

01170

2
2j

**Evaluación Experimental de un Controlador
No Lineal para Motores de Inducción**

Isaac Campos Cantón

Septiembre de 1996

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

**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 esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

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

Agradecimientos:

A toda la BANDA

**Evaluación Experimental de un Controlador
No Lineal para Motores de Inducción**

Isaac Campos Cantón

Septiembre 1996

Contenido

1	Introducción	6
2	Modelo del motor de inducción	10
2.1	Modelado	10
2.2	Representaciones equivalentes	15
2.2.1	Modelos ab y dq	17
2.2.2	Selección del vector de estados	18
2.3	Propiedades de pasividad	20
3	Control no lineal de motores de inducción	23
3.1	Control basado en pasividad	24
3.2	Control por campo orientado	33
3.3	Control basado en linealización por retro- alimentación	38
4	Banco de pruebas	47
4.1	Estructura general	47
4.2	Motor de inducción	49
4.3	Sensor digital de posición	50
4.4	Sensor digital de velocidad	50
4.5	Sensor de corriente	51
4.6	Inversor bifásico	52
4.6.1	Convertidor CD-CA	53
4.6.2	Modulador de ancho de pulso	55
4.7	Sistema computacional	56

5	Resultados experimentales	58
5.1	Experimentos	58
5.2	Regulación de velocidad	60
5.3	Seguimiento de velocidad	68
5.4	Control de posición	76
5.5	Estudio comparativo: Control por Campo Orientado	80
5.6	Discusión	90
6	Conclusiones	93
A	Diagramas de controladores en Matrix₂	99
A.1	Control basado en pasividad	99
A.2	Control por Campo Orientado	106
A.3	Control basado en linealización por retro- alimentación	110

Nomenclatura

Abreviaciones

CD	corriente directa
MI	motor de inducción
2ϕ	motor de inducción de dos fases
3ϕ	motor de inducción de tres fases
E-L	Euler-Lagrange
CO	campo orientado
PWM	Modulador Ancho de Pulsos

Definiciones matemáticas

$\frac{d}{dt}(\cdot) = \dot{(\cdot)}$	derivada total respecto al tiempo de (\cdot)
$\hat{(\cdot)}$	estimado de (\cdot)
$(\cdot)^T$	operador transpuesta
$(\cdot)^{-1}$	operador inversión
(\cdot)	error entre las cantidades y sus referencias
$\frac{\partial z}{\partial \epsilon}$	derivada parcial de z respecto a ϵ
\triangleq	definición
Σ	sistema dinámico
\rightarrow	mapedo de los elementos a su imagen
R^m	espacio vectorial de orden m
C^n	espacio de funciones continuas derivable n -veces
$\ \cdot\ $	norma i.e. $x \in R^n$, $\ x\ = (\sum_{i=1}^n x_i ^2)^{\frac{1}{2}}$
$ \cdot $	valor absoluto

J	matriz antisimétrica $\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$
I_2	matriz identidad de 2×2
$\text{diag}\{\cdot\}$	matriz diagonal
$e^{J(\cdot)}$	matriz de rotación $\begin{bmatrix} \cos(\cdot) & -\text{sen}(\cdot) \\ \text{sen}(\cdot) & \cos(\cdot) \end{bmatrix}$

Subíndices

$s1, s2, r1, r2$	cantidades referidas al modelo $\alpha\beta$
e	cantidades eléctricas, q_e, \dot{q}_e
5	cantidades mecánicas, $q_5, \dot{q}_5, \ddot{q}_5$
$1, 2$	voltajes aplicados a cada fase del motor
x	cantidades referidas al modelo $(\alpha\beta)_x$
a, b	cantidades referidas al modelo ab
d, q	cantidades referidas al modelo dq
N	valor nominal

Símbolos más usados

$D_e(q_5)$	matriz de inductancias
R_e	matriz de resistencias
λ	vector de flujos
U	vector de voltajes
Q	vector de fuerzas externas
e_p	error paramétrico
T'_e	coenergía magnética
T'_m	coenergía cinética
D_m	masa inercial del rotor
L	Lagrangiano del sistema
F	función de disipación de Rayleigh
W_1	$W_1 = \frac{\partial D_e(q_5)}{\partial q_5}$
W	$W = \begin{bmatrix} 0 & J \\ -J & 0 \end{bmatrix}$

L_s, L_r, L_{sr}	parámetros de inductancias
R_s, R_r	parámetros de resistencias
T_L	par de carga
T_e	par mecánico de origen eléctrico
ω_r	velocidad del vector de flujos del rotor
ρ	posición angular del vector de flujos del rotor
σ, γ	parámetros del motor $\sigma = L_s - \frac{L_{sr}^2}{L_r}, \gamma = \frac{R_s L_s^2 + R_r L_{sr}^2}{\sigma L_r^2}$
β	norma de flujo de rotor
$(\cdot)_{ref}$	valores deseados de (\cdot) .
P_1, P_2	desviación respecto a los valores nominales de T_L y R_r

Capítulo 1

Introducción

Las máquinas eléctricas son dispositivos ampliamente utilizados actualmente en aplicaciones industriales. Su uso se extiende desde tareas de generación de energía eléctrica hasta consumo de esta. En el caso particular de conversión de energía eléctrica a energía mecánica, las aplicaciones se pueden dividir de manera muy general en: Aplicaciones a velocidad constante y aplicaciones para altos desempeños (par, velocidad y posición variantes en el tiempo). Debido a que su modelo matemático, y por lo tanto su control, es relativamente simple, históricamente las tareas para la obtención de altos desempeños han recaído fundamentalmente en los motores de corriente directa (CD), a pesar que desde un punto de vista de estructura, los motores de inducción (MI) presentan varias ventajas sobre estos (su construcción es mucho más simple, son virtualmente libres de mantenimiento, son más potentes en menos espacio, pueden ser utilizados en ambientes explosivos, etc.).

La razón fundamental por la que los MI han sido relegados a tareas a velocidad constante es que su modelo matemático es complicado (es un conjunto de ecuaciones diferenciales no lineales altamente acopladas), lo que ocasiona que las estrategias de control requeridas para su buen uso sean también complejas. Esto justifica el hecho de que, a pesar de que la primera máquina de corriente alterna fue inventada por Tesla en 1887, actualmente existan diversos problemas para su utilización que necesitan ser estudiados con más detalle, en particular los relacionados con su control. En este sentido, el impresionante desarrollo alcanzado en la electrónica digital y en dispositivos de potencia, ha permitido considerar la implantación de complejos algoritmos de control de una manera sencilla y a un costo relativamente bajo, lo que

hace que el control del MI se convierta en una tarea de relativa facilidad de implantación.

Motivados por un lado por las ventajas que ofrecen los MI, y por el otro por la alta relación potencia/costo de dispositivos electrónicos, tanto digitales como de potencia, recientemente se ha desarrollado una línea de investigación a nivel mundial con el objetivo de desarrollar esquemas de control para este tipo de máquinas. Dentro de esta tendencia se han destacado tres filosofías de diseño:

- i) La técnica conocida como de orientación de campo [1] [26]. Esta es la técnica que actualmente es más utilizada a nivel industrial y su estructura recae en el hecho de que por medio de un cambio de coordenadas, el MI presenta un comportamiento dinámico similar al del motor de CD, lo cual motiva la utilización de técnicas de control concebidas para este último (fundamentalmente controladores del tipo Proporcional-Integral anidados).
- ii) La técnica basada en conceptos de disipación de energía [10] [37]. El objetivo de este enfoque es diseñar estrategias de control utilizando, para definir su estructura, las propiedades de disipación de energía del motor. Para su formulación matemática se utiliza la teoría de pasividad [8] desarrollada para el análisis de sistemas no-lineales.
- iii) La técnica basada en ideas de linealización por retroalimentación [7] [28]. Este enfoque intenta aplicar al caso del motor de inducción la teoría desarrollada para el control de sistemas no lineales [19] en la cual el problema de control se divide en dos etapas: Una primera en la que vía un cambio de coordenadas no lineal y una retroalimentación el modelo original del sistema es transformado a uno lineal; y una segunda donde se aplican técnicas de control clásico al sistema en lazo cerrado lineal resultante de la primera.

Es conveniente aclarar que mientras la primera filosofía ha sido una aportación de la comunidad experimental de control, las dos restantes lo han sido de la comunidad teórica. Es por esto que un tema de investigación actual de interés es el que establece la validación experimental de estos resultados teóricos. En este sentido, existen resultados reportados relacionados con este objetivo. Para el campo orientado, y debido a su origen práctico, existe un

número impresionante de artículos los cuales pueden ser ilustrados de manera adecuada por los libros de texto [26] [4]. La técnica de linealización por retroalimentación ha sido validada, para el caso de motores de inducción alimentados por corriente, en diferentes trabajos de los cuales los más recientes son [2] [6]. También para MI alimentados por corrientes, en [23] se valida la técnica basada en pasividad y se presenta un estudio comparativo respecto al de linealización por retroalimentación, mientras que en [33] se presentan algunos resultados relacionados con MI alimentados por voltaje.

El objetivo del trabajo de tesis que se presenta es contribuir a la validación experimental de las técnicas basadas en disipación de energía para el control de MI. Los resultados que se presentan aquí son una extensión de los contenidos en [5] [11] [12] y el problema particular que se resuelve es el que se refiere al **control de velocidad** para esta clase de máquinas eléctricas **alimentadas en voltaje**. El proceso de análisis experimental al que fue sometida la técnica mencionada se puede dividir en tres etapas:

1. Operación bajo condiciones ideales,
2. Robustez respecto a incertidumbres paramétricas y presencia de perturbaciones, y
3. Comparación de su desempeño dinámico en relación al obtenido de la utilización de la técnica de campo orientado.

La primera etapa se refiere al hecho de operar el motor tratando al máximo de satisfacer todas las condiciones impuestas en la concepción y validación teórica de la estrategia de control, mientras que en la segunda se introducen variaciones en los parámetros de esta (para emular el desconocimiento de estos valores) y se aplican perturbaciones en la parte mecánica del motor. Específicamente, se consideran variaciones de $\pm 50\%$ de los valores nominales de las resistencias, tanto de estator como de rotor, y se aplican pares de carga en la flecha de la máquina. Para estos dos casos se realizan dos tipos de experimentos, uno donde la referencia de velocidad es una señal cuadrada (regulación de velocidad) y otro en donde se considera una señal senoidal (seguimiento de velocidad). La selección de estas señales de referencia fue motivada por el hecho de que ambas presentan cruces por cero, lo que adicionalmente sirve para validar las propiedades de globalidad del esquema de control. La tercera etapa del análisis experimental hace referencia al hecho

de que estos mismos experimentos fueron realizados utilizando la técnica por campo orientado con el fin de comparar los resultados obtenidos con ella y los que se obtienen con la técnica basada en ideas de pasividad. En este punto es conveniente mencionar que este estudio comparativo se planeó en un principio realizarlo también respecto al esquema de linealización por retroalimentación desarrollado para motores alimentados en voltaje, sin embargo, y como se menciona en capítulos posteriores, esta técnica no fue posible implantarla experimentalmente. De cualquier forma, y con el fin de justificar el por qué sucedió esto, el desarrollo teórico de ella sí se incluye en este trabajo.

Para la realización del análisis experimental mencionado arriba, se utilizó un banco de experimentos constituido por un motor de inducción de dos fases (2ϕ) fabricado por Feedback LTD, un inversor del tipo alimentado por voltaje desarrollado en el Instituto de Ingeniería de la UNAM, sensores digitales de posición y velocidad desarrollados en el mismo Instituto, sensores de corriente del tipo Efecto Hall marca F.W.Bell y un sistema computacional para la adquisición y procesamiento de datos desarrollado por Integrated Systems Inc y el cual basa su funcionamiento en procesadores digitales de señales TMS320C30 fabricados por Texas Instruments. Adicionalmente este sistema computacional está dotado de un paquete de programación (Matrix_x) el cual a su vez posee una interface gráfica (SystemBuild) que facilita la implantación de los controladores. Tanto el funcionamiento general como el particular de cada elemento serán abordados posteriormente.

El trabajo está organizado de la siguiente forma: En el capítulo 2 se deriva, utilizando las ecuaciones de Euler-Lagrange, el modelo matemático del motor de inducción de dos fases (2ϕ), se introducen también dos representaciones alternativas, las cuales se utilizan en el desarrollo de los esquemas de control, y se establecen las propiedades de estas útiles para control. En el capítulo 3 se desarrolla el esquema de control en estudio, se prueban, en un marco teórico, sus propiedades y se remarcan las condiciones necesarias para su funcionamiento. También en este capítulo se presentan las estrategias de control respecto a las cuales se lleva a cabo el análisis comparativo. El banco de pruebas donde se desarrollan los experimentos es presentado en el capítulo 4, mientras que el 5 contiene tanto los experimentos como los resultados obtenidos y su discusión. Finalmente el capítulo 6 contiene las conclusiones del trabajo y se mencionan los problemas abiertos y el trabajo futuro que se tiene contemplado.

Capítulo 2

Modelo del motor de inducción

En este capítulo se desarrolla el modelo matemático del motor de inducción mediante el uso de las ecuaciones Euler-Lagrange. Una vez obtenido, se deducen dos representaciones alternativas del mismo con el uso de transformaciones basadas en la rotación de los ejes de referencia del motor. Finalmente se presentan las propiedades de pasividad de esta máquina, las cuales se emplearán en el capítulo próximo para la deducción del algoritmo de control.

2.1 Modelado

La obtención del modelo del motor de inducción se realiza utilizando las ecuaciones Euler-Lagrange (E-L) [15] [32] las cuales establecen una metodología de modelado basada en un enfoque energético.

Se considera un motor de inducción de 2ϕ constituido por dos devanados de estator y dos de rotor distribuidos como se muestra en la Fig 2.1. Se suponen devanados por fase sinusoidalmente distribuidos espacialmente y fases idealmente simétricas, el estator y el rotor son considerados concéntricos y la banda de aire entre ellos se supone con una longitud radial constante. La permeabilidad magnética de los núcleos se supone infinita y los fenómenos magnéticos de saturación, pérdidas en el entrehierro, partes terminales de los devanados y los efectos de las ranuras son despreciados. Se consideran además materiales magnéticos lineales y los devanados del rotor en corto circuito.

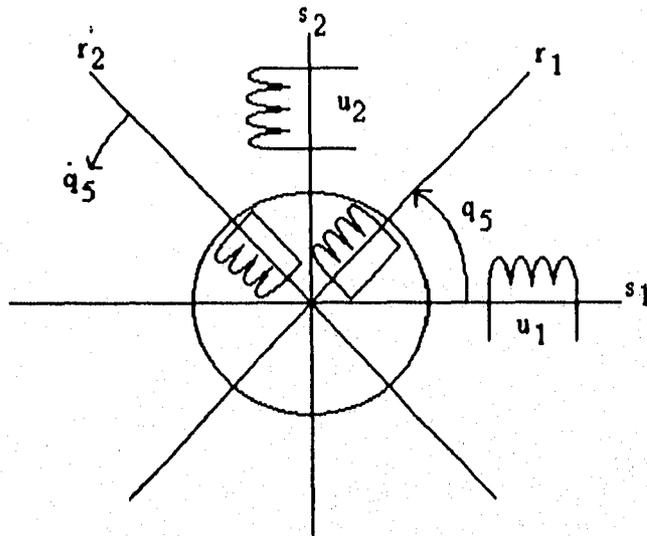


Fig. 2.1 Representación de un motor de inducción de 2 ϕ .

Bajo las consideraciones anteriores y la aplicación de las leyes de Gauss y Ampere, se obtiene la siguiente relación entre el vector de flujos $\lambda^T = [\lambda_{s1} \lambda_{s2} \lambda_{r1} \lambda_{r2}]$ y el vector de corrientes $\dot{q}_e^T = [\dot{q}_{s1} \dot{q}_{s2} \dot{q}_{r1} \dot{q}_{r2}]$

$$\lambda = D_e(q_5) \dot{q}_e \quad (2.1)$$

donde q_5 es la posición angular del eje del motor y $D_e(q_5)$ es la matriz de inductancias de 4×4 dada por

$$D_e(q_5) = \begin{bmatrix} L_s I_2 & L_{sr} e^{J(q_5)} \\ L_{sr} e^{-J(q_5)} & L_r I_2 \end{bmatrix}$$

con

$$e^{J(q_5)} \triangleq \begin{bmatrix} \cos(q_5) & -\sin(q_5) \\ \sin(q_5) & \cos(q_5) \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad J \triangleq \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

con los escalares L_s , L_r y L_{sr} para las inductancias de estator, rotor e inductancia mutua e I_2 la matriz identidad de 2×2 . Aquí λ_i son los flujos y q_i las cargas de cada devanado, para i igual a $s1, s2, r1, r2$. El subíndice s o r se emplea para designar si una variable es de estator o de rotor, respectivamente, y la notación con un puntito arriba de cualquier variable significa que se está derivando respecto al tiempo.

El método de las ecuaciones E-L utiliza las energías reunidas en el sistema, es decir, suma las funciones de energía existentes en él y forma la función lagrangiana, donde a partir de ella se obtiene el modelo matemático derivando esta función con respecto a las variables independientes del sistema (a las cuales se les da el nombre de coordenadas generalizadas), respecto a las derivadas de las variables independientes en el tiempo y con respecto del tiempo mismo.

Para el MI se definen como coordenadas generalizadas a las cargas de cada devanado q_i y la posición angular del eje de rotor q_5 . Con estas definiciones, más la relación lineal (2.1), se encuentra que las coenergías magnética T'_e y cinética T'_m del motor están dadas por las siguientes relaciones

$$T'_e = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T D_e(q_5) \dot{q}_e$$

$$T'_m = \frac{1}{2} D_m \dot{q}_5^2$$

donde D_m es la masa inercial del rotor.

Considerando que no existen efectos capacitivos en los devanados del motor y que la flecha es rígida, se tiene una energía potencial igual a cero en el sistema. De esta forma el Lagrangiano L está dado por la suma de las coenergías cinéticas y magnéticas más la energía potencial

$$L(\dot{q}_e, \dot{q}_5, q_5) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T D_e(q_5) \dot{q}_e + \frac{1}{2} D_m \dot{q}_5^2$$

Además, tomando en cuenta que los términos de disipación están determinados únicamente por las resistencias de los devanados (cuyos valores se suponen constantes e iguales tanto para los dos devanados de estator como para los de rotor) se obtiene que la función de disipación de Rayleigh F es

$$F(\dot{q}_e) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T R_e \dot{q}_e$$

siendo R_e la matriz de resistencias de 4×4 dada por

$$R_e = \begin{bmatrix} R_s I_2 & 0 \\ 0 & R_r I_2 \end{bmatrix}$$

con los escalares R_s y R_r para las resistencias de estator y rotor, respectivamente.

Finalmente las fuerzas externas que actúan sobre el sistema son U y $-T_L$, donde el vector de voltajes de entrada $U^T = [u_1 \ u_2 \ 0 \ 0]$ actúa sólo en los devanados del estator (u_1 y u_2 voltajes aplicados a cada una de las fases del motor), ya que las fuerzas externas en los devanados del rotor son cero pues estos están en cortocircuito internamente, y el par de carga T_L es un escalar negativo debido a que se opone al movimiento de la flecha del motor.

Una vez constituido el Lagrangiano, la función de disipación e identificadas las fuerzas externas que actúan sobre el sistema, se está en posibilidad de aplicar las ecuaciones E-L para obtener el modelo del motor de inducción de 2ϕ . En este sentido recuerde que las ecuaciones E-L están dadas por

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L(\dot{q}_e, \dot{q}_s, q_s)}{\partial \dot{q}_j} \right] - \frac{\partial L(\dot{q}_e, \dot{q}_s, q_s)}{\partial q_j} + \frac{\partial F(\dot{q}_e)}{\partial \dot{q}_j} = Q$$

donde el vector de fuerzas externas Q se forma por $Q^T = [U, -T_L]$.

