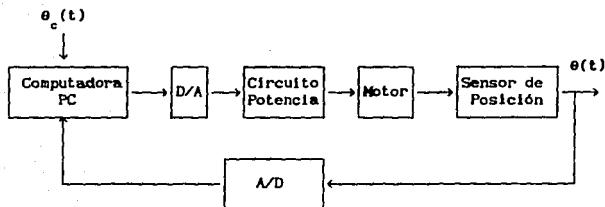


figura 8.1

Como ya se ha visto, el motor de inducción bifásico requiere de dos voltajes de corriente alterna para su funcionamiento; la frecuencia de ambos voltajes es la misma, y el sentido de giro del motor está determinado por el desfase que existe entre dichos voltajes. El circuito de potencia empleado alimenta al motor con estos dos voltajes de CA, de tal modo que en el diagrama se ha considerado la entrada al circuito de potencia como un voltaje de control proveniente de la computadora, y la salida del motor es la posición angular de la flecha, la cual es medida a través del sensor de posición.

Basicamente, el circuito de potencia recibe un voltaje de control de CD y proporciona un voltaje de CA, proporcional al voltaje de control, a una de las fases del motor, mientras que mantiene fijo el voltaje de la otra fase. También puede variar el defasamiento entre los voltajes de fase, al recibir la orden desde la computadora, para invertir el sentido de giro del motor. Las conexiones de este circuito de potencia se pueden consultar en (Instituto de Ingeniería, UNAM 1992).

A su vez, el motor acelera hasta alcanzar la posición deseada al recibir los voltajes de CA proporcionados por el circuito de potencia.

El sensor de posición es un potenciómetro, también del equipo de laboratorio Feedback, alimentado con 5 volts, de tal forma que la señal de posición es un voltaje entre 0 y 5 volts. Se utiliza un potenciómetro similar, y con la misma alimentación de voltaje, para obtener una señal de posición de referencia representada con el mismo rango de voltaje. Las especificaciones técnicas del motor de AC, así como de los potenciómetros empleados se pueden consultar en (Feedback LTD, 1983).

Los convertidores A/D y D/A que se muestran en el diagrama se encuentran contenidos en la tarjeta de adquisición de datos utilizada. Esta tarjeta, a su vez, se conecta internamente a la computadora PC, de modo que se pueden controlar los convertidores

desde el programa contenido en la memoria de la computadora. Las rutinas para controlar los convertidores de la tarjeta se han programado en lenguaje C y se pueden encontrar en el apéndice B.

Finalmente, la computadora empleada es una computadora personal PC con un microprocesador 80X86 o compatible. En ella se corre el programa que contiene el algoritmo de control y las instrucciones necesarias para manejar los puertos de entrada y salida. El algoritmo proporciona una señal de control en base al error de posición calculado, dentro de la computadora, a partir de los dos voltajes proporcionados por los potenciómetros. Esta señal de error es convertida a un voltaje analógico entre 0 y 5 volts la cual alimenta al circuito de potencia, cerrando así el lazo.

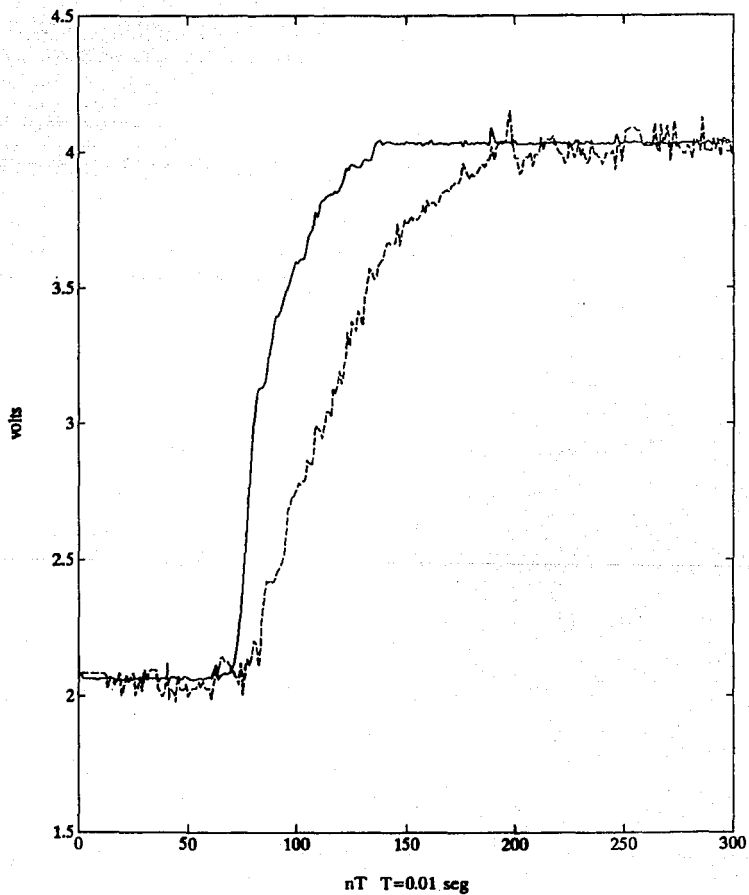
Con el sistema conectado de esta forma se pueden ajustar en línea los parámetros del controlador PID (K_p , K_i y K_d) hasta obtener la mejor respuesta posible del sistema. A continuación se presentan tres gráficas en las que se muestran la señal de referencia en línea continua y la señal de salida en línea punteada, así como los valores de los parámetros del controlador empleados en cada caso.