Para obtener las ecuaciones de equilibrio del sistema total, primero se deriva respecto a las coordenadas eléctricas (cargas) y después respecto a la mecánica (posición). Así, en la derivación de la parte eléctrica tenemos las siguientes relaciones

$$\begin{aligned} \frac{\partial L(\dot{q}_e, \dot{q}_s, q_s)}{\partial \dot{q}_e} &= D_e(q_s) \dot{q}_e \\ \frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L(\dot{q}_e, \dot{q}_s, q_s)}{\partial \dot{q}_e} \right] &= D_e(q_s) \ddot{q}_e + \frac{\partial D_e(q_s)}{\partial \dot{q}_s} \dot{q}_s \dot{q}_e \\ \frac{\partial L(\dot{q}_e, \dot{q}_s, q_s)}{\partial q_e} &= 0 \\ \frac{\partial F(\dot{q}_e)}{\partial \dot{q}_e} &= R_e \dot{q}_e \end{aligned}$$

que forman la ecuación eléctrica del motor de inducción

$$D_e(q_s) \ddot{q}_e + \frac{\partial D_e(q_s)}{\partial \dot{q}_s} \dot{q}_s \dot{q}_e + R_e \dot{q}_e = U$$

Para la parte mecánica se tiene que

$$\frac{\partial L(\dot{q}_e, \dot{q}_s, q_s)}{\partial \dot{q}_s} = D_m \dot{q}_s$$

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L(\dot{q}_e, \dot{q}_s, q_s)}{\partial \dot{q}_s} \right] = D_m \ddot{q}_s$$

$$\frac{\partial L(\dot{q}_e, \dot{q}_s, q_s)}{\partial q_s} = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T \frac{\partial D_e(q_s)}{\partial q_s} \dot{q}_e$$

$$\frac{\partial F(\dot{q}_e)}{\partial \dot{q}_s} = 0$$

de donde se obtiene la ecuación mecánica del motor

$$D_m \ddot{q}_s - \frac{1}{2} \dot{q}_e^T \frac{\partial D_e(q_s)}{\partial q_s} \dot{q}_e = -T_L$$

Si se define

$$W_1(q_s) \triangleq \frac{\partial D_e(q_s)}{\partial q_s} = \begin{bmatrix} 0 & L_{sr} J e^{J(q_s)} \\ -L_{sr} J e^{-J(q_s)} & 0 \end{bmatrix}$$

y

$$T_e(\dot{q}_e, q_s) \triangleq \frac{1}{2} \dot{q}_e^T W_1(q_s) \dot{q}_e$$

las ecuaciones de la parte eléctrica y mecánica toman la siguiente forma

$$D_e(q_s) \ddot{q}_e + W_1(q_s) \dot{q}_s \dot{q}_e + R_e \dot{q}_e = U \quad (2.2)$$

$$D_m \ddot{q}_s - T_e(\dot{q}_e, q_s) = -T_L \quad (2.3)$$

A éstas ecuaciones se les conoce como el modelo $\alpha\beta$ del motor de inducción y en él se pueden identificar los tres subsistemas que lo componen: El subsistema eléctrico (2.2), el subsistema mecánico (2.3) y la señal de interconexión

entre los dos subsistemas $T_e(\dot{q}_e, q_s)$ en la cual se identifica al par electromagnético.

La característica principal del modelo $\alpha\beta$ es que está definido sobre un sistema de referencia fijo para los devanados del estator y otro que gira con los devanados del rotor, lo que ocasiona que en las ecuaciones se tenga una dependencia con la posición angular del rotor.

Observación 1. Una de las ventajas de utilizar las ecuaciones E-L es que el par mecánico de origen eléctrico se obtiene de forma natural en el desarrollo del modelo.

Observación 2. Observe que el par mecánico de origen eléctrico $T_e(\dot{q}_e, q_s)$ tiene una estructura no lineal. Esto establece el principal problema de control, a diferencia del caso del motor de CD, en donde se tiene una relación lineal (si el flujo de campo es constante).

Observación 3. Es interesante mencionar que este mismo modelo puede ser utilizado para describir el comportamiento dinámico de un motor de tres fases (3ϕ). Esto se logra aplicando la transformación de Blondel [32] a las variables originales del sistema.

Observación 4. Una suposición fuerte es considerar los devanados del motor de inducción lineales. Sin embargo el modelo con esta suposición ha sido ampliamente utilizado con fines de control obteniéndose buenos resultados.

2.2 Representaciones equivalentes

La desventaja del modelo $\alpha\beta$ del MI radica en el hecho de depender de la posición angular q_s . Esta desventaja puede ser eliminada utilizando la transformación de Blondel-Park [24] la cual tiene como objetivo proyectar las variables tanto de estator como de rotor en un sistema de referencia común. Este procedimiento se ilustra en la figura 2.2

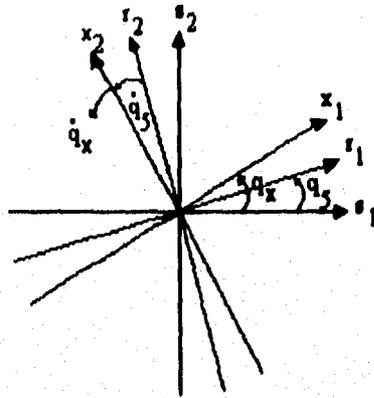


Fig 2.2 Eje auxiliar en el modelo del motor de inducción.

En esta figura el sistema de referencia X establece el marco de referencia común, el cual gira con una velocidad angular arbitraria \dot{q}_x . De esta forma se obtiene que la transformación Blondel-Park (T_{BP}) tiene la forma

$$T_{BP} = \begin{bmatrix} e^{-j(q_x)} & 0 \\ 0 & e^{-j(q_x - \varphi)} \end{bmatrix}$$

Si esta transformación se aplica a los voltajes U y corrientes \dot{q}_e del modelo $\alpha\beta$ para obtener los nuevos voltajes U_x y corrientes \dot{q}_{ex} en el marco de referencia X , se tiene que

$$\begin{aligned} \dot{q}_{ex} &= T_{BP} \dot{q}_e \\ U_x &= T_{BP} U \end{aligned}$$

dando por resultado el modelo denominado $(\alpha\beta)_x$ que se representa por las siguientes ecuaciones

$$\begin{aligned} D_{ex} \ddot{q}_{ex} + W_{1x} \dot{q}_{ex} + R_e \dot{q}_{ex} &= U_x \\ D_m \ddot{q}_5 - T_e(q_x) &= -T_L \end{aligned} \quad (2.4)$$

donde

$$D_{ex} = \begin{bmatrix} L_s I_2 & L_{sr} I_2 \\ L_{sr} I_2 & L_r I_2 \end{bmatrix}, \quad W_{1x} = \begin{bmatrix} L_{sr} J \dot{q}_x & L_{sr} J \dot{q}_x \\ L_{sr} J (\dot{q}_x - \dot{q}_5) & L_{sr} J (\dot{q}_x - \dot{q}_5) \end{bmatrix}$$

$$R_c = \begin{bmatrix} R_s I_2 & 0 \\ 0 & R_r I_2 \end{bmatrix}, I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$U_x = \begin{bmatrix} u_{1x} \\ u_{2x} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, q_{ex} = \begin{bmatrix} q_{s1x} \\ q_{s2x} \\ q_{r1x} \\ q_{r2x} \end{bmatrix}$$

$$T_c(q_{ex}) = \frac{1}{2} \dot{q}_{ex}^T W_{2x} \dot{q}_{ex}, W_{2x} = L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & J \\ -J & 0 \end{bmatrix}$$

siendo q_{ex} las coordenadas generalizadas eléctricas para este marco de referencia y \dot{q}_x la velocidad con la que gira el mismo.

Observación 5. La eliminación de la dependencia respecto a la posición angular se hace evidente de la estructura de las nuevas matrices del modelo.

Observación 6. Como convención notacional, el subíndice x indica que las variables están referidas a este nuevo sistema coordenado.

Observación 7. Note que bajo la transformación T_{BP} las variables mecánicas no sufren modificación alguna.

2.2.1 Modelos ab y dq

Aunque debido a sus propiedades matemáticas la velocidad angular a la cual giran los ejes de referencia del modelo $(\alpha\beta)_x$ es arbitraria, en la práctica existen algunas elecciones comunes para ella las cuales se basan en interpretaciones físicas. En este sentido si se hace la velocidad \dot{q}_x igual a cero se obtiene el modelo conocido como ab del motor de inducción, dando con ello un sistema de referencia estacionario en el antiguo eje de los devanados de estator del modelo $\alpha\beta$. Si se hace que el eje de referencia X gire a una velocidad igual a ω_r , donde ω_r es la velocidad a la que gira el vector de flujos de rotor en el modelo $\alpha\beta$, se obtiene el modelo dq , donde ahora el marco de referencia está montado en el vector de flujos de rotor.

La ventaja que representa usar el modelo ab en relación al modelo dq es que en el primero los controladores son directamente implantables, es decir, no requieren de una transformación adicional, como en el segundo caso. Esto

produce menos esfuerzo computacional, aunque en el segundo caso es más sencillo realizar la tarea de control debido a que las variables aparecen como variables de corriente directa (constantes), como se podrá observar en la siguiente sección.

2.2.2 Selección del vector de estados

Es una costumbre en la comunidad experimental, resultado del hecho de tratar de ver al motor de inducción como un motor de corriente directa, utilizar como vector de estados a sus corrientes de estator y sus flujos de rotor. En este sentido y tratando de hacer la lectura de este documento más accesible al auditorio mencionado, en esta sección se presentan los modelos **ab** y **dq** considerando como estados las corrientes de estator y los flujos de rotor para la parte eléctrica. El estado para la parte mecánica continúa siendo la posición angular q_5 .

Bajo estas consideraciones se define

$$X_x = \begin{bmatrix} \dot{q}_{s1x} \\ \dot{q}_{s2x} \\ \lambda_{r1x} \\ \lambda_{r2x} \end{bmatrix}$$

como el nuevo vector de estados para el modelo $(\alpha\beta)_x$. La transformación a este nuevo vector de estados se realiza de la siguiente forma. Se toman las dos ecuaciones que corresponden al flujo de rotor de la nueva relación entre flujos y corrientes dada por

$$\begin{bmatrix} \lambda_{s1x} \\ \lambda_{s2x} \\ \lambda_{r1x} \\ \lambda_{r2x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s I_2 & L_{sr} I_2 \\ L_{sr} I_2 & L_r I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_{s1x} \\ \dot{q}_{s2x} \\ q_{r1x} \\ q_{r2x} \end{bmatrix}$$

se despejan las corrientes de rotor

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_{r1x} \\ \dot{q}_{r2x} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_r} \cdot \left(\begin{bmatrix} \lambda_{r1x} \\ \lambda_{r2x} \end{bmatrix} - L_{sr} \begin{bmatrix} \dot{q}_{s1x} \\ \dot{q}_{s2x} \end{bmatrix} \right)$$

y se deriva con respecto al tiempo estas ecuaciones

$$\begin{bmatrix} \ddot{q}_{r1x} \\ \ddot{q}_{r2x} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_r} \left(\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{r1x} \\ \dot{\lambda}_{r2x} \end{bmatrix} - L_{sr} \begin{bmatrix} \ddot{q}_{s1x} \\ \ddot{q}_{s2x} \end{bmatrix} \right)$$

Estas se sustituyen en (2.4) y se encuentra el modelo $(\alpha\beta)_x$ en términos del nuevo vector de estados X_x .

Una vez que se expresa de esta forma el modelo $(\alpha\beta)_x$, es posible presentar como casos particulares los modelos ab y dq bajo estas condiciones. Para el modelo ab ($\dot{q}_x = 0$) se tiene

$$\begin{aligned} D_e \ddot{q}_{ab} + C_e \dot{q}_{ab} + R_e(q_5) \dot{q}_{ab} &= Q_{ab} \\ D_m \ddot{q}_5 &= T_{ab} - T_L \end{aligned} \quad (2.5)$$

donde

$$\dot{q}_{ab} = X_x \Big|_{\dot{q}_x=0} \triangleq \begin{bmatrix} \dot{q}_a \\ \dot{q}_b \\ \lambda_a \\ \lambda_b \end{bmatrix}$$

$$D_e = \begin{bmatrix} L_r \sigma I_2 & 0 \\ 0 & I_2 \end{bmatrix}, C_e = \begin{bmatrix} 0 & L_{sr} J \\ L_{sr} J & -J \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$R_e(q_5) = \begin{bmatrix} L_r \sigma \gamma I_2 & -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 \\ -L_{sr} J \dot{q}_5 - \frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 & \frac{R_r}{L_r} I_2 \end{bmatrix}, I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$Q_{ab} = \begin{bmatrix} L_r u_1 \\ L_r u_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, T_{ab} = -\frac{L_{sr}}{L_r} \begin{bmatrix} \lambda_a & \lambda_b \end{bmatrix} J \begin{bmatrix} \dot{q}_a \\ \dot{q}_b \end{bmatrix}$$

$$\sigma = L_s - \frac{L_{sr}^2}{L_r}, \gamma = \frac{R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2}{\sigma L_r^2}$$

Mientras que para el modelo dq ($\dot{q}_x = \rho$ con ρ la posición angular del vector de flujos de rotor) se tiene que

$$\ddot{q}_d = -\gamma \dot{q}_d + \frac{L_{sr} R_r}{L_r^2 \sigma} \lambda_d + \dot{q}_5 \dot{q}_d + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \frac{\dot{q}_q}{\lambda_d} + \frac{1}{\sigma} u_d \quad (2.6)$$

$$\ddot{q}_q = -\gamma \dot{q}_q - \frac{L_{sr}}{L_r \sigma} \dot{q}_5 \lambda_d - \dot{q}_5 \dot{q}_d - \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \frac{\dot{q}_d \dot{q}_q}{\lambda_d} + \frac{1}{\sigma} u_q \quad (2.7)$$

$$\dot{\lambda}_d = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_d + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \dot{q}_d \quad (2.8)$$

$$\ddot{q}_5 = \frac{L_{sr}}{D_m L_r} \lambda_d \dot{q}_q - \frac{1}{D_m} T_L \quad (2.9)$$

$$\dot{\rho} = \dot{q}_5 + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \frac{\dot{q}_q}{\lambda_d} \quad (2.10)$$

donde

$$\dot{q}_{dq} = X_x \Big|_{\dot{q}_x = \dot{\rho}} \triangleq \begin{bmatrix} \dot{q}_d \\ \dot{q}_q \\ \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix}$$

y σ, γ como en el modelo anterior.

Es necesario hacer notar que esta última representación no se presenta en notación matricial debido a que cuando se utiliza en el desarrollo de los esquemas de control (en particular la técnica de campo orientado) es mucho más fácil la lectura si se hace uso de la notación elegida.

2.3 Propiedades de pasividad

Para finalizar el capítulo, en esta sección se presentan algunas propiedades de pasividad del modelo del MI estudiado en las secciones anteriores. La sección se inicia estableciendo la definición formal del concepto de pasividad para posteriormente introducir las propiedades mencionadas. Es necesario aclarar que estas propiedades se presentan utilizando el modelo (2.5) aunque, debido a su naturaleza entrada/salida, son válidas también para el modelo $\alpha\beta$ y el $(\alpha\beta)_x$. El motivo de esta elección es que el algoritmo de control que explota estas propiedades utiliza, como se verá en el siguiente capítulo, esta representación del modelo del MI.

Definición Un sistema $\Sigma : u \rightarrow y$ con entrada $u \in R^m$, salida $y \in R^m$ y vector de estado $x \in R^n$ es pasivo (estrictamente pasivo a la salida) si existe una función de energía $H(x) \in C^1$, $H(0) = 0$, $H(x) > 0$ y

$\alpha \geq 0$ (> 0) tal que, para toda u con energía finita y para todo tiempo $t \geq 0$ se tiene que

$$\underbrace{\int_0^t u^T(\tau) y(\tau) d\tau}_{\text{Energía suministrada}} \geq \underbrace{H[x(t)] - H[x(0)]}_{\text{Energía almacenada}} + \underbrace{\alpha \int_0^t \|y(\tau)\|^2 d\tau}_{\text{Energía disipada}}$$

□□□

Propiedad M1. Considere el modelo ab del MI para el cual se define como vector de entrada a

$$v = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ -T_L \end{bmatrix}$$

y como vector de salida a

$$y = \begin{bmatrix} \dot{q}_a \\ \dot{q}_b \\ \dot{q}_\phi \end{bmatrix}$$

Bajo estas condiciones, el mapa

$$M : v \rightarrow y$$

es pasivo [8]

La primera propiedad está relacionada con las características de disipación de energía del motor. El motor de inducción establece un mapa pasivo si se consideran como entradas las fuerzas externas, voltajes de estator y par de carga, y salidas las derivadas de las coordenadas generalizadas directamente afectadas por esas fuerzas, las corrientes de estator y la velocidad angular del rotor.

Propiedad M2. Considere el modelo ab del motor como la interconexión de los siguientes dos mapas

$$\begin{array}{l} \text{Eléctrico } \sum_e : v_1 = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ -\dot{q}_\phi \end{bmatrix} \rightarrow y_1 = \begin{bmatrix} \dot{q}_a \\ \dot{q}_b \\ T_{ab} \end{bmatrix} \\ \text{Mecánico } \sum_m : (-T_{ab} + T_L) \rightarrow -\dot{q}_\phi \end{array}$$

La segunda propiedad también se relaciona con las características de disipación del sistema, el cual en este caso se observa como la interconexión de dos subsistemas. Ambos subsistemas, eléctrico y mecánico, son pasivos.

Bajo estas condiciones, el modelo del motor de inducción puede ser visto como la interconexión de dos subsistemas pasivos.

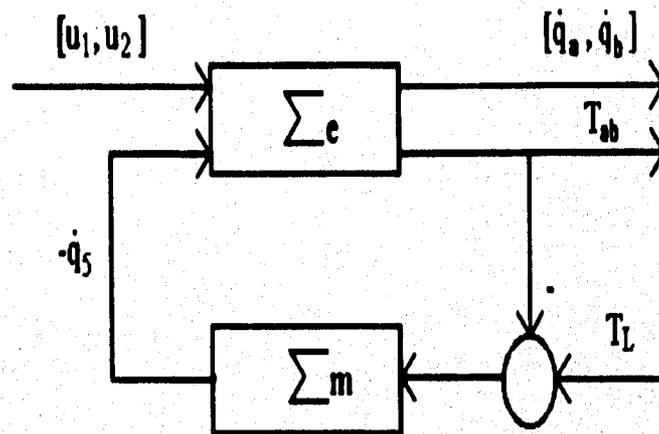


Fig.2.3 Motor de inducción como interconexión de bloques pasivos.

Capítulo 3

Control no lineal de motores de inducción

En este capítulo se presenta la estrategia del control a validar en este trabajo de tesis. Adicionalmente se presentan también el controlador propuesto siguiendo ideas de orientación de flujo y el que se obtiene de la aplicación de técnicas de linealización por retroalimentación. La razón para incluir estos dos últimos esquemas de control es que como una parte de la validación de la estrategia en estudio, se propone más adelante un estudio comparativo respecto a estos. La selección de controladores se basa en el hecho de que por un lado, el control por orientación de flujo (campo orientado) es el controlador más utilizado actualmente a nivel industrial, y por el otro, el control por linealización es uno de los esquemas que más impacto ha tenido sobre la comunidad de control.

La presentación de cada uno de los esquemas se divide en tres partes: Filosofía de diseño, formulación del controlador y prueba de sus propiedades. Cabe hacer notar que aunque los esquemas pueden ser modificados para realizar control de par y posición, este trabajo de tesis se restringe únicamente al caso de seguimiento de velocidad, aunque para el caso del control basado en pasividad también se han obtenido resultados experimentales relacionados al control de posición [16].

3.1 Control basado en pasividad

El control basado en ideas de pasividad tiene sus orígenes en aplicaciones relacionadas con el control de robots manipuladores [40]. Su utilidad puede explicarse debido al hecho de que la teoría de pasividad mantiene una estrecha relación con fenómenos de almacenamiento y disipación de energía en sistemas físicos. Así, el diseñar esquemas de control utilizando este tipo de herramientas matemáticas, es de alguna manera equivalente a diseñar controladores que explotan las propiedades físicas de los sistemas bajo estudio.

Con el fin de ilustrar las ventajas de diseñar esquemas de control utilizando la teoría de pasividad, a continuación se presentan dos propiedades que poseen los sistemas pasivos. Para esto se retoma la definición presentada en el capítulo dos.

Propiedad P1. Considere el sistema $\Sigma : u \rightarrow y$ pasivo. Bajo estas condiciones, si $u = 0$ entonces Σ es estable en el sentido de Lyapunov. Más aún, si Σ es estrictamente pasivo a la salida, entonces es asintóticamente estable.

Prueba De la definición de pasividad se tiene que

$$\dot{V}(x) \leq -u^T y - \alpha \|y\|_2^2$$

entonces, si $u = 0$ se obtiene que $\dot{V}(x)$ es semidefinida negativa, ya que $\alpha \geq 0$. Si Σ es estrictamente pasivo a la salida entonces $\alpha > 0$ de donde $\dot{V}(x)$ es definida negativa y por lo tanto el sistema es asintóticamente estable si se considera a $V(x)$ como una función de Lyapunov.

Propiedad P2. La interconexión de dos sistemas pasivos Σ_1 y Σ_2 genera un nuevo sistema pasivo.

Prueba Ver [8]. pp. 181-186

Para el caso del motor de inducción (2.5) estas dos propiedades son fundamentales en el diseño del controlador si se recuerda que (ver capítulo dos) este tipo de máquinas se puede interpretar como la interconexión de dos subsistemas (el eléctrico y el mecánico) pasivos de la siguiente forma;

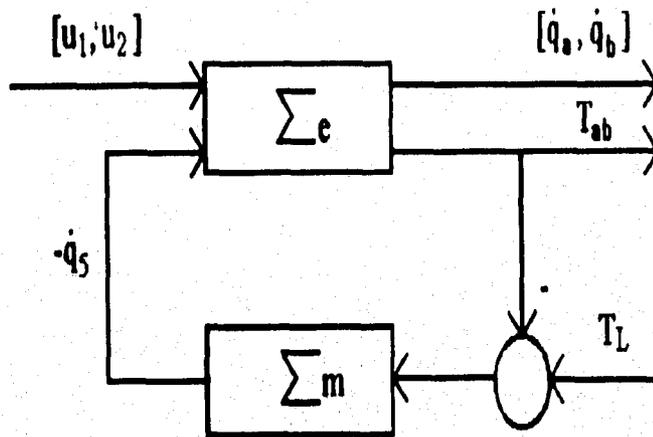


Fig.3.1 Motor de inducción como interconexión de bloques pasivos.

Con esto y considerando las propiedades presentadas, el método de diseño del esquema de control se puede dividir en las siguientes tres etapas:

1. Considerar únicamente la parte eléctrica y diseñar U de tal forma que, preservando pasividad, se logre que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\dot{q}_{ab} - \dot{q}_{abref}) = 0$$

con \dot{q}_{abref} el valor deseado para \dot{q}_{ab} .

2. Elegir los valores deseados de las corrientes de estator y flujos de rotor tales que

$$T_{abref} = -\frac{L_{sr}}{L_r} \begin{bmatrix} \lambda_{aref} & \lambda_{bref} \end{bmatrix} J \begin{bmatrix} \dot{q}_{aref} \\ \dot{q}_{bref} \end{bmatrix} \text{ y } \sqrt{\lambda_a^2 + \lambda_b^2} = \beta, \beta = cte$$

con T_{abref} , λ_{aref} , λ_{bref} , \dot{q}_{aref} y \dot{q}_{bref} los valores deseados para T_{ab} , λ_a , λ_b , \dot{q}_a y \dot{q}_b respectivamente.

3. Elegir el valor del par deseado T_{abref} que garantice que al ser aplicado a la parte mecánica del motor se logre que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\dot{q}_5 - \dot{q}_{5ref}) = 0$$

con \dot{q}_{5ref} el valor deseado para \dot{q}_5 .

Note que esta filosofía coincide completamente con la utilizada en el diseño de controladores en cascada.

De manera afortunada, y como se verá en la proposición siguiente, el seguir esta filosofía de diseño genera un controlador globalmente estable y que adicionalmente presenta la ventaja de **no** requerir para su implantación la medición o estimación de variables de rotor, es decir utiliza únicamente retroalimentación de salida (corrientes de estator y velocidad angular de la flecha del motor).

La estructura del controlador esta contenida en la siguiente proposición.

PROPOSICIÓN 1.

Considere el modelo del motor de inducción (2.5) y supoga que

1. Las corrientes de estator q_a, q_b y velocidad de rotor q_5 están disponibles para medición.
2. Los parámetros del motor son exactamente conocidos.
3. El par de carga T_L es una función conocida¹ suave y acotada, tal que $|T_L(t)| \leq c < \infty, \forall t \in [0, \infty), \forall c \in R$.
4. La velocidad deseada de rotor q_{5ref} es una función suave y acotada, con derivadas de primer y segundo orden conocidas y acotadas.

Bajo estas condiciones el control definido por:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \sigma \begin{bmatrix} \ddot{q}_{aref} \\ \ddot{q}_{bref} \end{bmatrix} + \left(\frac{L_{sr}}{L_r} J \dot{q}_5 - \frac{L_{sr} R_r}{L_r^2} I_2 \right) \begin{bmatrix} \lambda_{aref} \\ \lambda_{bref} \end{bmatrix} + \sigma \gamma \begin{bmatrix} \dot{q}_{aref} \\ \dot{q}_{bref} \end{bmatrix} - K \begin{bmatrix} \dot{q}_5 \\ \tilde{q}_a \\ \tilde{q}_b \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

con σ y γ definidas como en (2.5) y

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_{aref} \\ \dot{q}_{bref} \end{bmatrix} = \left(\frac{L_r}{L_{sr} \beta^2} T_d J + \frac{1}{L_{sr}} I_2 \right) \begin{bmatrix} \lambda_{aref} \\ \lambda_{bref} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

¹Esta suposición se establece unicamente por simplicidad. Para casos más reales se remite al lector a [10]

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{q}}_a \\ \dot{\tilde{q}}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{q}_a - \dot{q}_{aref} \\ \dot{q}_b - \dot{q}_{bref} \end{bmatrix}$$

$$K(\dot{q}_5) = \frac{L_{sr}^2}{4\epsilon} \dot{q}_5^2, \quad 0 < \epsilon < R_r$$

$$T_{ref} = D_m \ddot{q}_{5ref} - z + T_L$$

$$\dot{z} = -az + b\tilde{q}_5, \quad \tilde{q}_5 = q_5 - q_{5ref}, \quad z(0) = \tilde{q}_5(0) \quad \text{y} \quad a, b > 0 \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{aref} \\ \lambda_{bref} \end{bmatrix} = \left(\frac{R_r}{\beta^2} T_{ref} + \dot{q}_5 \right) J \begin{bmatrix} \lambda_{aref} \\ \lambda_{bref} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \lambda_{aref}(0) \\ \lambda_{bref}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

donde β es la norma de flujo de rotor, garantiza que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\dot{q}_5 - \dot{q}_{5ref}) = 0$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\lambda_a^2 + \lambda_b^2)^{\frac{1}{2}} = \beta$$

□□□

Antes de presentar la prueba formal del esquema propuesto, es conveniente establecer las siguientes observaciones:

- i) El último término del lado derecho de la expresión para el control (3.1) tiene como efecto el lograr que el subsistema eléctrico establezca en lazo cerrado un mapa estrictamente pasivo a la salida, entonces retomando la propiedad 2 y considerando el hecho de que el subsistema mecánico es pasivo, se encuentra que se garantiza la estabilidad del sistema como una de las propiedades más importantes de este. Además de establecer el primer lazo interno de control sobre corrientes.
- ii) Los tres primeros términos del lado derecho en la ley de control (3.1), junto con los valores deseados para corrientes y flujos, garantizan que el par generado por el motor tienda al par deseado.
- iii) Note además que en toda la estructura del controlador solo se utilizan las corrientes de estator y la velocidad angular como variables medibles, es decir, no se requiere ni la estimación ni la medición de variables de rotor.

- iv) La introducción de la variable z (3.3) se debe a que con ella se evita el tener que medir la aceleración angular del motor.
- v) Observe cómo las condiciones iniciales para flujos de rotor establecen la magnitud que alcanzará finalmente la norma de este vector (3.4).
- vi) De manera interesante el controlador propuesto se puede interpretar dentro del contexto del esquema en cascada clásico [26] para máquinas eléctricas considerando las etapas en el diseño del controlador; la primera establece un lazo interno de corriente, la segunda el control de par y la tercera un lazo externo de velocidad. La diferencia con este esquema clásico es que en este caso la estabilidad del sistema se demuestra utilizando argumentos de disipación de energía.

A continuación se presenta la prueba de la proposición anterior:

Prueba proposición 1.

Reescribiendo el modelo ab (2.5)

$$D_e \ddot{q}_{ab} + C_e \dot{q}_{ab} + R_e (\dot{q}_s) \dot{q}_{ab} = Q_{ab} \quad (3.5)$$

$$D_m \ddot{q}_s = T_{ab} - T_L \quad (3.6)$$

con

$$W = \begin{bmatrix} 0 & J \\ -J & 0 \end{bmatrix}$$

y

$$T_{ab} = \frac{L_{sr}}{L_r} \dot{q}_{ab}^T W \dot{q}_{ab}$$

se define T_{abref} como

$$T_{abref} \triangleq \frac{L_{sr}}{L_r} \dot{q}_{abref}^T W \dot{q}_{abref}.$$

Considerando la señal de error $\dot{\tilde{q}}_{ab} = \dot{q}_{ab} - \dot{q}_{abref}$ se tiene que

$$T_{ab} - T_{abref} = \frac{L_{sr}}{2L_r} \left(\dot{\tilde{q}}_{ab}^T W \dot{\tilde{q}}_{ab} + 2 \dot{\tilde{q}}_{ab}^T W \dot{q}_{abref} \right) \quad (3.7)$$

de donde

$$|T_{ab} - T_{abref}| \leq \frac{L_{sr}}{2L_r} \left(\|\dot{\tilde{q}}_{ab}\|^2 + 2 \|\tilde{q}_{ab}\| \|\dot{q}_{abref}\| \right) \quad (3.8)$$

con $|\cdot|$ valor absoluto y $\|\cdot\|$ norma euclidiana.

Entonces, de (3.8) se concluye que el seguimiento de par asintótico puede llevarse a cabo si se asegura que $\tilde{q}_{ab} \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$, siempre y cuando q_{abref} sea acotado y \dot{q}_5 no tienda a infinito en tiempo finito.

Para analizar el comportamiento dinámico de \tilde{q}_{ab} se escribe (3.5) como

$$D_e \ddot{\tilde{q}}_{ab} + C_e \dot{\tilde{q}}_{ab} + R_e(\dot{q}_5) \tilde{q}_{ab} = Q_{ab} - \left\{ D_e \ddot{q}_{abref} + C_e \dot{q}_{abref} + R_e(\dot{q}_5) \dot{q}_{abref} \right\}$$

de la cual si se utilizan los siguientes voltajes y flujos para el controlador

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \sigma \begin{bmatrix} \ddot{q}_{aref} \\ \ddot{q}_{bref} \end{bmatrix} + \left(\frac{L_{sr}}{L_r} J \dot{q}_5 - \frac{L_{sr} R_r}{L_r^2} I_2 \right) \begin{bmatrix} \lambda_{aref} \\ \lambda_{bref} \end{bmatrix} + \sigma \gamma \begin{bmatrix} \dot{q}_{aref} \\ \dot{q}_{bref} \end{bmatrix} - K(\dot{q}_5) \begin{bmatrix} \dot{\tilde{q}}_a \\ \dot{\tilde{q}}_b \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{aref} \\ \dot{\lambda}_{bref} \end{bmatrix} = \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \begin{bmatrix} \dot{q}_{aref} \\ \dot{q}_{bref} \end{bmatrix} - \left(\frac{R_r}{L_r} I_2 - J \dot{q}_5 \right) \begin{bmatrix} \lambda_{aref} \\ \lambda_{bref} \end{bmatrix}$$

se tiene que el nuevo sistema en función del vector de error \tilde{q}_{ab} es

$$D_e \ddot{\tilde{q}}_{ab} + C_e \dot{\tilde{q}}_{ab} + \bar{R}_e(\dot{q}_5) \tilde{q}_{ab} = 0, \quad (3.9)$$

donde la matriz de resistencias toma la siguiente forma

$$\bar{R}_e(\dot{q}_5) = \begin{bmatrix} L_r \left(\sigma \gamma + K(\dot{q}_5) \right) I_2 & -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 \\ -L_{sr} J \dot{q}_5 - \frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 & \frac{R_r}{L_r} I_2 \end{bmatrix}$$

Se propone ahora la función candidata de Lyapunov

$$V = \frac{1}{2} \tilde{q}_{ab}^T D_e \dot{\tilde{q}}_{ab}$$

y esta se deriva con respecto al tiempo a lo largo de las trayectorias de (3.9), obteniéndose:

$$\dot{V} = -\dot{\tilde{q}}_{ab}^T \bar{R}_e(\dot{q}_5) \dot{\tilde{q}}_{ab} = -\dot{\tilde{q}}_{ab}^T R_{es} \dot{\tilde{q}}_{ab} \quad (3.10)$$

donde

$$R_{es} = \frac{1}{2} (\bar{R}_e + \bar{R}_e^T) = \begin{bmatrix} L_r (\sigma\gamma + K(\dot{q}_5)) I_2 & -\frac{1}{2} L_{sr} J^T \dot{q}_5 - \frac{L_{sr} R_c}{L_r} I_2 \\ -\frac{1}{2} L_{sr} J \dot{q}_5 - \frac{L_{sr} R_c}{L_r} I_2 & \frac{R_c}{L_r} I_2 \end{bmatrix}$$

con esto, para que \dot{V} sea negativa definida, entonces R_{es} debe ser positiva definida. Para probar la positividad de esta matriz note que $\frac{R_c}{L_r} I_2 > 0$ implica que $R_{es} > 0$ si y solo si

$$R_s + K(\dot{q}_5) - \frac{L_{sr}^2}{4R_r} \dot{q}_5^2 > 0$$

con lo que si

$$K(\dot{q}_5) = \frac{L_{sr}^2}{4\epsilon} \dot{q}_5^2 ; 0 < \epsilon < R_r.$$

se satisface esta expresión.

Así, de (3.10) se pueden determinar constantes positivas $m_e > 0$, y $\rho_e > 0$ independientes de t tal que

$$\|\ddot{\tilde{q}}_{ab}(t)\| \leq m_e \|\ddot{\tilde{q}}_{ab}(0)\| e^{-\rho_e t}, \forall t \quad (3.11)$$

lo que es equivalente a probar que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\dot{q}_{ab} - \dot{q}_{abref}) = 0$$

En lo que se refiere a tiempos de escape finito, nótese que la dinámica del sistema en lazo cerrado es completamente descrita por (3.9), (3.6) y T_{ab} . Note que este conjunto de ecuaciones diferenciales es localmente Lipschitz en los estados y, bajo las suposiciones sobre la referencia, es también continua en t . Por lo tanto, existe un intervalo $[0, t_1]$ donde la solución existe y es única. Ahora, para todo $t \in [0, t_1]$, (3.11) se cumple, y como $\|\dot{q}_{abref}\|$ es acotado sobre este intervalo, el lado derecho de (3.6) es acotado por una constante α_1 independiente de t_1 . Por lo tanto, esta solución no puede crecer más rápido que una exponencial sobre este intervalo. Consecuentemente, \dot{q}_5 permanece acotado para todo $t \in [0, t_1]$ y $\|\ddot{\tilde{q}}_{ab}\|$ no puede escapar a infinito en $[0, t_1]$. Por

lo tanto, m_e , ρ_e y α_1 son independientes de t_1 , entonces, podemos repetir este argumento para una nueva condición inicial a un tiempo t_1 y definir la solución continua en un nuevo intervalo $[t_1, 2t_1]$. Esto nos permite extender el intervalo de tiempo de la existencia de la solución a todo el eje real, y concluir la prueba de la parte del subsistema eléctrico.

Para la comprobación de seguimiento de velocidad se define el error de ésta como $\ddot{q}_5 = \dot{q}_5 - \dot{q}_{5ref}$ y sustituyéndolo en (3.6), además de la expresión para \dot{z} (3.3), tenemos

$$D_m \ddot{q}_5 = -z + T_{ab} - T_{abref}$$

$$\dot{z} = -az + b \dot{q}_5$$

donde el sistema anterior lo podemos escribir como

$$\begin{bmatrix} \ddot{q}_5 \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{D_m} \\ b & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_5 \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{D_m} \\ 0 \end{bmatrix} (T_{ab} - T_{abref})$$

o equivalentemente

$$\dot{x} = Ax + B(T_{ab} - T_{abref}) \quad (3.12)$$

donde la matriz A es Hurwitz para todo valor positivo de a y b .

Entonces si se sustituye (3.7) en (3.12) se obtiene que

$$\dot{x} = Ax + B \frac{L_{sr}}{2L_r} \dot{q}_{ab} W \dot{q}_{ab} + 2B \dot{q}_{ab} W \dot{q}_{abref}$$

donde el último término de la sumatoria del lado derecho se puede escribir como un término que depende de z y otro independiente de ésta. Es decir

$$\dot{q}_{abref} = \alpha_1(t) + \alpha_2(t) z \leq \bar{\alpha}_1 + \bar{\alpha}_2 z$$

Con $\bar{\alpha}_1$ y $\bar{\alpha}_2$ constantes. Esta última ecuación se obtiene sustituyendo la expresión para T_{ref} en la expresión para las corrientes deseadas del algoritmo de control y tomando la norma de cada sumando.

Con esto se tiene que

$$\dot{x} = Ax + 2B \dot{q}_{ab} W \alpha_2(t) z + B \left(\frac{L_{sr}}{2L_r} \dot{q}_{ab} W \dot{q}_{ab} + 2 \dot{q}_{ab} W \alpha_1(t) \right)$$

que equivalentemente se puede escribir como

$$\dot{x} = Ax + B(t)x + c(t)$$

de donde, tomando normas, se obtiene que

$$\|B(t)\| \leq \delta_1 \|\ddot{q}_{ab}(0)\| e^{-\rho_1 t}$$

y

$$\|c(t)\| \leq \delta_2 \|\ddot{q}_{ab}(0)\| e^{-\rho_2 t}$$

con $\delta_1, \delta_2, \rho_1, \rho_2$ constantes positivas.

De esto (ver [21] pp 199-200) se concluye que el sistema $\dot{x} = [A + B(t)]x$ es globalmente exponencialmente estable y ya que $\|c(t)\| \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$, se tiene que $x \rightarrow 0$.