En la primera de las gráficas se muestra la respuesta del sistema con un controlador PD; se puede apreciar aquí que la salida del sistema sigue la referencia lentamente; pero las oscilaciones son muy pequeñas. En las siguientes dos gráficas se

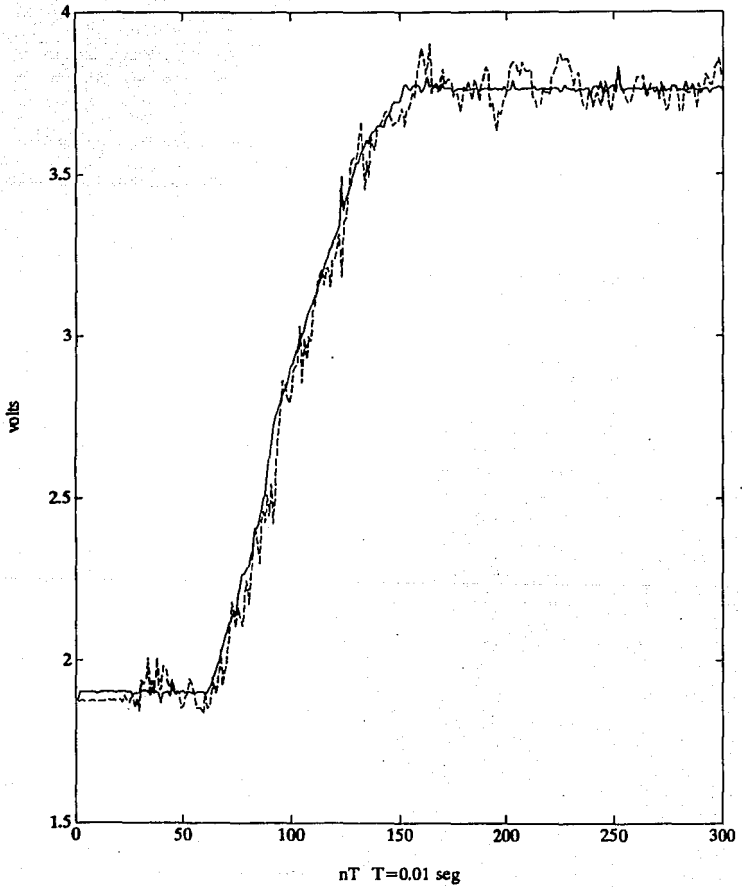
ha sustituido el controlador PD con uno PID; se observa que el tiempo de levantamiento de la respuesta del sistema se ha mejorado considerablemente al incluir la contribución integral del controlador PID; sin embargo se pueden notar picos más elevados durante la respuesta transitoria del sistema.

Se encuentra que con estos parámetros del controlador se tiene una respuesta del sistema muy aceptable, incluso para el caso de la primera gráfica, en donde se ha anulado la contribución integral del controlador. Esto demuestra que en muchas ocasiones es suficiente un controlador Proporcional-Derivativo para el control de posición de motores. Por esta razón son muy utilizados todavía este tipo de controladores en la industria.