□□□

Un esquema a bloques del controlador presentado es de la forma

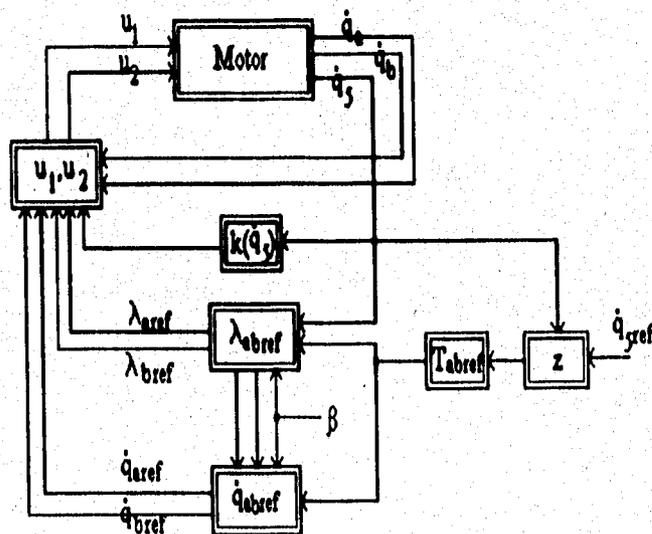


Fig.3.2 Diagrama a bloques del controlador y el motor.

3.2 Control por campo orientado

El control por Campo Orientado (CO) es una técnica de control clásica para motores de inducción. El primero en proponerlo fue Blaschke en 1972 [1], donde utilizó la representación vectorial para la magnitud y posición de corrientes de estator y flujos de rotor.

Este controlador es de gran importancia debido a que es usado en la industria a nivel mundial, por ser sencillo en cuanto a estructura y utilizar técnicas clásicas de control como lo es el control proporcional integral para efectuar las tareas impuestas tanto de regulación como de seguimiento.

La técnica de CO consiste en transformar los vectores de corriente de estator y flujos de rotor del modelo $\alpha\beta$ a un marco de referencia móvil el cual gira con velocidad angular ω_r , donde ω_r es la velocidad angular del flujo de rotor, transformándose así en el modelo dq y con ello tratar de ver al motor de inducción como un motor de corriente directa (como fue presentado en el capítulo anterior). Es decir, el control por Campo Orientado propone asemejar, vía transformación de coordenadas, la estructura no lineal del par generado por el motor de inducción a la estructura del par generado por el motor de corriente directa.

Con fines de claridad se presentan nuevamente las ecuaciones del modelo dq

$$\ddot{q}_d = -\gamma \dot{q}_d + \frac{L_{sr} R_r}{L_r^2 \sigma} \lambda_d + \dot{q}_s \dot{q}_q + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \frac{\dot{q}_q^2}{\lambda_d} + \frac{1}{\sigma} u_d \quad (3.13)$$

$$\ddot{q}_q = -\gamma \dot{q}_q - \frac{L_{sr}}{L_r \sigma} \dot{q}_s \lambda_d - \dot{q}_s \dot{q}_d - \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \frac{\dot{q}_d \dot{q}_q}{\lambda_d} + \frac{1}{\sigma} u_q \quad (3.14)$$

$$\dot{\lambda}_d = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_d + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \dot{q}_d \quad (3.15)$$

$$\dot{q}_s = \frac{L_{sr}}{D_m L_r} \lambda_d \dot{q}_q - \frac{1}{D_m} T_L \quad (3.16)$$

$$\dot{\rho} = \dot{q}_s + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \frac{\dot{q}_q}{\lambda_d} \quad (3.17)$$

donde

$$T_{dq} = \frac{L_{sr}}{L_r} \lambda_d \dot{q}_q \quad (3.18)$$

es el par generado por el motor de inducción.

De esta última expresión puede observarse que en este sistema de referencia, el par generado por el motor tiene la misma estructura que la del generado por un motor de corriente directa. Específicamente, para este último se tiene que

$$T_{cd} = K\lambda \dot{q}$$

con K una constante, λ flujo de campo y \dot{q} corriente de armadura. La gran ventaja que presenta este tipo de máquina es que las variables del motor λ y \dot{q} siempre permanecen desacopladas, permitiendo poder controlar al par directamente con la corriente de armadura. Basados en esta filosofía, en el control por CO se pretende modificar el par de (3.18) con la corriente del eje de cuadratura y mantener al flujo constante en el eje directo.

La desventaja de este controlador radica en el hecho de presentar problemas cuando el flujo (3.15) toma el valor de cero, es decir, esto daña el comportamiento en la estimación de la posición del vector de flujo (3.17) la cual es utilizada para generar el cambio de coordenadas del modelo ab al dq .

La estructura del controlador se presenta en la siguiente proposición

PROPOSICIÓN 2

Considere el modelo del motor de inducción dq (3.13)-(3.18) y suponga que

1. Las corrientes de estator \dot{q}_d, \dot{q}_q , la velocidad angular del rotor \dot{q}_5 , los flujos de rotor λ_d, λ_q y el par electromagnético T_{dq} están disponibles para medición.
2. Los parámetros del motor son exactamente conocidos.

Bajo estas condiciones el control definido por

$$u_d = \sigma \left(-\frac{L_{sr}R_r}{L_r^2\sigma} \lambda_d - \dot{q}_5 \dot{q}_q - \frac{L_{sr}R_r}{L_r} \frac{\dot{q}_q^2}{\lambda_d} + v_d \right) \quad (3.19)$$

$$u_q = \sigma \left(\frac{L_{sr}}{L_r\sigma} \dot{q}_5 \lambda_d + \dot{q}_5 \dot{q}_d + \frac{L_{sr}R_r}{L_r} \frac{\dot{q}_d \dot{q}_q}{\lambda_d} + v_q \right) \quad (3.20)$$

con σ como en (2.5) y

$$v_d = -K_{p1} (\lambda_d - \lambda_{dref}) - K_{i1} \int_0^t (\lambda_d - \lambda_{dref}) d\tau \quad (3.21)$$

$$v_q = -K_{p2} (T_{dq} - T_{ref}) - K_{i2} \int_0^t (T_{dq} - T_{ref}) d\tau \quad (3.22)$$

$$T_{ref} = -K_{p3} (\dot{q}_5 - \dot{q}_{5ref}) - K_{i3} \int_0^t (\dot{q}_5 - \dot{q}_{5ref}) d\tau \quad (3.23)$$

garantiza que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\dot{q}_5 - \dot{q}_{5ref}) = 0$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (T_{dq} - T_{ref}) = 0$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\lambda_d - \lambda_{dref}) = 0$$

□□□

Antes de pasar a la prueba de este esquema de control se presentan algunas observaciones acerca de la estructura del controlador.

- i) Los términos (3.19) y (3.20) tienen como finalidad cancelar las dinámicas no lineales en las ecuaciones de estator y además desacoplar a las corrientes \dot{q}_d y \dot{q}_q .
- ii) Las ecuaciones (3.21), (3.22) y (3.23) son controles PI en cascada y cuya función es controlar λ_d , T_{dq} y \dot{q}_5 respectivamente. Su naturaleza anidada obliga a que el lazo interno sea mucho más rápido que el segundo y este a su vez que el tercero.

La prueba de la proposición anterior es como sigue

Prueba proposición 2

Se sustituye (3.19) y (3.20) en (3.13) y (3.14), respectivamente, obteniendo así el modelo en lazo cerrado

$$\ddot{q}_d = -\gamma \dot{q}_d + v_d$$

$$\begin{aligned}\ddot{q}_q &= -\gamma \dot{q}_q + v_q \\ \dot{\lambda}_d &= -\frac{R_r}{L_r} \lambda_d + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \dot{q}_d \\ \ddot{q}_s &= \frac{L_{sr}}{D_m L_r} \lambda_d \dot{q}_q - \frac{1}{D_m} T_L \\ \dot{\rho} &= \dot{q}_s + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \frac{\dot{q}_q}{\lambda_d}\end{aligned}$$

de aquí se forman dos grupos de ecuaciones:

• Grupo A

$$\begin{aligned}\dot{\lambda}_d &= -\frac{R_r}{L_r} \lambda_d + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \dot{q}_d \\ \ddot{q}_d &= -\gamma \dot{q}_d + v_d\end{aligned}$$

• Grupo B.

$$\begin{aligned}\ddot{q}_s &= \frac{1}{D_m} T_{dq} - \frac{1}{D_m} T_L \\ T_{dq} &= \frac{L_{sr}}{L_r} \lambda_d \dot{q}_q \\ \ddot{q}_q &= -\gamma \dot{q}_q + v_q\end{aligned}$$

Para el grupo A, si se utiliza la transformada de Laplace para λ_d y \dot{q}_d se tiene que

$$\Lambda_d = \frac{L_{sr} R_r}{L_r \left(s + \frac{R_r}{L_r} \right) (s + \gamma)} v_d$$

Entonces, al considerar el control PI

$$v_d = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E_1, \quad E_1 = \Lambda_{dref} - \Lambda_d$$

se obtiene que la función de transferencia desde el flujo deseado hasta la señal de error de flujos es

$$E_1 = \frac{s \left(s + \frac{R_r}{L_r} \right) (s + \gamma)}{s \left(s + \frac{R_r}{L_r} \right) (s + \gamma) + (K_p s + K_i) \frac{L_{sr} R_r}{L_r}} \Lambda_{dref}$$

por lo que al considerar una señal de referencia constante y aplicando el teorema del valor final se obtiene que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\lambda_{dref} - \lambda_d) = \lim_{s \rightarrow 0} s E_1 = 0$$

Si se supone que esta convergencia se lleva a cabo de una manera suficientemente rápida, entonces se puede realizar el análisis para el grupo B considerando que λ_d es una constante. Para esto se tiene que del grupo B de ecuaciones

$$\Omega = \frac{1}{s} \left(\frac{1}{D_m} T_{dq} - \frac{1}{D_m} T_L \right)$$

$$T_{dq} = \frac{L_{sr} \Lambda_d}{L_r (s + \gamma)} v_q$$

$$v_q = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E_2, \quad E_2 = T_{ref} - T_{dq}$$

entonces si Λ_d es constante, el error E_2 en estado estacionario es cero para un T_{ref} constante, como se demuestra de la siguiente función de transferencia desde el par deseado hasta su error.

$$E_2 = \frac{L_r s^2 + (L_r \gamma + K_p L_{sr} \Lambda_d) s + K_i L_{sr} \Lambda_d - (K_p s + K_i) L_{sr} \Lambda_d T_{ref}}{L_r s^2 + (L_r \gamma + K_p L_{sr} \Lambda_d) s + K_i L_{sr} \Lambda_d} T_{ref}$$

y la utilización del teorema del valor final.

Nuevamente, suponiendo ahora que $T_{dq} = T_{ref}$ se puede probar finalmente agregando el PI para la velocidad

$$T_{ref} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E_3, \quad E_3 = \Omega_{ref} - \Omega$$

que el error E_3 también tiende a cero. Para esto considere la función de transferencia desde la velocidad de referencia a el error de velocidad dada por

$$E_3 = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \Omega_{ref}$$

Es claro que si Ω_{ref} es constante, entonces:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\dot{q}_{5ref} - \dot{q}_5) = \lim_{s \rightarrow 0} s E_3 = 0 \quad \square \square \square$$

de rotor. En este sentido, el algoritmo de control contiene un esquema de identificación no lineal que sigue asintóticamente los valores verdaderos del torque de carga y la resistencia de rotor cuales se asumen constantes pero desconocidos. Una vez identificado esos parámetros, se desacopla la velocidad y norma de flujo de rotor para finalmente aplicar una ley de control lineal. De manera afortunada para este caso se obtiene un controlador que linealiza y desacopla estas variables, el cual se presenta en la proposición siguiente:

PROPOSICIÓN 3

Considere el modelo **ab** del motor de inducción (2.5) y suponga que:

1. Las corrientes de estator \dot{q}_a, \dot{q}_b y velocidad de rotor \dot{q}_ω están disponibles para medición.
2. Las señales de referencia $\dot{q}_{\omega ref}$ de la velocidad y la norma de flujo de rotor $\|\lambda_a^2 + \lambda_b^2\|$ son funciones acotadas dos veces diferenciables tal que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{q}_{\omega ref}(t) = c_1, \quad \|\lambda_a^2 + \lambda_b^2\| \geq c_2 > 0, \quad \forall t \geq 0$$

con $c_1, c_2 \in \mathbf{R}$

3. Las desviaciones respecto a los valores nominales de T_L y R_r (P_1 y P_2) son tales que

$$P_1 = T_L - T_{LN} = cte \quad (3.24)$$

$$P_2 = R_r - R_{rN} = cte \quad (3.25)$$

siendo T_{LN} y R_{rN} los valores nominales del par de carga y la resistencia de rotor. T_L es típicamente desconocido y R_r puede tener variaciones en un rango de $\pm 50\%$ alrededor de su valor nominal debido al calentamiento del rotor.

4. Los parámetros estimados \hat{P}_1 y \hat{P}_2 de las desviaciones respecto a los valores nominales P_1 y P_2 son utilizados en la ley de adaptación para la generación del error en la técnica de acoplamiento de modelos, mostrando la convergencia de los errores de seguimiento.

Considere el control dado por

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = D^{-1}(\dot{q}_{ab}, \hat{P}_2) \left\{ -A(\dot{q}_{ab}, \hat{P}_2, \hat{P}_1) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right\} \quad (3.26)$$

donde

$$D = \begin{bmatrix} -\frac{L_{sr}}{D_m L_{r\sigma}} \lambda_b & \frac{L_{sr}}{D_m L_{r\sigma}} \lambda_a \\ \frac{2L_{sr} R_{ra}}{L_{r\sigma}} \lambda_a & \frac{2L_{sr} R_{ra}}{L_{r\sigma}} \lambda_b \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \dot{q}_5 \left[\frac{L_{sr}}{L_{r\sigma}} (\lambda_a^2 + \lambda_b^2) + \dot{q}_a \lambda_a + \dot{q}_b \lambda_b \right] \\ -\frac{L_{sr}}{D_m L_r} \left\{ + \left[\gamma + \frac{R_{rN}}{L_r} + \hat{P}_2 \left(\frac{L_{sr}^2}{L_r^2 \sigma} + \frac{1}{L_r} \right) \right] (\dot{q}_b \lambda_a - \dot{q}_a \lambda_b) \right\} \\ -\frac{\hat{P}_1}{D_m} \\ \frac{R_{rN}}{L_{sr} L_r^2} \left[\left(R_{ra} + \frac{2\hat{P}_2}{R_{rN}} \right) \left(2 + \frac{L_{sr}^2}{L_{r\sigma}} \right) - \frac{2}{L_r} \hat{P}_2 \right] (\lambda_a^2 + \lambda_b^2) \\ + \frac{L_{sr}}{L_r} \left(R_{rN}^2 + \hat{P}_2 R_{rN} + 2\hat{P}_2^2 \right) (\dot{q}_a^2 + \dot{q}_b^2) + R_{ra} \dot{q}_5 (\dot{q}_b \lambda_a - \dot{q}_a \lambda_b) \\ - R_{rN} \left[3\frac{R_{ra}}{L_r} + \frac{R_{ra}}{R_{rN}} \left(6\frac{\hat{P}_2}{L_r} + \gamma + \frac{\hat{P}_2 L_{sr}^2}{L_r^2 \sigma} - \frac{\hat{P}_2}{R_{rN}} \right) \right] (\dot{q}_a \lambda_a + \dot{q}_b \lambda_b) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_{a1} \dot{q}_5 - \frac{k_{a2}}{D_m} \left[\frac{L_{sr}}{L_r} (\dot{q}_b \lambda_a - \dot{q}_a \lambda_b) - T_{LN} - \hat{P}_1 \right] \\ -k_{b1} (\lambda_a^2 + \lambda_b^2) - 2\frac{k_{b2} R_{ra}}{L_r} \left[L_{sr} (\dot{q}_a \lambda_a + \dot{q}_b \lambda_b) - (\lambda_a^2 + \lambda_b^2) \right] \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} v_{aref} \\ v_{bref} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{aref} \\ v_{bref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{a1} \dot{q}_{5ref} + k_{a2} \ddot{q}_{5ref} + \ddot{q}_{5ref} \\ k_{b1} \beta + k_{b2} \dot{\beta} + \ddot{\beta} \end{bmatrix}$$

donde $R_{ra} = R_{rN} + \hat{P}_2$, $R_{rb} = R_{rN} - \hat{P}_2$ y con k_{a1} , k_{a2} , k_{b1} y k_{b2} las ganancias del controlador y β la norma de flujo de rotor deseada.

Bajo estas condiciones la ley de control asegura

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\dot{q}_5 - \dot{q}_{5ref}) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{T}_L - T_L) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\|\lambda_a^2 + \lambda_b^2\|) = \beta$$

con \hat{T}_L el estimado de T_L . □□□

Antes de pasar a la prueba de la proposición es conveniente presentar las siguientes observaciones:

- i) En este caso se requieren dos cambios de coordenadas, por utilizar una ley de adaptación.
- ii) La ley de control no lineal dada por la ecuación (3.26) tiene como finalidad linealizar al sistema.
- iii) El control lineal es dado por el vector $\begin{bmatrix} v_{aref} & v_{bref} \end{bmatrix}^T$ el cual tiene como objetivo llevar a cabo las tareas de regulación y seguimiento.
- iv) Como se puede observar de los anteriores puntos, primero se deben cumplir en forma correcta la ley de control no lineal para que, al aplicar enseguida la ley de control lineal se obtenga un resultado satisfactorio para regulación y seguimiento.