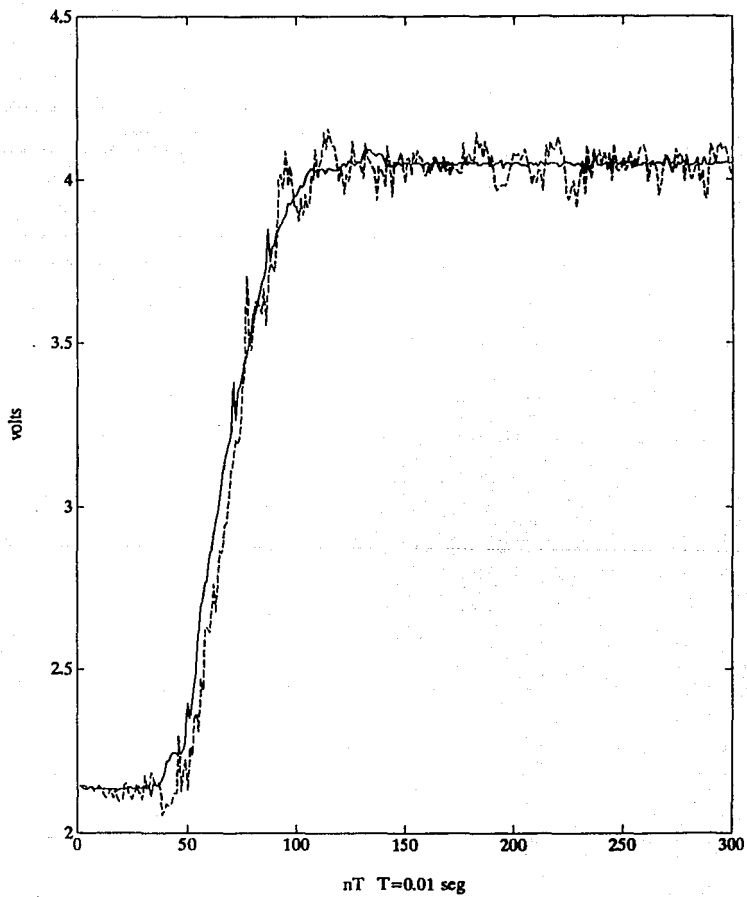
$K_p=2.5$ $K_i=0$ $K_d=0.5$



$K_p=2.5$ $K_i=1.8$ $K_d=0.8$



$K_p=2.5$ $K_i=0.5$ $K_d=0.75$



VII CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado el estudio de dos esquemas de control para motores de inducción: Control Vectorial y Control PID.

Los resultados obtenidos en los estudios muestran que la complejidad inherente al método de control vectorial se justifica por los resultados obtenidos. El principal obstáculo para la implementación de este esquema de control se encuentra en la medición de los flujos del rotor. Generalmente se emplean observadores de flujos para resolver este problema, lo cual aumenta el número de cálculos y se hace, entonces, necesario el empleo de un procesador de gran velocidad para su implementación en tiempo real.

El controlador PID, por otro lado, es mucho más simple en diseño e implementación. Los experimentos realizados en el motor de inducción bifásico muestran que el desempeño es satisfactorio; sin embargo, debido a la linealización para puntos de operación lejos del punto en que se linealiza el modelo, es necesario resintonizar el controlador PID. En este caso, un controlador autosintonizable puede ser ventajoso

En lo referente con futuros trabajos relacionados con este tema, se puede mencionar:

El estudio de observadores de flujos del rotor, así como de algoritmos de identificación para obtener una aproximación de los parámetros y variables difícilmente medibles en el motor.

El desarrollo de un circuito de electrónica de potencia para un motor de inducción trifásico, para así poder llevar a cabo experimentos relacionados con este esquema de control.

La implementación en tiempo real de este controlador, empleando un microprocesador de alta velocidad como puede ser un Procesador Digital de Señales (DSP).

El estudio de la influencia de la frecuencia de muestreo en una implementación en tiempo real.

El estudio de un controlador adaptable simple para el motor de inducción.

REFERENCIAS

-Advantech Co Ltd. *PCL812-PG Enhanced Multi-Lab Card, User's Manual*, 1990.

-Astrom, Karl J & Wittenmark, Björn. *Computer Contolled Systems, Theory and Design*. Prentice Hall, 1984 Englewood Cliffs

-Bose, Bimal K. *Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall, 1985 Englewood Cliffs, New Jersey.

-D'azzo, John & Houpis Constantine. *Feedback Control Systems Analysis and Synthesis*. Mc Graw-Hill, 1966 U.S.A.

-Elmqvist, H & Astrom, Karl J. *Simnon User's Guide for MS-DOS Computers*. Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Sweden, 1986.

-Feedback Instruments Limited. *Modular Servo System MS150*. Sussex, England 1983.

-Franklin, Gene F. & Powell David. *Feedback Control of Dynamic Systems*. Addison-wesley, 1986.

-Instituto de Ingeniería, UNAM. *Diseño y Construcción de un Circuito de Potencia U.N.A.M.* 1992

-Lebalnc, G. *Turbo C para IBM-PC y Compatibles*. Editorial Gustavo Gil, S.A., Barcelona, 1988.