Prueba proposición 3

Se sustituye (3.24) y (3.25) en (2.5). Así se tiene que la matriz $R_e(\dot{q}_5)$ toma la siguiente estructura

$$R_e(\dot{q}_5) = \begin{bmatrix} L_r \sigma \gamma I_2 & -\frac{L_r}{L_r} (R_{rN} + P_2) I_2 \\ -L_{sr} J \dot{q}_5 - \frac{L_r}{L_r} (R_{rN} + P_2) I_2 & \frac{1}{L_r} (R_{rN} + P_2) I_2 \end{bmatrix}$$

$$\gamma \triangleq \frac{R_s L_r^2 + R_{rN} L_{sr}^2}{\sigma L_r^2}$$

por otro lado, la dinámica de la parte mecánica es

$$\ddot{q}_5 = \frac{L_{sr}}{D_m L_r} (\dot{q}_b \lambda_a - \dot{q}_a \lambda_b) - \frac{T_{LN}}{D_m} - \frac{P_1}{D_m}$$

y considerando el cambio de coordenadas

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \\ y_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{q}_5 \\ \frac{L_{sr}}{D_m L_r} (\dot{q}_b \lambda_a - \dot{q}_a \lambda_b) - \frac{T_{LN}}{D_m} \\ \lambda_a^2 + \lambda_b^2 \\ 2 \frac{R_{rN}}{L_r} \left[L_{sr} (\dot{q}_a \lambda_a + \dot{q}_b \lambda_b) - (\lambda_a^2 + \lambda_b^2) \right] \\ \arctan \frac{\lambda_b}{\lambda_a} \end{bmatrix}$$

se encuentra que la dinámica del motor en estas coordenadas es

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L_{sr}}{D_m L_r} \left\{ \begin{aligned} &\dot{q}_b \left(\frac{L_{sr}}{L_r \sigma} (\lambda_a^2 + \lambda_b^2) + \dot{q}_a \lambda_a + \dot{q}_b \lambda_b \right) \\ &+ \left(\gamma + \frac{R_{rN}}{L_r} + P_2 \left(\frac{L_{sr}}{L_r^2 \sigma} + \frac{1}{L_r} \right) \right) (\dot{q}_b \lambda_a - \dot{q}_a \lambda_b) \\ &+ \frac{1}{\sigma} (\lambda_b u_1 + \lambda_a u_2) \end{aligned} \right\} \\ 2 \frac{R_{rN}}{L_r} \left\{ \begin{aligned} &\frac{R_r}{L_r} \left[\left(2 + \frac{L_{sr}^2}{L_r \sigma} \right) (\lambda_a^2 + \lambda_b^2) + L_{sr}^2 (\dot{q}_a^2 + \dot{q}_b^2) \right] \\ &+ 2 \frac{L_{sr} R_{rN}}{L_r} \left[\begin{aligned} &\dot{q}_b (\dot{q}_b \lambda_a - \dot{q}_a \lambda_b) + \frac{1}{\sigma} (\lambda_a u_1 + \lambda_b u_2) \\ &- \left(3 \frac{R_r}{L_r} + \gamma + \frac{P_2 L_{sr}^2}{L_r^2 \sigma} \right) (\dot{q}_a \lambda_a + \dot{q}_b \lambda_b) \end{aligned} \right] \end{aligned} \right\} \end{bmatrix}$$

Ahora defina al vector

$$e_P = \begin{bmatrix} e_{P_1} \\ e_{P_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1 - \hat{P}_1(t) \\ P_2 - \hat{P}_2(t) \end{bmatrix}$$

como el error paramétrico, y realice un segundo cambio de coordenadas z

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \\ z_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 - \frac{\hat{P}_1}{D_m} \\ y_3 \\ y_4 + 2 \frac{\hat{P}_2}{L_r} \left[L_{sr} (\dot{q}_a \lambda_a + \dot{q}_b \lambda_b) - (\lambda_a^2 + \lambda_b^2) \right] \\ y_5 \end{bmatrix}$$

con lo que la dinámica del motor en coordenadas z es

$$\begin{bmatrix} \ddot{z}_1 \\ \ddot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L_{sr}}{D_m L_r} \left\{ \begin{aligned} &\dot{q}_b \left[\frac{L_{sr}}{L_r \sigma} (\lambda_a^2 + \lambda_b^2) + \dot{q}_a \lambda_a + \dot{q}_b \lambda_b \right] \\ &+ \left[\gamma + \frac{R_{rN}}{L_r} + \hat{P}_2 \left(\frac{L_{sr}^2}{L_r^2 \sigma} + \frac{1}{L_r} \right) \right] (\dot{q}_b \lambda_a - \dot{q}_a \lambda_b) \\ &- \frac{\hat{P}_1}{D_m} \end{aligned} \right\} \\ 2 \frac{L_{sr}}{L_r} \left\{ \begin{aligned} &\frac{R_{rN}}{L_{sr} L_r^2} \left[\left(R_{ra} + \frac{2 \hat{P}_2}{R_{rN}} \right) \left(2 + \frac{L_{sr}^2}{L_r \sigma} \right) - \frac{2}{L_r} \hat{P}_2 \right] (\lambda_a^2 + \lambda_b^2) \\ &+ \frac{L_{sr}}{L_r} \left(R_{rN}^2 + \hat{P}_2 R_{rN} + 2 \hat{P}_2^2 \right) (\dot{q}_a^2 + \dot{q}_b^2) + R_{ra} \dot{q}_b (\dot{q}_b \lambda_a - \dot{q}_a \lambda_b) \\ &- R_{rN} \left[3 \frac{R_{rh}}{L_r} + \frac{R_{ra}}{R_{rN}} \left(6 \frac{\hat{P}_2}{L_r} + \gamma + \frac{\hat{P}_2 L_{sr}^2}{L_r^2 \sigma} - \frac{\hat{P}_2}{R_{rN}} \right) \right] (\dot{q}_a \lambda_a + \dot{q}_b \lambda_b) \end{aligned} \right\} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} -\frac{L_{\sigma}}{D_m L_{r\sigma}} \lambda_b & \frac{L_{\sigma}}{D_m L_{r\sigma}} \lambda_a \\ \frac{2L_{\sigma} R_{ra}}{L_{r\sigma}} \lambda_a & \frac{2L_{\sigma} R_{ra}}{L_{r\sigma}} \lambda_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

Expresión que, utilizando las definiciones anteriores, puede escribirse como

$$\begin{bmatrix} \ddot{z}_1 \\ \ddot{z}_2 \\ \ddot{z}_3 \end{bmatrix} = A(\dot{q}_{ab}, \hat{P}_1(t), \hat{P}_2(t)) + D(\dot{q}_{ab}, \hat{P}_2(t)) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

donde

$$R_{ra} = R_{rN} + \hat{P}_2 \quad y \quad R_{rb} = R_{rN} - \hat{P}_2$$

De aquí los voltajes de entrada u se escogen de tal forma que linealicen al sistema

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = D(\dot{q}_{ab}, \hat{P}_2(t))^{-1} \left\{ -A(\dot{q}_{ab}, \hat{P}_1(t), \hat{P}_2(t)) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right\}$$

con la siguiente ley de control lineal

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_{a1} z_1 - k_{a2} z_2 \\ -k_{b1} z_3 - k_{b2} z_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{aref} \\ v_{bref} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{aref} \\ v_{bref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{a1} \dot{q}_{bref} + k_{a2} \ddot{q}_{bref} + \ddot{q}_{bref} \\ k_{b1} \beta + k_{b2} \dot{\beta} + \ddot{\beta} \end{bmatrix}$$

donde las ganancias del control k_{a1} , k_{a2} , k_{b1} y k_{b2} se diseñan tales que

$$k_a = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_{a1} & -k_{a2} \end{bmatrix} \quad y \quad k_b = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_{b1} & -k_{b2} \end{bmatrix}$$

sean Hurwitz.

Finalmente los valores de $\hat{P}^T(t) = [\hat{P}_1(t), \hat{P}_2(t)]$ se encuentran como sigue:

Se define un modelo de referencia como

$$\dot{z}_m = K z_m + V_{ref}, \quad z_m(0) = z(0)$$

$$K \triangleq \text{diag}[k_a, k_b], \quad V_{ref} \triangleq \begin{bmatrix} 0 \\ v_{aref} \\ 0 \\ v_{bref} \end{bmatrix}$$

y el modelo de error de seguimiento como

$$e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} = z - z_m$$

Entonces la dinámica del error es dada por

$$\dot{e} = Ke + \begin{bmatrix} -\frac{1}{D_m} & 0 \\ 0 & -\frac{L_{sr}}{D_m L_r^2} \left(\frac{L_{sr}^2}{L_r \sigma} + 1 \right) (\dot{q}_b \lambda_a - \dot{q}_a \lambda_b) \\ 0 & \frac{2}{L_r} \left[L_{sr} (\dot{q}_a \lambda_a + \dot{q}_b \lambda_b) - (\lambda_a^2 + \lambda_b^2) \right] \\ 0 & 2 \frac{L_{sr} R_{ra}}{L_r^2} \left\{ - \left(\frac{3}{L_{sr}} + \frac{L_{sr}}{L_r \sigma} \right) (\dot{q}_a \lambda_a + \dot{q}_b \lambda_b) + (\dot{q}_a^2 + \dot{q}_b^2) + \left(\frac{2}{L_{sr}} + \frac{1}{L_r \sigma} \right) (\lambda_a^2 + \lambda_b^2) \right\} \end{bmatrix} e_p$$

o equivalentemente

$$\dot{e} = Ke + We_p \quad (3.27)$$

Entonces si $P_L = \text{diag} [P_a, P_b]$ matriz definida positiva simétrica, es la solución a la ecuación de Lyapunov

$$K^T P_L + P_L K = -Q$$

con $Q = \text{diag} [Q_a, Q_b]$ donde Q_a y Q_b matrices definidas positivas simétricas, se puede considerar la función cuadrática

$$V = e^T P_L e + e_p^T \Gamma e_p$$

con Γ matriz definida positiva simétrica. La derivada de V con respecto al tiempo y evaluada a lo largo de las trayectorias de (3.27) es

$$\dot{V} = -e^T Q e + 2e_p^T [W^T P_L e + \Gamma \dot{e}_p]$$

de donde

$$\dot{e}_p = -\Gamma^{-1} W^T P_L e$$

o equivalentemente

$$\hat{P}(t) = \Gamma^{-1} W^T P_L e$$

implica que

$$\dot{V} = -e^T Q e$$

Con lo que se garantiza que e , e_p y $\hat{P}(t)$ sean acotados y e una señal L^2 . Bajo la suposición 2 se sigue que z es acotado y con ello W lo mismo que \dot{c} y $\hat{P}(t)$. Como e es una señal L^2 con derivadas acotadas y haciendo uso del lema de Barbalat se encuentra que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\dot{q}_b - \dot{q}_{bd}) = 0$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\|\lambda_a^2 + \lambda_b^2\| - \beta) = 0$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{T}_L(t) - T_L) = 0$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{R}_r(t) - R_r) = 0$$

donde $\hat{T}_L(t) = \hat{P}_1(t) + T_{LN}$ y $\hat{R}_r(t) = \hat{P}_2(t) + R_{rN}$.

□□□

Como se puede observar el control es complicado y necesita la estimación de las variables de rotor, más las suposiciones que necesariamente se deben de cumplir para encontrar la dinámica del error en una forma sencilla.

Finalmente, el diagrama a bloques de este controlador es

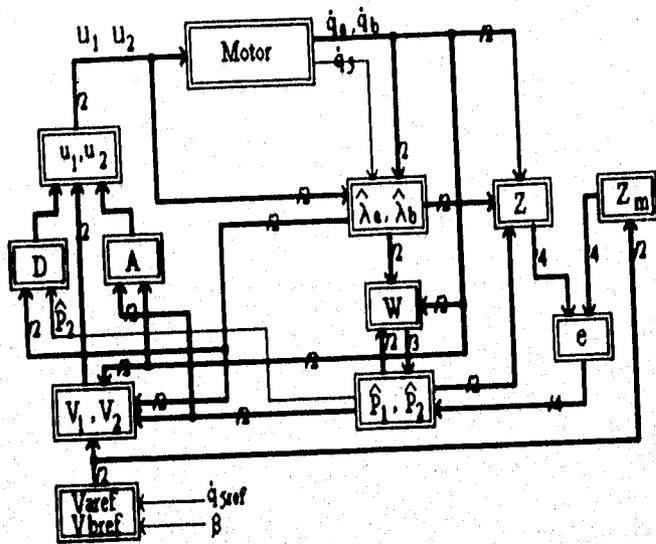


Fig.4.4 Diagrama a bloques del control por linealización.

Capítulo 4

Banco de pruebas

En este capítulo, se describe brevemente el equipo utilizado para la realización de los experimentos (para una descripción más detallada ver [25], [31] y [18]). Se presenta primero su estructura general para luego abordar en forma particular cada uno de los elementos que lo componen.

4.1 Estructura general

Para describir la estructura general del equipo de experimentación se hace uso de la figura 4.1

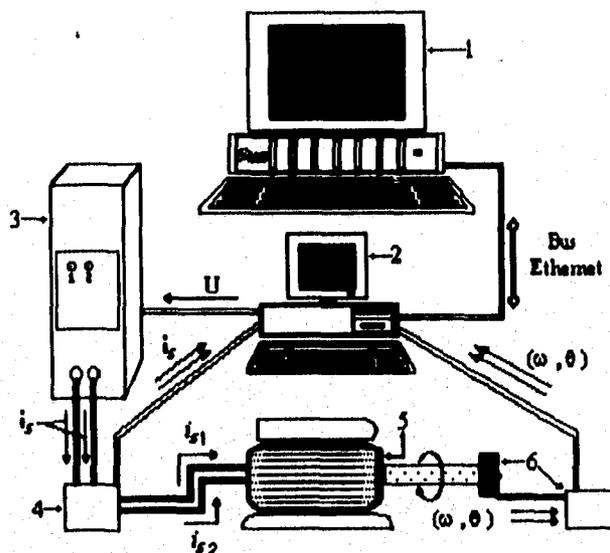


Fig 4.1 Estructura general del equipo de experimentación.

en donde:

1. Estación de trabajo SUN SPARC10 con paquete computacional MATRIX_x.
2. Procesador digital de señales TMS320-C30 (fabricados por *Texas Instruments*) instalados con una computadora personal mod. 486 y proporcionados en el sistema AC100.
3. Inversor bifásico alimentado por voltaje desarrollado en el Instituto de Ingeniería (II)-UNAM [25].
4. Sensores de corriente de efecto Hall fabricados por F.W.BELL.
5. Motor de inducción 2 ϕ , tipo jaula de ardilla, del sistema servo modular MS150 MkII (fabricado por *Feedback Instruments Ltd*).
6. Codificador y Sensor digital de posición desarrollado en II -UNAM.

En términos generales su funcionamiento puede describirse como sigue:
 Con el sistema AC100 (2) y la ayuda del diseñador SystemBuild de MATRIX_x (1) se almacena el controlador propuesto que genera las señales

de control U en unidades de voltaje (máximo $5V$) a la salida del AC100, mismas que viajan al inversor bifásico (3), el cual proporciona las corrientes de estator (i_{s1} e i_{s2}) según sea el nivel de voltaje de la señal de control, éstas pasan tanto por los sensores de corriente (4), como por las fases de estator del MI de 2ϕ (5), las cuales generan un flujo magnético en cada fase de estator (λ_{s1} y λ_{s2}) los que son inducidos al núcleo del rotor produciendo las corrientes de rotor (i_{r1} e i_{r2}) y con éstas los flujos de rotor (λ_{r1} y λ_{r2}). Estos interactúan con el estator para producir el par electromagnético (T) necesario para mover la flecha del motor (θ) a una cierta velocidad angular (ω). Cabe resaltar en este punto el hecho de tener cuidado con no sobre pasar las tensiones permitidas por los transistores del circuito de potencia del inversor, para lo cual será necesario restringir los flujos de rotor a una norma (β) que lo garantice. El movimiento de la flecha de rotor se codifica vía el codificador óptico (6) en trenes de pulsos, mismos que pasan por los transductores de velocidad y posición (7), generando las señales (ω , θ) en niveles de voltaje. Estos voltajes son recibidos, junto con las corrientes sensadas del motor, por el controlador residente en el AC100, el cual comparará los datos recibidos con los datos deseados, enviando nuevas señales de control al inversor, repitiéndose así el ciclo del sistema hasta que la diferencia entre los datos recibidos y los datos deseados sea cero, misma que se reflejará en la velocidad de la flecha del MI.

A continuación se describe detalladamente cada uno de los elementos que forman este banco de pruebas.

4.2 Motor de inducción

El MI utilizado es parte del *Sistema Servo Modular MS150 MkII* fabricado por *Feedback Instruments Ltd.* Es un motor de corriente alterna de rotor jaula de ardilla, 2ϕ , dos polos, con los siguientes datos nominales: $40V_{rms}$ por fase, $0.4A_{rms}$ por fase y velocidad síncrona de 3600 rpm a 60Hz. Se considera que en el arranque o en situaciones de sobrecarga el motor pueda requerir hasta un 300% de su corriente nominal, es decir, $1.2A_{rms}$ por fase. En cuanto al voltaje, el sistema soporta sobretensiones de hasta el 25%, o sea, $50V_{rms}$ por fase. Los parámetros nominales del motor que se consideran

son:

$$\begin{aligned}R_s &= 32\Omega & R_r &= 40\Omega \\L_s &= 83mH & L_r &= 90mH \\L_{sr} &= 76mH \\J &= 3 \times 10^{-4}kgm^2\end{aligned}$$

los cuales se obtuvieron de datos del manual.

4.3 Sensor digital de posición

El objetivo de este sensor es convertir el valor de la posición angular de la flecha del motor (θ) a un valor analógico de voltaje, a partir de un transductor de movimiento digital. El codificador posee una hilera concéntrica ranurada y una ranura adicional que le sirve de referencia. Al moverse la flecha del motor se generan dos señales desfasadas entre sí 90° , con este defasamiento es posible detectar en que sentido se mueve la flecha del motor. El número de ranuras con que cuenta el codificador es 512. De donde se obtiene la siguiente relación lineal:

$$512pulsos = 360^\circ \Rightarrow 1pulso = 0.703^\circ$$

En radianes la relación es de

$$1pulso = 0.012rad$$

y en voltajes la relación es

$$512pulsos = 5V \Rightarrow 1pulso = 9.8mV$$

4.4 Sensor digital de velocidad

El objetivo de este sensor es convertir el valor de la velocidad de la flecha del motor (ω) a un valor de voltaje. Utilizando el mismo transductor, el principio para determinar la velocidad consiste en contar el número de pulsos que genera el codificador por unidad de tiempo. Para contar los pulsos se requiere establecer una base de tiempo que dicte el inicio y la terminación de la cuenta .

A la velocidad nominal se tiene que el número de pulsos por segundo está dado por:

$$3600rpm \times 512 \frac{\text{pulsos}}{\text{revolución}} = 30720 \frac{\text{pulsos}}{\text{segundo}} \quad (4.1)$$

Si se desea una resolución de 9 bits (512 pulsos) para el conteo de la velocidad nominal, la base de tiempo (determinada por el periodo t_{base}) resulta ser:

$$t_{base} = \frac{512 \text{pulsos}}{30720 \frac{\text{pulsos}}{\text{segundo}}} = 16.66ms \quad (4.2)$$

Con este valor de base de tiempo¹, la velocidad más baja que se puede detectar esta determinada por la ecuación siguiente:

$$\left(\frac{1 \text{ pulso}}{16.66 \times 10^{-3} s} \times \frac{1}{512 \frac{\text{pulsos}}{\text{revolución}}} \right) \times \frac{60s}{1 \text{ min}} = 7.042rpm.$$

4.5 Sensor de corriente

Los sensores de corriente que se emplearon, son lineales de campo magnético de efecto Hall, modelo IHA-25 fabricados por F.W. BELL, con las siguientes características de funcionamiento:

Rango de medición:	0 a $\pm 25A$.
Rango de frecuencia:	CD a $50kHz$.
Voltaje de alimentación:	$\pm 15V @ 15mA$.
Sensibilidad:	$\pm 40mV / A$.
Offset (máximo):	$\pm 0.5A (\pm 20mV)$.
Peso:	25.9g.

Se sabe que, si a través de un generador de Hall se hace pasar una corriente de excitación constante, y éste se expone a un campo magnético producido por la circulación de corriente en un conductor, el valor de la tensión Hall será proporcional a la intensidad del campo magnético, y por lo tanto, a la

¹Uno de los problemas graves que se tiene con este tipo de sensores, es establecer una base de tiempo adecuada, debido a que se trabaja tanto a velocidades altas (base de tiempo "pequeña") como a velocidades bajas (base de tiempo "grande"), ver ecuación (4.2).

corriente circulante en el conductor. La relación lineal entre la tensión Hall máxima de los sensores y la corriente circulante en el conductor es de:

$$1V = 25A$$

Como la corriente máxima que circula en los conductores del MI empleado aquí tiene la siguiente relación

$$68mV = 1.7A$$

fue necesario utilizar el amplificador operacional en configuración de no inversor con ganancia de 20 para proveer el voltaje necesario, además se diseñó un filtro Butterworth paso bajas de segundo orden con frecuencia de corte de $5kHz$ y ganancia unitaria. El diseño para la tarjeta de los sensores de corriente se desarrolló en el II-UNAM (para mayores detalles ver [42]).