-Leonard, W. *Microcomputer Control of High Dynamic Performance AD-Drives*. International Federation of Automatic Control. 1986

-Marino R, Perseada S & Valigi P. *Adaptive Partial Feedback of Induction Motors*. in Proc. 29th Conf. Decision Contr, pp 3313-3318, Honolulu, HI, 1990.

-Marino, Riccardo & Valigi Paolo. *Nonlinear Control of Induction Motors: A Simulation Study*. in Proc. 1991 European Control Conference. Grenoble, France 1991, pp 1057-1062.

-Marino R, Perseada S & Valigi P. *Adaptive Input-Output Linearizing Control of Induction Motors*. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 38, No2, February 1993, pp 208-221.

-Ogata, Katsuhiko. *Ingeniería de Control Moderna*. Prentice Hall, 1980. México.

-Schilling, Donald & Belove, Charles. *Electronic Circuits, Discrete and Integrated*. Mc Graw-Hill 1989.

APENDICE A: PROGRAMAS EN SIMNON

En este apéndice se muestran los programas en SIMNON utilizados para las simulaciones del control del motor trifásico de inducción empleando el campo orientado.

El primer programa representa el modelado del motor de inducción, así como las transformaciones necesarias para este tipo de control. El segundo programa contiene las instrucciones del controlador digital de flujo magnético y de la velocidad angular del motor; durante las simulaciones, se han variado los parámetros del controlador fácilmente desde el ambiente de trabajo del programa de simulación SIMNON. Finalmente, en el tercer programa, se encuentran los comandos para enlazar los dos anteriores.

```
CONTINUOUS SYSTEM a1
INPUT Vd Vq flu t1
OUTPUT y1 y2
STATE ud id wr iq th
DER dud did dwr diq dth
TIME t
sg = Ls - ((Lm*Lm)/Lr)
c1 = Rr/Lr
c2 = (Rr/Lr)*Lm
c3 = (Rs/sg)+((Lm*Lm*Rr)/(sg*Lr*Lr))
c4 = (Rr/Lr)*(Lm/(sg*Lr))
c5 = Lm/(j*Lr)
c6 = c3
c7 = Lm/(sg*Lr)
"
"MODELO DEL MOTOR DE AC
dud = -c1*ud + c2*id
did = -c3*id + c4*ud + Vdcf
```

```

dwr = c5*ud*iq - t1/J
diq = -c6*iq + Vqcf
dth = wr + c1*Lm*(iq/ud)
"tor = c5*ud*iq
uq = sqrt(abs((flu*flu)-(ud*ud)))
tor = c5*((ud*iq)-(uq*id))
"
"VARIABLES DE SALIDA
y1 = ud
y2 = wr
"
"PARAMETROS DEL MOTOR
Rs:0.18
Ls:0.0699
Rr:0.15
Lr:0.0699
Lm:0.068
J:0.0586
"t1:0
"we:377
we=th
"
"CALCULO DE Vds Y Vqs
Vds = sg*(Vd - we*iq)
Vqs = sg*(Vq + c7*wr*ud + we*id)
"
"TRANSFORMACIONES PARA OBTENER 3 VOLTAJES SENOIDALES
Vqss = Vqs*cos(we*t) + Vds*sin(we*t)
Vdss = Vds*cos(we*t) - Vqs*sin(we*t)
"
Vas = Vqss
Vbs = -0.5*Vqss - 0.866025*Vdss
Vcs = -0.5*Vqss + 0.866025*Vdss
"
"TRANSFORMACIONES PARA OBTENER 2 VOLTAJES DE DC
Vqce = Vas
Vdce = -0.57735*Vbs + 0.57735*Vcs
"
Vqcs = Vqce*cos(we*t) - Vdce*sin(we*t)
Vdcs = Vqce*sin(we*t) + Vdce*cos(we*t)
"
"CALCULO DE LOS VOLTAJES DE CONTROL
Vqcf = -c7*wr*ud - we*id + (1/sg)*Vqcs
Vdcf = we*iq + (1/sg)*Vdcs
"
END

```

```

DISCRETE SYSTEM b1
INPUT refu refw u1 u2
OUTPUT yu yw

```

```

STATE lu xu lw xw
NEW niu nxu niw nxw
TIME t
TSAMP ts
"
eu = refu - u1
pu = kpu*eu
du = tdu*(u1-xu)/dt
yu = pu+(kiu*iu)+(kdu*du)
niu = lu+eu/tiu*dt
nxu=u1
*tsu = t+dtu
kpu:10000
kdu:0
kiu:1e14
tdu:0
tiu:1e10
*dtu:0.1
"
ew = refw - u2
pw = kpw*ew
dw = kdw*(ew-xw)/dt
yw = pw+(kiw*iw)+dw
niw = kiw*(1w+(ew*dt))
nxw=ew
ts = t+dt
kpw:10
kdw:0
kiw:1
dt:0.1
"
END

```

```

CONNECTING SYSTEM c1
TIME t
flu a1 =fref
refu b1 =fref
refw b1 =IF t<5 THEN wref1 ELSE wref2
t1 a1 =IF t<2.5 THEN t11 ELSE t12
u1 b1 =y1 a1
u2 b1 =y2 a1
Vd a1 =yu b1
Vq a1 =yw b1
fref:1.8
wref1:220
wref2:300
t11:0
t12:0
END

```


APENDICE B: PROGRAMAS EN LENGUAJE C

En este apéndice se muestran los códigos fuente de los programas en Lenguaje C utilizados para la implementación del controlador PID del motor bifásico de inducción.

```
#include<conio.h>
#include<bios.h>
#include<dos.h>
#include<stdio.h>
#include<labcard.h>
#include<math.h>

/***** Inicializacion de variables *****/
int baseI;
int ad_range;
int da_range;
int ad_no;
int da_no;
int di_no;
int do_no;
int ad_gain;
int da_gain 2 ;
int di_value 16 ;
int do_value 16 ;
float ad_value;
float da_value;
int ch;
int can;
float r;
float y;

/***** Programa Principal *****/
main()

FILE *fp;
float exp1 300 2 ;
float valor 300 2 ;
int indx;
int in;
float r;
```

```

float y;
float e;
float ea;
float p,i,d;
float kp;
float ki;
float kd;
float sc;
float T=0.01;
float ia;
float vo;
int j=0;
int fre;
int can;
int ch;
printf("La senal de referencia esta en el canal 1");
printf("La senal medida esta en el canal 5");
printf("La senal de control es a traves del canal 1 salida");
printf("La senal de defasamiento esta en el canal 0 salida");
printf("Valor de la constante kp");
scanf("%f",&kp);
printf("Valor de la constante ki");
scanf("%f",&ki);
printf("Valor de la constante kd");
scanf("%f",&kd);
printf("Frecuencia:");
scanf("%d",&fre);
frec(fre);
init_AD();
init_DA();
init_DO();
init_DI();
ia=0;
ea=0;
while(j<300)

can=1;
read_AD(can);
r=ad_value;
valor j 0 =r;
can=5;
read_AD(can);
y=ad_value;
valor j 1 =y;
e=r-y;
if (e==0)

    ia=0;
    ea=0;
    goto otvz;

if (e<=0) vo=1.25;

```

```

    else vo=3.75;
    da_value=vo;
    write_DA(0);
    e=fabs(e);
    p=kp*e;
    i=k1*((e*T)+ia);
    d=kd*((e-ea)/T);
    sc=p+1+d;
    if (sc>5) sc=5;
    da_value=sc;
    write_DA(1);
    ea=e;
    ia=i;
    otvz:
    printf("%d",fre);
    J++;

    for(indx=0; indx<300; indx++)
    for(in=0; in<2; in++)
    printf("%f", valor indx in );
    if((fp=fopen("expl", "wb"))==NULL) {
    printf("No se puede");
    exit(1);

    for(indx=0; indx<300; indx++)
    for(in=0; in<2; in++) expl indx in =(float) valor indx in ;
    fwrite(refe, sizeof(refe), 1, fp);
    fclose(fp);

```

/*..... Lee archivo de datos*/

```

#include<stdio.h>
#include<stdlib.h>

```

```
main()
```

```

FILE *fp;
FILE *fk;
float refe 300 2 ;
int i;

```

```

if((fp=fopen("expl", "rb"))==NULL) {
printf("No se puede");
exit(1);

```

```

if((fk=fopen("expl.m", "wt"))==NULL) {
printf("Parece que no se puede abrir");