4.6 Inversor bifásico

La función básica de este convertidor es proveer la potencia necesaria a las señales de comando para alimentar las fases del MI. El inversor bifásico empleado en este trabajo tiene la capacidad de variar la frecuencia de las señales de alimentación del motor (en un rango de $0Hz$ a $120Hz$), el defasamiento (desde 0° hasta 360°) y la amplitud de las tensiones (de $0V$ a $70V$). El modo de operación se puede dividir básicamente en dos módulos, un convertidor CD-CA por fase y un Modulador Ancho de Pulso (PWM, por sus siglas en inglés) para cada fase figura 4.2.

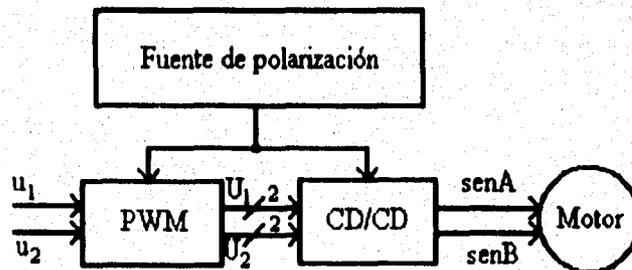


Fig 4.2 Configuración básica del inversor bifásico.

4.6.1 Convertidor CD-CA

Para alimentar las fases del motor, es necesario que el convertidor CD-CA pueda entregar tensiones tanto positivas como negativas; para ello, se utilizó una configuración de convertidor tipo H o bidireccional para cada una de las fases. La topología del puente H se muestra en la figura 4.3. Los pares de conmutadores T1-T2 (rama 1) y T3 - T4 (rama 2), abren y cierran en forma alternada; mientras T1 y T2 permanecen abiertos, T3 y T4 están cerrados y viceversa.

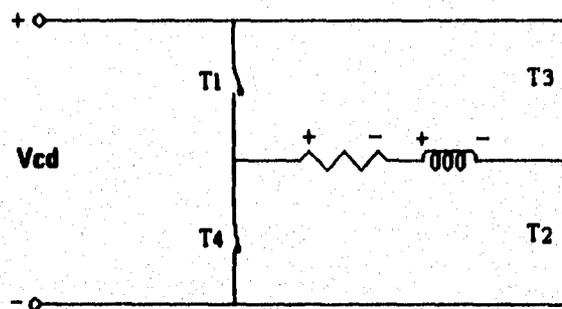


Fig 4.3 Topología de un convertidor tipo H.

Si se conmuta a una frecuencia fija (como se observa en la figura 4.4), el voltaje promedio que entrega el convertidor (V_{prom}), se regula por la razón de tiempo que una rama conduce con respecto al tiempo de conducción de la otra.

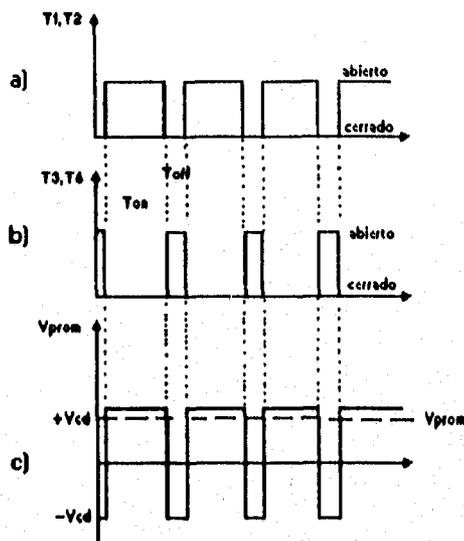


Fig.4.4 a) Rama T1-T2 b) Rama T3-T4 y c) Voltaje aplicado a la fase.

Si la frecuencia de conmutación es alta, con respecto de la constante de tiempo eléctrica de los bobinados de las fases del motor (la frecuencia de corte de la dinámica eléctrica debe estar una o dos décadas abajo de la mitad de la frecuencia de conmutación), se puede simplificar el análisis dinámico del comportamiento de las bobinas, considerando que dicho comportamiento será equivalente al que se tendría si se considera que las fases se alimentan por una tensión continua igual al voltaje promedio de la señal (V_{prom}).

El voltaje promedio alimentado por el puente H en cada fase del motor se define (de acuerdo con las curvas de la figura 4.4) como:

$$V_{prom} = \frac{T_{on} - T_{off}}{T_{on} + T_{off}} V_{cd} \quad (4.3)$$

Y se define como ciclo de trabajo (d) a:

$$d = \frac{T_{on}}{\tau} \quad (4.4)$$

donde τ es el periodo del tren de pulsos que comanda al puente.

Combinando las ecuaciones (4.3) con (4.4), el voltaje promedio, resulta:

$$V_{prom} = (2d - 1) V_{cd}$$

El comportamiento de la ecuación anterior se muestra en la figura 4.5

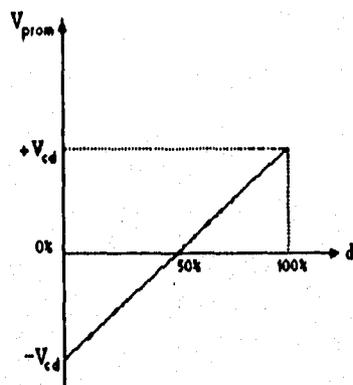


Fig.4.5 Función de voltaje promedio vs. ciclo de trabajo.

En esta figura se muestra que la variación del voltaje promedio es proporcional al ciclo de trabajo (d) por lo tanto, si d varía en forma senoidal alrededor del valor de 50 %, se tendrá a la salida del puente H un voltaje promedio senoidal alrededor de 0V.

4.6.2 Modulador de ancho de pulso

La función del PWM, es generar un tren de pulsos de frecuencia fija (20 kHz en este caso) cuyo ancho de pulso varía en función del nivel de voltaje de una señal de entrada (señal moduladora).

La señal modulada en ancho de pulso se obtiene a través de un comparador de voltaje que tiene como entrada una señal moduladora (V_c) y un diente de sierra, como puede verse en la figura 4.6. Cuando el nivel de voltaje del diente de sierra es menor que la señal moduladora, se tiene un nivel lógico alto; cuando el diente de sierra es mayor, se obtiene un cero lógico.

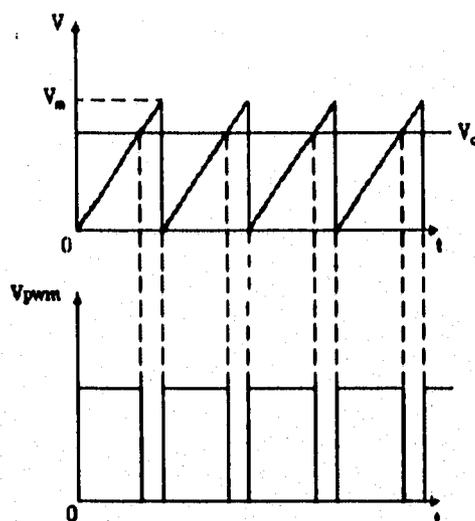


Fig.4.6 Entrada de voltaje al comparador y señal de salida.

Como resultado, la frecuencia de la señal PWM está dada por la frecuencia de la señal de sierra y el ancho de pulso o ciclo de trabajo (d) depende del voltaje V_c de acuerdo con la relación.

$$d = \frac{V_c}{V_m}$$

donde

V_m = voltaje máximo del diente de sierra.

Resumiendo, el funcionamiento del módulo del PWM es para controlar el tiempo de conmutación de los transistores del convertidor de CD-CD para proveer al motor con una señal amplificada con una forma promedio determinada por la señal de control. Para más detalles referentes al modo de operación y construcción consultar [42] y [25].

4.7 Sistema computacional

El AC-100 [18] es una mesa de trabajo completa para implantación y diseño de sistemas de control. Automatiza el desarrollo de sistemas en tiempo-real combinando programación de modelado gráfico con control en tiempo-real

en circuitería. Una interface de usuario gráfico basada en menús proporciona fácil acceso a las herramientas de diseño de control, un simulador y editor de diagramas de bloques, un generador de código, y un controlador en circuitería. Así, es usado para simulación en tiempo real, desarrollar sistemas de control, o como un probador en tiempo real. La circuitería del sistema AC100 está basado en el Procesador de Señales Digitales (DSP) TMS320C30 de punto flotante adaptado en tarjetas para PC/AT. El sistema completo también incluye una estación de trabajo con plataforma UNIX. Cargado en la estación de trabajo se encuentra el MATRIX_X, SystemBuild (diseñador de sistemas) y un AutoCode (generador de código automático). Con estas herramientas el usuario es capaz de generar un código fuente en lenguaje C mediante la descripción de diagramas a bloques para sus sistemas. El programa desarrolla herramientas residentes en la PC convirtiendo este código fuente C a una ejecución interpretable para el servidor DSP C30. El proceso de discretización requerido por la implantación del controlador es también hecho por las utilidades del SystemBuild. El proceso seguido es reemplazar todos los integradores en el dominio de Laplace por sus equivalentes de Euler en el dominio Z (para más detalles ver [18]).

Capítulo 5

Resultados experimentales

En este capítulo se muestran los resultados experimentales obtenidos de la implantación de las estrategias de control presentadas en el capítulo 3.

Para el control basado en ideas de pasividad se evalúan los siguientes aspectos: Cumplimiento del objetivo de control, tanto para tareas de regulación como de seguimiento de velocidad, estabilidad interna y robustez frente a incertidumbres paramétricas y presencia de perturbaciones en la parte mecánica (par de carga). Adicionalmente, y como parte de esta evaluación, se lleva a cabo un estudio comparativo respecto al desempeño obtenido con el control por CO. Como complemento a este estudio se presentan también algunos resultados experimentales obtenidos con el control por pasividad en relación al control de posición [16]. El capítulo se termina con una discusión de los resultados obtenidos.

Cabe mencionar que la comparación respecto al controlador obtenido utilizando ideas de linealización, no fue posible de realizar, pues debido a su alto grado de complejidad (ver capítulo 3) los tiempos de muestreo demandados para su implantación fueron muy grandes, lo que ocasionó que su desempeño se deteriorara al grado de obtener comportamientos inestables.

5.1 Experimentos

Los experimentos que se realizaron tuvieron como objetivo evaluar las propiedades que en teoría posee el esquema basado en ideas de disipación de energía. En este sentido se plantearon dos tipos: Regulación y Seguimiento de veloci-

dad. En ambos casos se consideraron referencias que presentan cruces por cero, para evaluar la globalidad del esquema, y se mantuvo en reposo al motor al inicio de cada experimento para estudiar los requerimientos del control al arranque del mismo. Específicamente, para el caso de regulación se consideró como señal de referencia una onda cuadrada de magnitud $\pm 720rpm$ y frecuencia $0.14Hz$, mientras que para seguimiento la referencia fue una señal senoidal de la misma frecuencia y valor pico $720rpm$. El motivo de la elección de estos valores fue que esta velocidad es considerada como baja ($\frac{1}{5}$ de la velocidad nominal), obteniendo así un mejor estudio en los problemas que se presentan al cruzar la señal por cero y en lo que respecta a la frecuencia se toma esta debido a las restricciones impuestas por el control por campo orientado para su correcto funcionamiento.

Para la realización de estos experimentos se utilizaron como parámetros nominales los siguientes valores

$$\begin{aligned} R_s &= 32\Omega \\ R_r &= 40\Omega \\ L_s &= 83mH \\ L_r &= 90mH \\ L_{sr} &= 76mH \\ Dm &= 3 \times 10^{-4} Kg m^2 \end{aligned}$$

los cuales se obtuvieron de [13] y [14].

En la evaluación de propiedades de robustez se consideraron las mismas tareas que las descritas arriba pero introduciendo variaciones del $\pm 50\%$ tanto en la resistencia de rotor como de estator, para considerar incertidumbres paramétricas, y se introdujo de manera manual¹ perturbaciones (pares de carga) en la flecha del motor.

Es necesario mencionar en este momento, que aunque a nivel teórico no fue considerado y a pesar de que los experimentos se llevaron a cabo sin carga inicial, para la realización de ellos se incluyó una ley de adaptación tipo gradiente para compensar incertidumbres en el par de carga. Es decir, en la ecuación (3.6) en lugar de considerar exactamente el valor de T_L se utilizó el valor obtenido como solución de la ecuación diferencial

$$\dot{\hat{T}}_L = -g \tilde{q}_5$$

¹ El hecho de generar manualmente las perturbaciones en la flecha del motor es debido a la falta de disponibilidad de un equipo adecuado para esto.

donde g es una ganancia a sintonizar.

Adicionalmente, ante la imposibilidad de medir directamente el flujo de rotor se hizo uso del estimador en lazo abierto dado por (el cual es obtenido de las dos primeras ecuaciones de (2.5))

$$\begin{bmatrix} \lambda_{aref} \\ \lambda_{bref} \end{bmatrix} = \left(\frac{L_{sr}}{L_r} J_2 \dot{q}_5 - \frac{L_{sr} R_r}{L_r^2} I_2 \right)^{-1} \left\{ -\sigma \begin{bmatrix} \ddot{q}_{aref} \\ \ddot{q}_{bref} \end{bmatrix} - \sigma \gamma \begin{bmatrix} \dot{q}_{aref} \\ \dot{q}_{bref} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \right\}$$

para tener una idea del comportamiento de esta variable.

Finalmente estos mismos experimentos se realizaron utilizando el control por CO con el fin de comparar el desempeño de los dos esquemas.

A continuación se describen con detalle los resultados obtenidos.

5.2 Regulación de velocidad

Para el caso de regulación de velocidad los parámetros del controlador utilizado fueron

$$a = 30, \quad b = 10 \text{ y } g = 15$$

En la figura 5.1 se presenta el comportamiento tanto de la velocidad deseada como de la real. En ella se observa como el esquema de control logra el objetivo planteado con una respuesta transitoria suave. Nótese además que a pesar de que el motor inicia en reposo y que existen cruces por cero en la referencia, el desempeño obtenido es notable. El error de velocidad es dado en la figura 5.2 el cual presenta un cambio brusco cuando la señal deseada cambia de signo, sin embargo en estado estable su magnitud es cero.

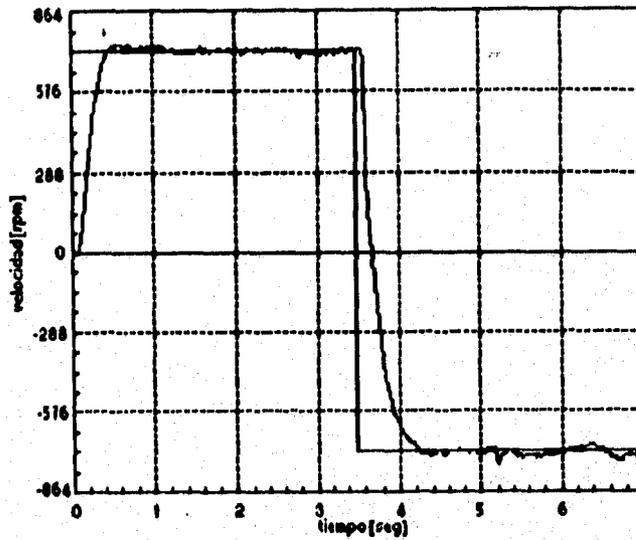


Fig 5.1 Velocidad real y velocidad deseada.

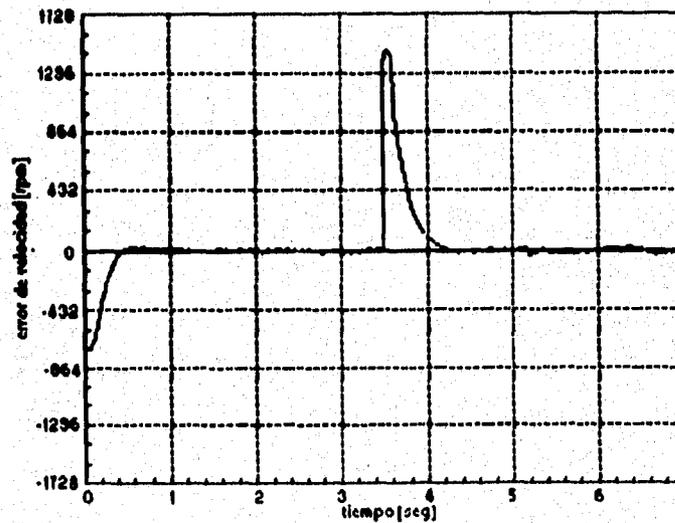


Fig 5.2 Error de velocidad.

En lo que respecta a la regulación de flujo, el comportamiento de esta variable se muestra en la figura 5:3, donde se observa que el objetivo de control en este aspecto no se lleva a cabo, pues mientras el flujo deseado es

de 0.4 Wb, el flujo real se sitúa muy abajo de este valor. Mas adelante, en la sección de discusiones, se aborda este tema con más detalle y se trata de explicar este comportamiento.

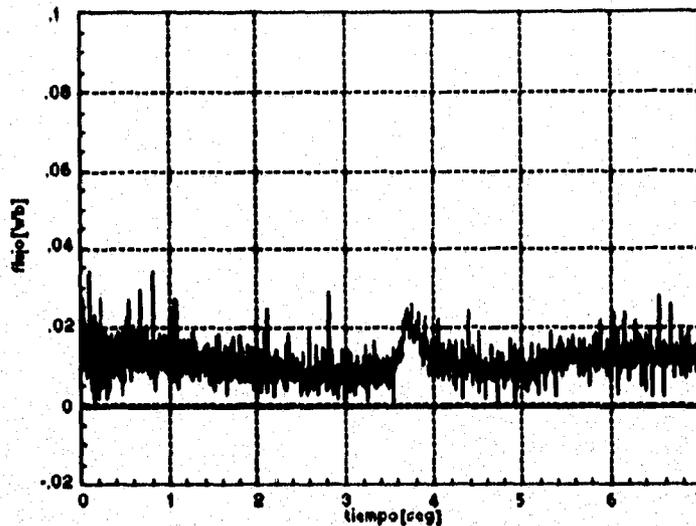


Fig 5.3 Flujo real.

Con el fin de analizar la estabilidad interna del controlador se presentan las siguientes figuras.

La figura 5.4 muestra la corriente de alimentación para una de las fases del motor (la otra es igual pero defasada 90 grados). Nótese primero que esta señal está acotada, tomando valores comprendidos entre $\pm 0.3A$. Adicionalmente, es conveniente notar también su comportamiento al arranque del experimento y en los cruces por cero. En el arranque la corriente se mantiene dentro del rango mencionado y en el cruce por cero únicamente se observa un cambio de fase sin que su valor se incremente.

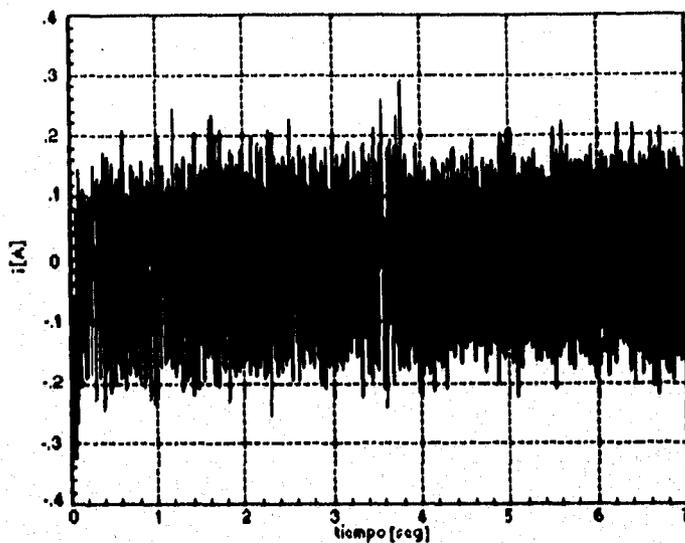


Fig 5.4 Corriente del motor.

La figura 5.5 contiene al par deseado T_d (línea continua) y al estimado del par de carga \hat{T}_L (línea punteada). En ambas figuras se observa el acotamiento de estas variables.

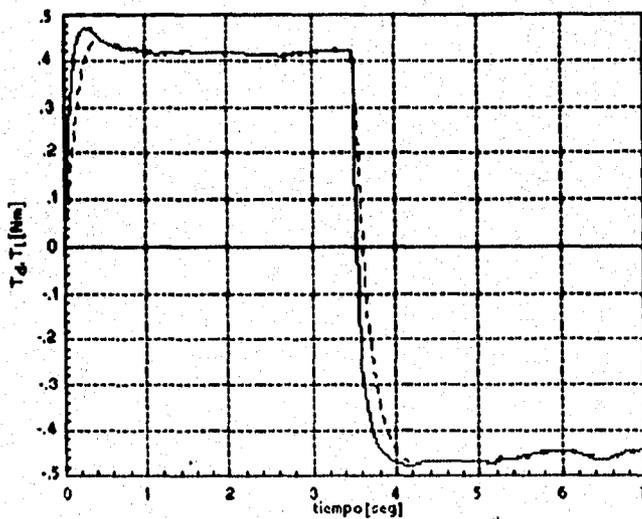


Fig 5.5 T_d par deseado (línea continua) y \hat{T}_L par de carga estimado (línea punteada).

Finalmente, en cuanto a estabilidad interna la variable z también permanece acotada como se aprecia en la figura 5.6.

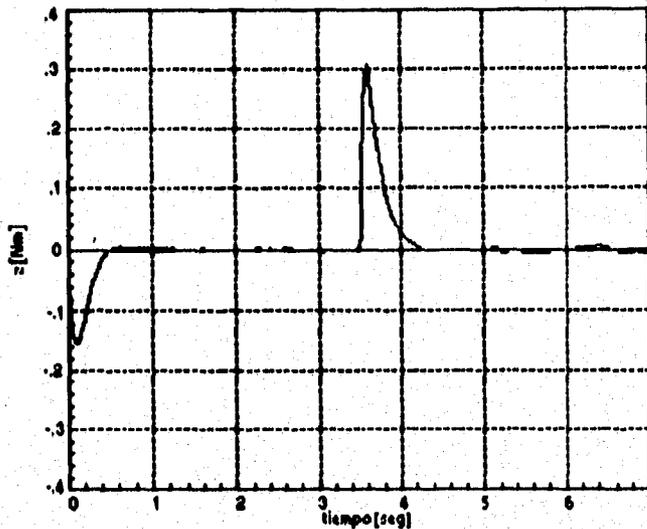


Fig 5.6 Variable z .

Para ilustrar el esfuerzo en la señal de control que el controlador demanda para el caso de regulación de velocidad, en la figura 5.7 se presenta el comportamiento obtenido para la ley de control. En ella, es interesante observar (si se considera que el voltaje máximo para esta variable es $\pm 5V$) que no se presenta saturaciones, además de mostrar un comportamiento suave aun en los cruces por cero, como se demuestra en la figura 5.8 donde se ilustra en forma más detallada el cambio de fase al cruce por cero de las dos señales de control del motor de inducción, donde la línea continua corresponde a la aplicación del voltaje en una fase del motor y la línea punteada al voltaje aplicado en la otra fase del mismo.

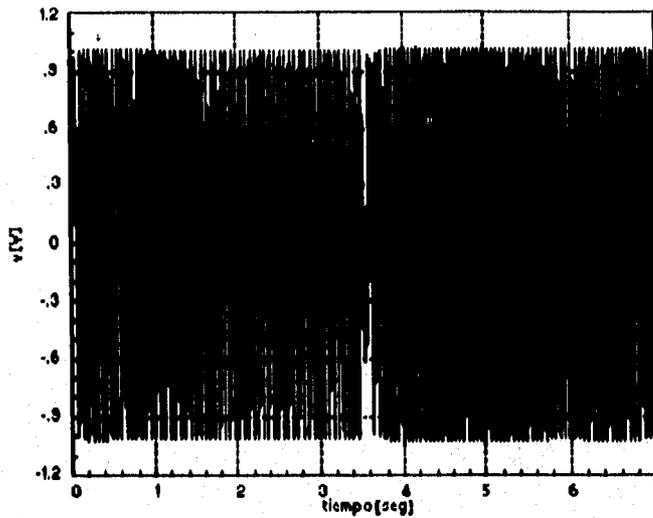


Fig 5.7 Voltajes de control.

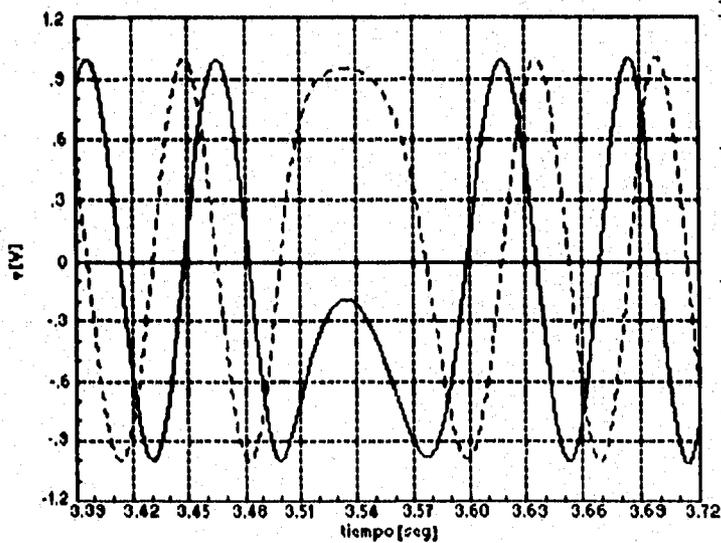


Fig 5.8 Voltajes del controlador.

Relacionado al problema de robustez frente a incertidumbres paramétricas, la figura 5.9 muestra la respuesta del motor cuando la resistencia de rotor se varía $\pm 50\%$ de su valor nominal. La línea punteada corta presenta el

caso de sobre estimación, mientras que la línea punteada larga es de subestimación. En ambos casos, aunque el desempeño se ve afectado al aumentar la resistencia se presenta un sobrepaso y al disminuir esta se presenta un retraso en la velocidad, se puede observar que el objetivo de control se sigue cumpliendo. Esta misma conclusión se obtiene al introducir variaciones de la misma magnitud ahora en la resistencia de estator. La respuesta en este caso son las presentadas en la figura 5.10, en donde se observa que a diferencia del experimento anterior, el desempeño prácticamente no se modifica excepto al inicio y al cambio de sentido en la señal deseada.

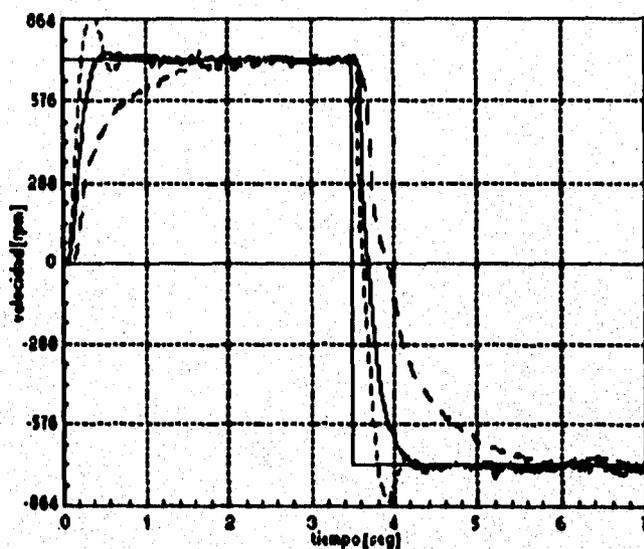


Fig 5.9 Velocidad al variar la resistencia del rotor. La línea continua, la línea punteada corta y la línea punteada larga corresponden a respuestas con $R_r = 40\Omega$, $R_r = 60\Omega$ y $R_r = 20\Omega$ respectivamente.

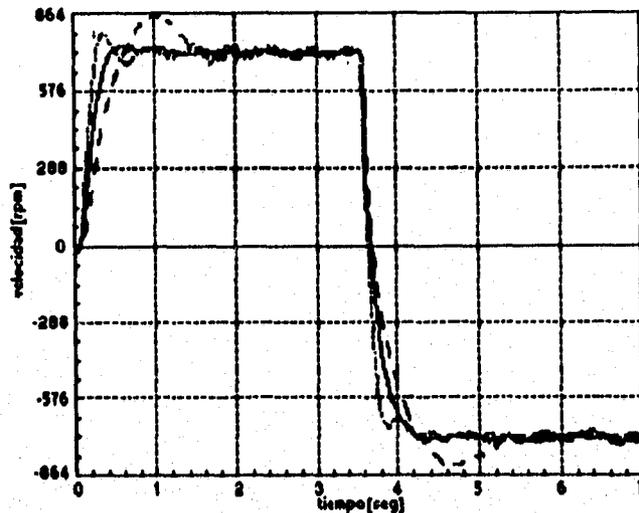


Fig 5.10 Velocidad de la flecha del motor. $R_r = 32\Omega$ (línea continua), $R_r = 48\Omega$ (línea punteada corta) y $R_r = 16\Omega$ (línea punteada larga).

Finalmente, para evaluar el rechazo a perturbaciones en la parte mecánica del motor se consideró la misma señal de referencia y se sintonizó el controlador con los parámetros nominales. Con esto se aplicó un par de carga desde 1 segundo (aproximadamente) después de iniciado el experimento hasta 5 segundos (aproximadamente) después con el fin de inducir un cambio de signo en la referencia bajo estas condiciones. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 5.11 en donde se observa cómo a pesar de la presencia de la perturbación, la velocidad real tiende a su valor deseado.

Por cuestiones de espacio para los casos de incertidumbre paramétrica y rechazo a perturbaciones no se presentan todas las gráficas obtenidas, sin embargo es conveniente aclarar que la estabilidad interna se sigue cumpliendo, que no se presentan saturaciones en la ley de control y que, desafortunadamente, la regulación de flujo de rotor sigue sin cumplirse.

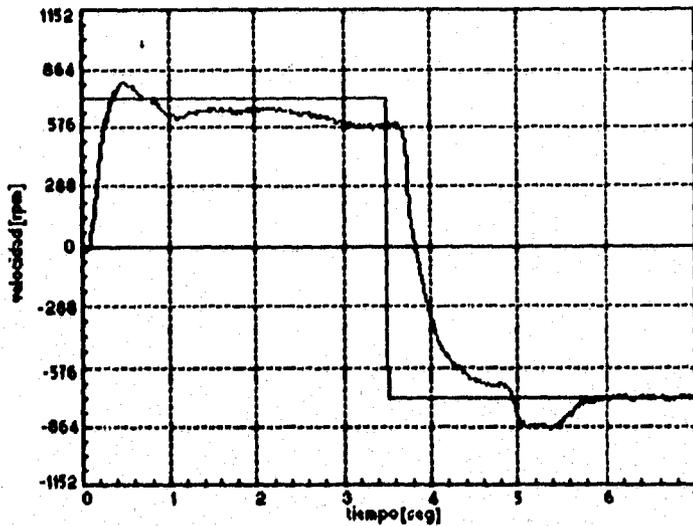


Fig 5.11 Rechazo a una perturbación dada.

5.3 Seguimiento de velocidad

Para el caso de seguimiento de velocidad los parámetros del controlador utilizados fueron

$$a = 45 , \quad b = 15 \text{ y } g = 15$$

En la figura 5.12 se presenta el comportamiento tanto de la velocidad deseada como de la real. En ella se observa cómo el esquema de control logra el objetivo planteado. Nótese además que a pesar de que el motor inicia en reposo y que existen cruces por cero en la referencia, el desempeño obtenido es satisfactorio. Se hace notar que en zonas cercanas al cruce por cero de la señal, la baja resolución del sensor es más notoria. El error de velocidad es dado en la figura 5.13 el cual esta comprendido entre $\pm 144rpm$ y la mayor parte del tiempo la señal permanece dentro de un margen de error del 10% referida con respecto a la velocidad deseada.

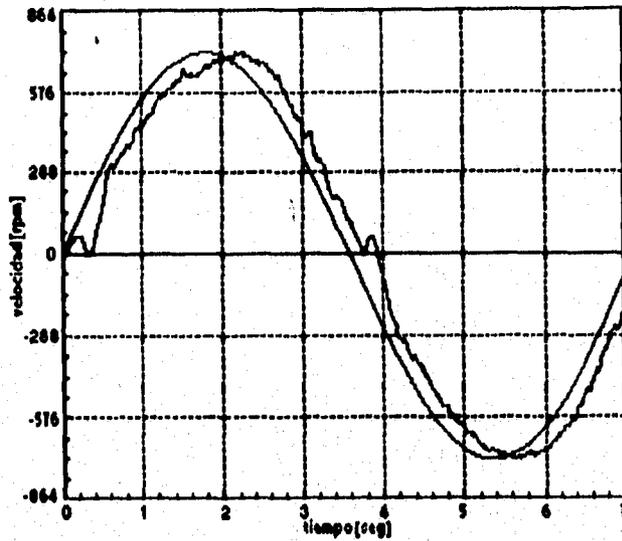


Fig 5.12 Velocidad deseada y velocidad real.

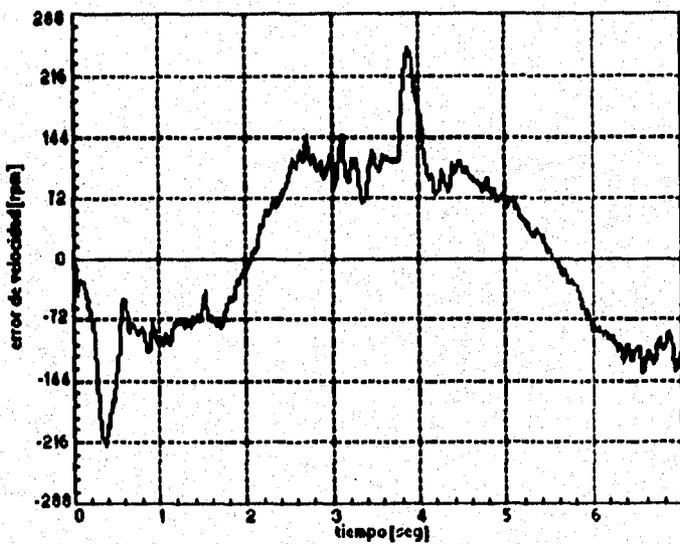


Fig 5.13 Error de velocidad.

En lo que respecta a la regulación de flujo, el comportamiento de esta variable se muestra en la figura 5.14, donde se observa que el objetivo de control en este aspecto no se lleva a cabo, pues mientras el flujo deseado

es de $0.4Wb$, el flujo real se sitúa muy abajo de este valor (en un rango de $0.02Wb$). Más adelante, en la sección de discusiones, se aborda este tema con más detalle y se trata de explicar este comportamiento.

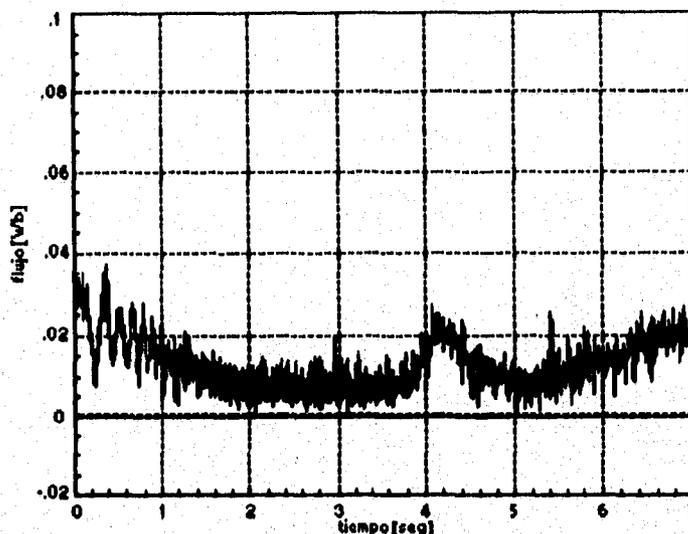


Fig 5.14 Flujo estimado.

Con el fin de analizar la estabilidad interna del controlador se presentan las siguientes figuras.

La figura 5.15 muestra la corriente de alimentación para una de las fases del motor (la otra es igual pero defasada 90 grados). Nótese primero que esta señal está acotada, tomando valores comprendidos entre $\pm 0.3A$. Adicionalmente, es conveniente notar también su comportamiento al arranque del experimento y en los cruces por cero. En el arranque la corriente se mantiene dentro del rango mencionado y en el cruce por cero únicamente se observa un cambio de fase sin que su valor sobrepase este rango.

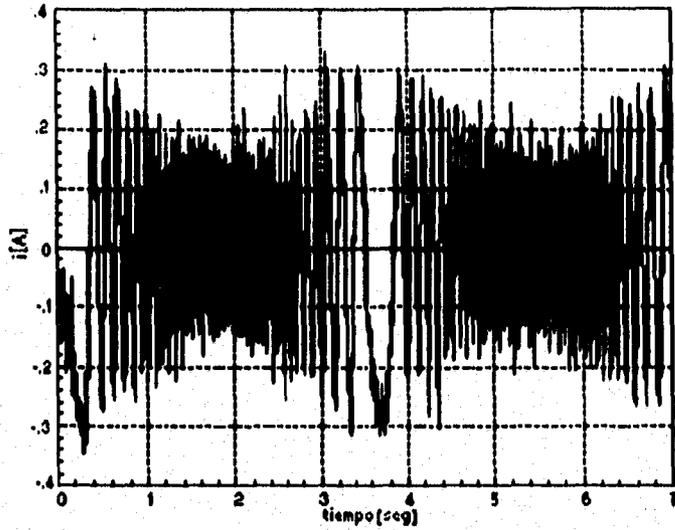


Fig 5.15 Corriente del motor de una fase, la otra fase es igual pero defasada 90 grados.

La figura 5.16 contiene al par deseado T_d (línea continua) y al estimado del par de carga \hat{T}_L (línea punteada). En ambas figuras se observa el acotamiento de estas variables.

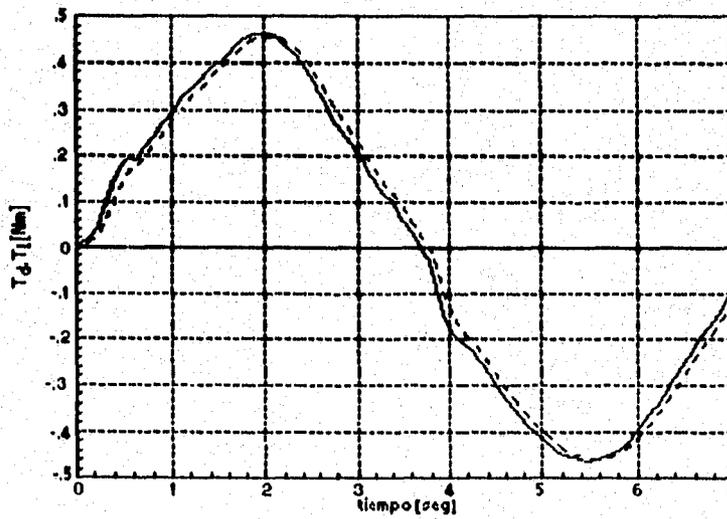


Fig 5.16 Par deseado T_d (línea continua) y par de carga estimado \hat{T}_L (línea punteada).