```

```
exit(1);
```

```
fread(refe,sizeof(refe),1,fp);  
for(i=0;i<300;i++)  
    fprintf(fk,"%f %f",refe[i],refe[i+1]);  
fclose(fp);  
fclose(fk);
```

```
/****** Comandos de la Tarjeta PCL812 *****/
```

```
int baseI=0x220;  
int ad_range=0;  
int da_range=0;  
int ad_no=16;  
int da_no=2;  
int di_no=16;  
int do_no=16;  
int ad_gain;  
int da_gain 2 ;  
int di_value 16 ;  
int do_value 16 ;  
float ad_value;  
float da_value;  
int vc_f=1;
```

```
/****** A/D int *****/
```

```
init_AD()
```

```
int i;  
outportb(baseI+11,0x06);  
ad_value=0;  
ad_gain=ad_range;
```

```
/****** D/A int *****/
```

```
init_DA()
```

```
int i;  
outport(baseI+4,0);  
outport(baseI+5,0);  
outport(baseI+6,0);  
outport(baseI+7,0);  
for(i=0;i<da_no;i++) da_gain[i]=da_range;  
da_value=0;
```

```

/***** D/I init *****/
init_DI()

int i;
for(i=0; i<di_no; i++) di_value i =0;

/***** D/O init *****/
init_DO()

int i;
outportb(baseI+13,0);
outportb(baseI+14,0);
for(i=0; i<do_no; i++) do_value i =0;

/***** Leer Dato *****/
int read_AD(can)
int can;

unsigned int adhigh;
unsigned int adlow;
float cal;

outportb(baseI+10,can);
outportb(baseI+9,ad_gain);
outportb(baseI+12,0);

do

    adhigh=inportb(baseI+5);

while ((adhigh&0x10)!=0);
adhigh=inport (baseI+5);
adlow=inportb (baseI+4);

ad_value=(adhigh<<8)+adlow;
if (vc_f=1) {
    cal=10-(-10);
    ad_value=(cal*ad_value)/4096.0-10;

/***** Escribir Dato *****/
write_DA(ch)
int ch;

unsigned int dahigh;

```

```

unsigned int dalow;
int da_g;
float cal;

if (da_value<0) da_value=0;
if (da_value>10) da_value=10;

cal=4095.0/((10-0)*1.0);
cal=cal*(da_value-0);

dahigh=cal/256;
dalow=cal;
dalow%=256;

if (ch==0)
outputb(baseI+4,dalow);
outputb(baseI+5,dahigh);

else
outputb(baseI+6,dalow);
outputb(baseI+7,dahigh);

```

```

/***** Lee Digital *****/

```

```

read_DI()

```

```

int byteno;
int bitcnt;
int bitno;
int dci=0;
unsigned int di_byte 5 ;
di_byte 0 =inportb(baseI+6);
di_byte 1 =inportb(baseI+7);
byteno=dci/8;
bitno=dci%8;
bitcnt=1;
bitcnt<=&bitno;
if((di_byte byteno &bitcnt)==0) di_value dci =0;
else di_value dci =1;

```

```

/***** Escribe Digital *****/

```

```

write_DO()

```

```

int dco=0;
unsigned int do_byte 5 ;
int bitcnt;
int byteno;
int bitno;

bitcnt=1;

```

```

byteno=dco/8;
bitno=dco%8;
bitcnt<<=bitno;
if(do_value dco ==0)

    bitcnt=bitcnt;
    do_byte byteno &=bitcnt;

else
    do_byte byteno =bitcnt;

```

/*..... Frecuencia de Muestreo*/

```

frec(fr)
int fr;

float div;
int xx;
unsigned int ctr1,ctr2;
int ndiv;
unsigned int fhigh1;
unsigned int flow1;
unsigned int fhigh2;
unsigned int flow2;
/*goto frecuencia;*/
/*frecuencia:*/
/*printf("Cual es la frecuencia de muestreo?");*/
/*scanf("%d",&fr);*/

div=2000000/fr;
/*if (div<4)
printf("Esa frecuencia no es valida");
goto frecuencia;
*/
xx=2;
do

ctr1=xx;
ctr2=div/xx;
if(ctr2>65535) xx=xx+50;

while (ctr2>65535);
if(ctr1>32767) ctr1=ctr1-65536;
if(ctr2>32767) ctr2=ctr2-65536;

fhigh1=(ctr1>>8);
flow1=(ctr1<<8)>>8;
output(baseI+3,124);
output(baseI+1,flow1);
output(baseI+1,fhigh1);

```

```
fhigh2=(ctr2>>8);  
flow2=(ctr2<<8)>>8;  
output(baseI+3,188);  
  
output(baseI+2,flow2);  
output(baseI+2,fhigh2);
```


APENDICE C: TARJETA PCL812PG

Introducción

La tarjeta PCL-812PG es una tarjeta de adquisición de datos para la computadora personal IBM PC/XT/AT y compatibles. Esta tarjeta cuenta con los convertidores analógico-digital y digital-analógico con sus respectivos multiplexores para obtener así dieciséis canales de entrada analógica y dos canales analógicos de salida. Además cuenta con dieciséis canales digitales de entrada y dieciséis canales digitales de salida compatibles con las principales familias lógicas (TTL/DTL/CMOS). Cuenta también con un "timer" programable, con el cual se puede, entre otras cosas, programar un tren de pulsos a una frecuencia fija para disparar el convertidor analógico digital. Con estas características se puede emplear esta tarjeta en diversas aplicaciones como la adquisición de datos, control de procesos, automatización, etc. Se presentan a continuación las principales características de esta tarjeta de adquisición de datos.

Características de la Tarjeta PCL812PG

- 16 canales de entrada analógica.
- Un convertidor analógico-digital (HADC5472) con resolución de 12 bits y método de conversión por aproximaciones sucesivas.
- Rangos de entradas analógicas programables por software. Estos

rangos bipolares de entrada son los siguientes:

+/- 10 V, +/-5 V, +/-2.5 V, +/-0.625 V

- Tres modos distintos de disparo del convertidor A/D:

Disparo por software

Disparo con el "timer" programable

Disparo externo

- Capacidad de transferir los datos del convertidor A/D a través de: control por programa; transferencia con acceso directo a la memoria (DMA) o con el manejo de las interrupciones de la PC.
- Un "Timer" programable (INTEL 8253-5) para programar la frecuencia de los pulsos de disparo del convertidor A/D. Este circuito se puede también utilizar como contador en alguna aplicación que así lo requiera y es compatible con circuitos de electrónica digital TTL, DTL y CMOS.
- Dos canales de 12 bits de salida D/A. Con la tarjeta por si sola se pueden obtener rangos de salida analógica de 0 a 5 volts y de 0 a 10 volts utilizando las referencias internas de voltaje de la misma tarjeta.
- 16 canales de entrada digital compatible con lógica TTL/DTL/CMOS
- 16 canales de salida digital compatibles con lógica TTL/DTL/CMOS

Programación de la Tarjeta

La tarjeta PCL812PG requiere, para su programación, dieciséis espacios de memoria consecutivos en el espacio de entrada/salida. Estas dieciséis direcciones consecutivas se cuentan a partir de una dirección base, que se puede ajustar

mediante interruptores al momento de instalar la tarjeta en la computadora. La dirección base en este caso ha sido 220 (hex). Lo más importante para la programación de la tarjeta es la comprensión de la estructura de los 16 registros direccionables a partir de la dirección base seleccionada. (Advantech, 1990)

Un resumen de estos registros se muestra a continuación.

<u>Localización</u>	<u>Lectura</u>	<u>Escritura</u>
Base +0	Contador 0	Contador 0
Base +1	Contador 1	Contador 1
Base +2	Contador 2	Contador 2
Base +3	N/U	Control de Contador
Base +4	A/D byte bajo	D/A 1 byte bajo
Base +5	A/D byte alto	D/A 1 byte alto
Base +6	D/I byte bajo	D/A 2 byte bajo
Base +7	D/I byte alto	D/A 2 byte alto
Base +8	N/U	Interrupciones
Base +9	N/U	Control de Ganancia
Base +10	N/U	Control MUX
Base +11	N/U	Control Disparo
Base +12	N/U	Disparo Software
Base +13	N/U	D/O byte bajo
Base +14	N/U	D/O byte alto
Base +15	N/U	N/U

Donde N/U es No se Utiliza.

Con los registros de la tarjeta organizados de esta forma, la programación de la tarjeta se basa en la escritura de una palabra de control en el registro adecuado para llevar a cabo una determinada función. La programación de la tarjeta se puede realizar en cualquier lenguaje de programación que tenga instrucciones de manejo de puertos, como pueden ser lenguaje ensamblador, BASIC o lenguaje C.

Para mayores detalles acerca de la programación de esta tarjeta de conversión consultar (Advantech, 1990)

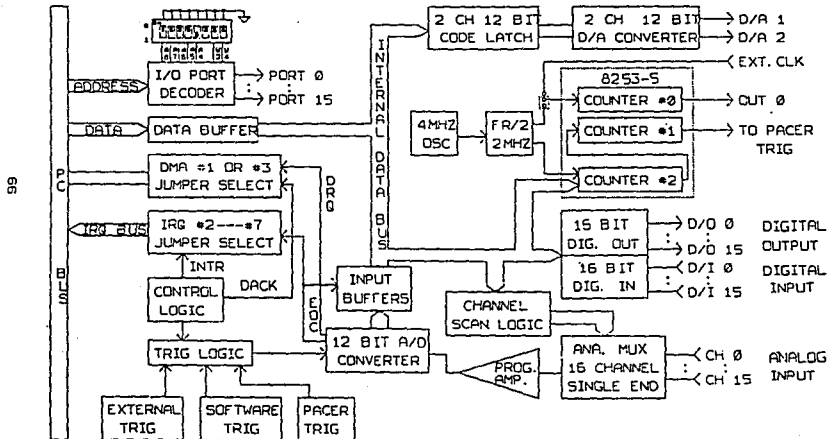
Diagrama de Bloques Funcional

En el diagrama de bloques de la tarjeta se pueden visualizar fácilmente las funciones que ésta realiza. Las más importantes en este caso son las de conversión A/D y la conversión D/A.

Se observa que para la conversión analógico a digital se cuenta con dieciséis entradas analógicas, las cuales a su vez son multiplexadas para entrar a un amplificador programable y finalmente al convertidor A/D. Una vez que los datos son convertidos se transfieren a la PC a través del "bus" de datos por alguno de los métodos ya mencionados.

Para la conversión digital a analógica, se transfieren los datos desde la PC a través del "bus" de datos hacia uno de los dos circuitos tipo "latch", y desde éstos hasta el convertidor digital analógico.

PCL-812PG



Circuito Externo de Salida

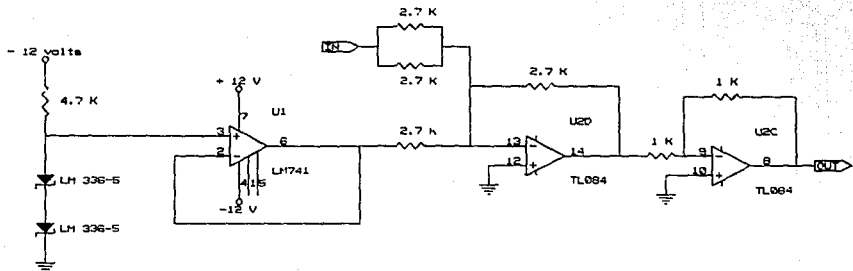
Como se ha mencionado, la etapa de salida analógica solamente puede operar con un rango de voltaje máximo de 0 a 10 volts.

Para poder emplear un rango de voltajes de salida igual al mayor rango de voltajes de entrada; esto es un rango de +/- 10 volts, se ha implementado un circuito de salida externo que lleva a cabo la siguiente función matemática:

$$V_{out} = \frac{1}{2} V_{in} + 10$$

En donde V_{in} es el voltaje de salida directo de los convertidores de la tarjeta. Para emplear exitosamente este circuito, es necesaria una conversión similar de los datos dentro de la computadora antes de enviarlos al convertidor D/A.

El diagrama electrónico del circuito mencionado se muestra en la siguiente página. Cabe hacer notar que se necesitará un circuito de este tipo por cada canal de salida utilizado.



Title	
Circuito de Mapeo	
Size	Document Number
A	
Date:	March 23, 1993 Sheet 07

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

APENDICE D: CIRCUITO DE POTENCIA

El circuito de electrónica de potencia empleado en los experimentos fue diseñado y construido en el Instituto de Ingeniería de la UNAM.

Este circuito está diseñado para alimentar un motor bifásico de inducción de dos polos con voltaje nominal de $40 V_{rms}$ y corriente nominal de $0.4 A_{rms}$.

La parte principal de este circuito se encuentra constituida por un amplificador de potencia cuya función básica es proveer con la potencia necesaria a las señales comando que alimentan a cada una de las fase del motor de CA.

Dicho amplificador consiste de dos etapas: una etapa de conversión de la tensión de línea a un voltaje de CD, y un convertidor CD-CD, donde el control del voltaje de salida es tal que se obtiene una tensión senoidal para alimentar a la fase del motor. El convertidor con que cuenta el circuito es un convertidor tipo D, también llamado puente H o convertidor bidireccional.

El circuito completo cuenta con cuatro entradas de CD : dos

entradas para ajustar las amplitudes de los voltajes de las fases; una entrada para ajustar la frecuencia de ambos voltajes, y una entrada para variar el defasamiento entre los voltajes de fase. Los rangos de voltaje que acepta el circuito para cada una de sus entradas son de 0 a 5 volts y los rangos de salida obtenidos son: 0 a 70 volts para las amplitudes de los voltajes de fase; 0 a 360 grados para el defasamiento entre dichos voltajes; y 0 a 120 Hertz para la frecuencia en ambos voltajes. Para más detalles acerca de este circuito ver (Instituto de Ingeniería, UNAM 1992).

Se puede visualizar al circuito de electrónica de potencia junto con el motor bifásico y su sensor de posición como una caja negra con cuatro entradas y una salida. Esto se muestra en la figura D.1

En los experimentos se han mantenido fijas la frecuencia de los voltajes a 60 Hertz y una de las amplitudes a 40 volts, mediante fuentes de voltaje. La amplitud del voltaje de la segunda fase y el defasamiento entre los dos voltajes han sido utilizadas para implementar el control de posición.

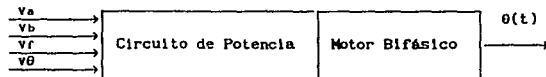


figura D.1