Finalmente, en cuanto a estabilidad interna la variable z también permanece acotada como se aprecia en la figura 5.17.

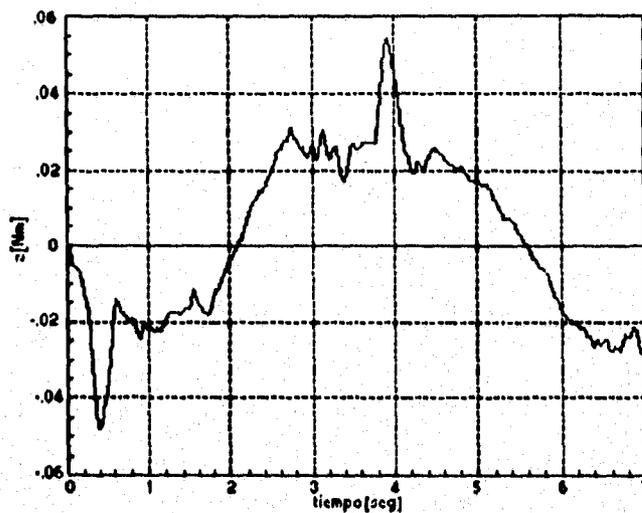


Fig 5.17 Variable z .

Para ilustrar el esfuerzo en la señal de control que el controlador demanda para el caso de regulación de velocidad, en la figura 5.18 se presenta el comportamiento obtenido para la ley de control. En ella, es interesante observar (si se considera que el voltaje máximo para esta variable es $\pm 5V$) no presenta saturaciones, además de mostrar un comportamiento suave aún en los cruces por cero, como se demuestra en la figura 5.19 donde se ilustra en forma más detallada el cambio de fase al cruce por cero de las dos señales de control del motor de inducción.

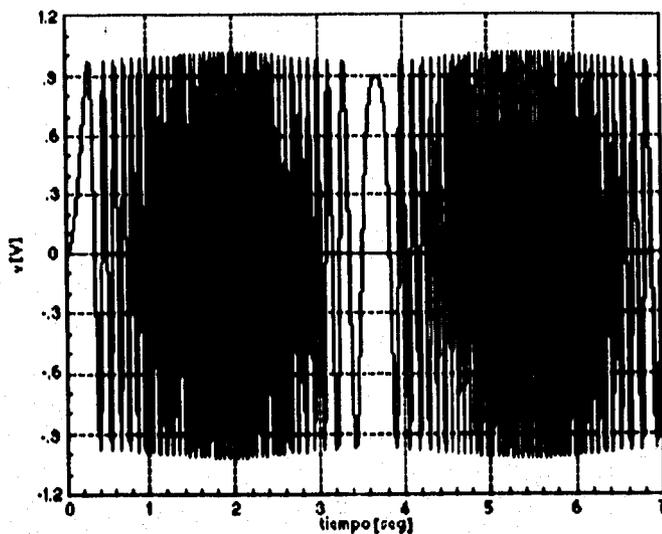


Fig 5.18 Señales de control.

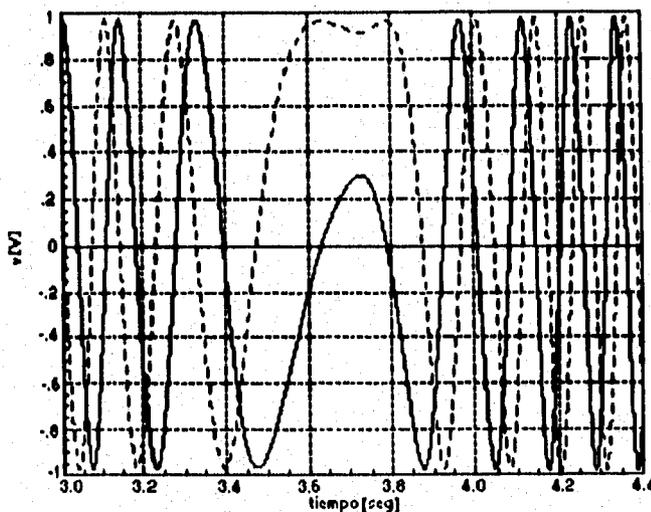


Fig 5.19 Voltajes de control.

Relacionado al problema de robustez frente a incertidumbres paramétricas, la figura 5.20 muestra la respuesta del motor cuando la resistencia de rotor se varía $\pm 50\%$ de su valor nominal. La línea punteada corta presenta el

caso de sobre estimación, mientras que la línea punteada larga el de subestimación. En ambos casos, aunque el desempeño se ve afectado al aumentar la resistencia se presenta un adelanto sobre la señal a valores nominales de los parámetros y al disminuir esta se presenta un retraso en la velocidad, se puede observar que el objetivo de control se sigue cumpliendo. Esta misma conclusión se obtiene al introducir variaciones de la misma magnitud ahora en la resistencia de estator. La respuesta en este caso son las presentadas en la figura 5.21, en donde se observa que a diferencia del experimento anterior, el desempeño prácticamente no se modifica.

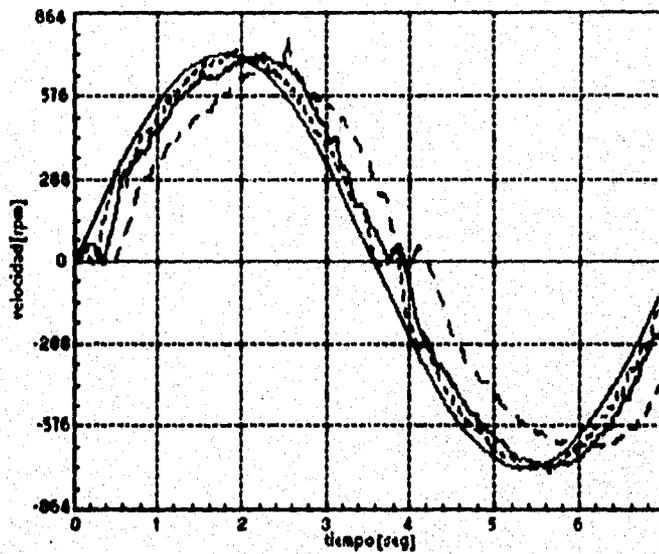


Fig 5.20 Velocidad al variar la resistencia de rotor del motor. $R_r = 40\Omega$ (línea continua), $R_r = 60\Omega$ (línea punteada corta) y $R_r = 20\Omega$ (línea punteada larga).

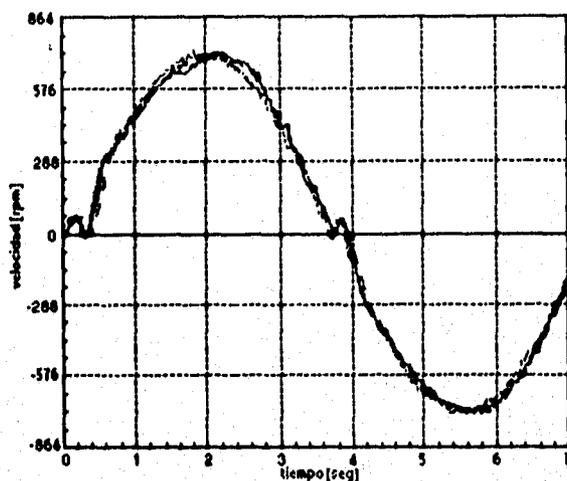


Fig 5.21 Velocidades semejantes al variar la resistencia de estator $\pm 50\%$ del valor nominal.

Finalmente, para evaluar el rechazo a perturbaciones en la parte mecánica del motor se consideró la misma señal de referencia y se sintonizó el controlador con los parámetros nominales. Con esto se aplicó un par de carga desde 1 segundo (aproximadamente) después de iniciado el experimento hasta 5 segundos (aproximadamente) después con el fin de inducir un cambio de signo en la referencia bajo estas condiciones. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 5.22 en donde se observa como a pesar de la presencia de la perturbación la velocidad real tiende a su valor deseado.

Por cuestiones de espacio para los casos de incertidumbre paramétrica y rechazo a perturbaciones no se presentan todas las gráficas obtenidas, sin embargo es conveniente aclarar que la estabilidad interna se sigue cumpliendo, que no se presentan saturaciones en la ley de control y que, desafortunadamente, la regulación de flujo de rotor sigue sin cumplirse.

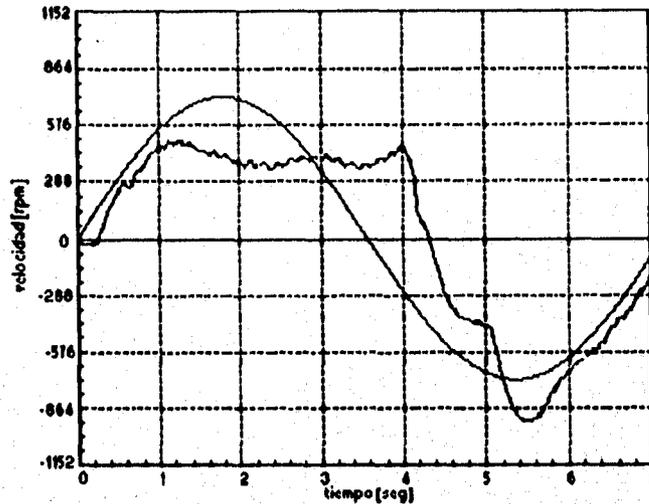


Fig 5.22 Rechazo a una perturbación (velocidad de la flecha del motor).

5.4 Control de posición

Con el fin de complementar el estudio de validación experimental del esquema de control para MI basado en ideas de pasividad, en esta sección se presentan brevemente algunos resultados obtenidos con el mismo banco de pruebas en relación al problema de control de posición. Para más detalle en este sentido véase [16].

Los resultados que se presentan corresponden al problema de regulación de posición. Se considera como señal de referencia una onda cuadrada de frecuencia $0.2Hz$ y amplitud correspondiente a $\pm 90^\circ$, la figura 5.23 muestra la respuesta del motor en donde se observa como el objetivo de control se cumple.

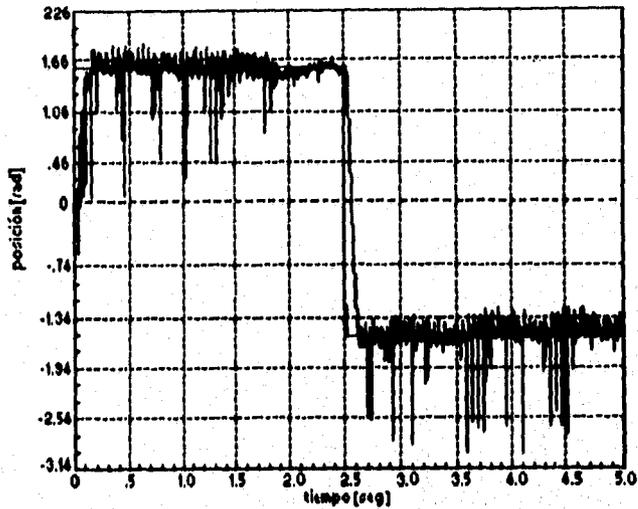


Fig 5.23 Control de posición.

En lo que respecta a la estabilidad interna del sistema se tiene que las corrientes del motor (figura 5.24), el par deseado (figura 5.25), el par estimado de carga (figura 5.26) y la variable z (figura 5.27) permanecen acotadas.

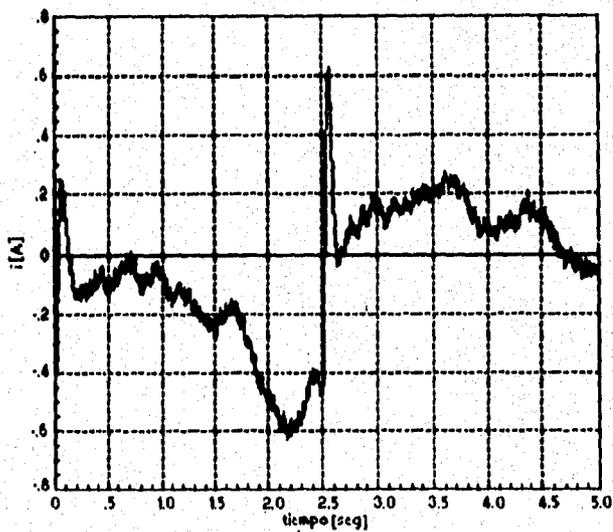


Fig 5.24 Corriente del motor.

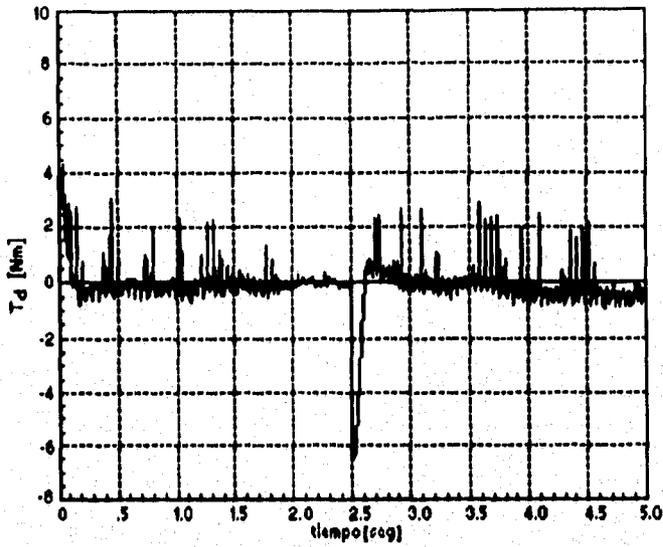


Fig 5.25 Par deseado.

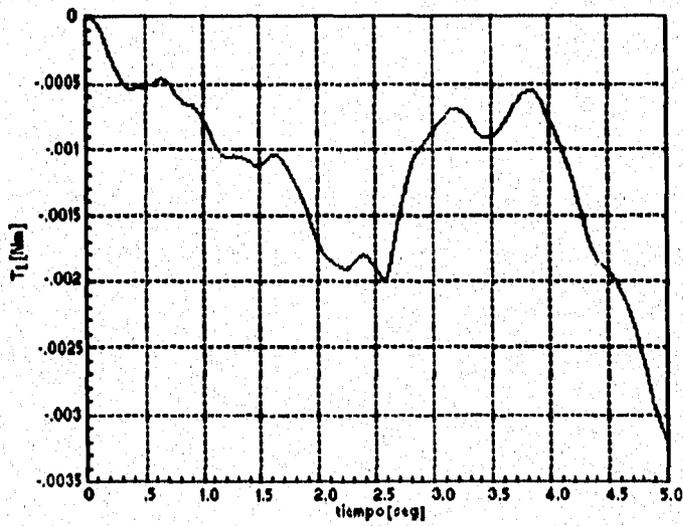


Fig 5.26 Par estimado de carga.

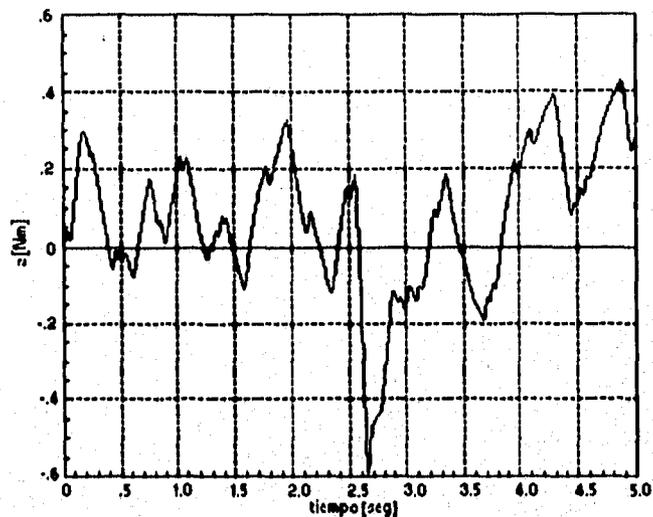


Fig 5.27 Variable z.

Finalmente, las señales de control se presentan en la figura 5.28 donde se observa que no existen efectos de saturación para esta señal (mientras el voltaje de saturación es $\pm 5V$ esta señal esta comprendida entre $\pm 2.5V$).

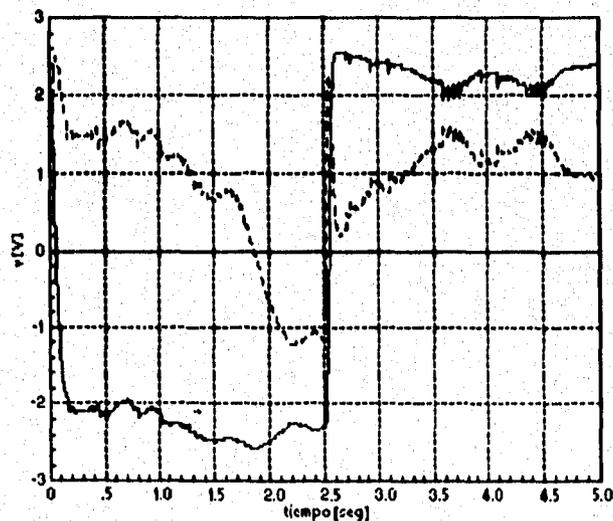


Fig 5.28 Señales de control.

5.5 Estudio comparativo: Control por Campo Orientado

El objetivo en esta sección es comparar las bondades del control por campo orientado relacionadas con el problema de control de velocidad y para ello se realizan los mismos experimentos que los realizados con el control por pasividad. La estructura del controlador la dan las ecuaciones (3.19) a (3.23) y para sus parámetros se utilizan los valores nominales del motor presentados en la sección 5.1. Las ganancias proporcional e integral del algoritmo de control toman diferentes valores para los dos experimentos a realizar (regulación y seguimiento de velocidad), y las señales de referencia son las mismas que se utilizaron en el control basado en ideas de pasividad, las cuales se dieron al principio del capítulo.

En relación a la razón de porque se eligió la frecuencia a $0.14Hz$, es que para señales con frecuencia mayores el desempeño mostrado por este controlador fue muy deficiente, entonces, con el fin de llevar a cabo el estudio comparativo, se decidió presentar los resultados obtenidos cuando el esquema si logró sintonizarse de manera adecuada. En la sección de discusiones se aborda con más detalle el problema que presenta la implantación del controlador.

Los valores de las ganancias de los controladores proporcional-integral (PI) son las siguientes:

- Regulación: $K_{p1} = 50$, $K_{i1} = 100$, $K_{p2} = 0.1$, $K_{i2} = 100$, $K_{p3} = 1$ y $K_{i3} = 15$.
- Seguimiento: $K_{p1} = 100$, $K_{i1} = 100$, $K_{p2} = 0.1$, $K_{i2} = 100$, $K_{p3} = 10$ y $K_{i3} = 25$.

Cabe mencionar, que dadas las severas suposiciones en la formulación del esquema de control relacionadas con la medición del par electromagnético y del flujo de rotor, para su implantación se utilizaron dos observadores en lazo abierto los cuales están dados por las ecuaciones disponibles en el modelo matemático de la máquina que definen a estas variables. Así, para obtener un estimado del flujo de rotor se usa (3.15) como observador, mientras que para estimar el par de cargas se usa (3.18). Es necesario aclarar que la implantación de este par de observadores es una alternativa estandar para

solucionar el problema mencionado. Con esto, el análisis comparativo que se presenta no favorece a ningún esquema, por el contrario intenta realizarse bajo condiciones reales de operación.

Los resultados obtenidos para regulación de velocidad se dan a continuación. La figura 5.29 muestra la velocidad angular del motor la cual no presenta problemas al cruce por cero pero si un gran problema para permanecer en estado estable en el valor deseado, mostrando una respuesta transitoria con un gran sobre impulso.

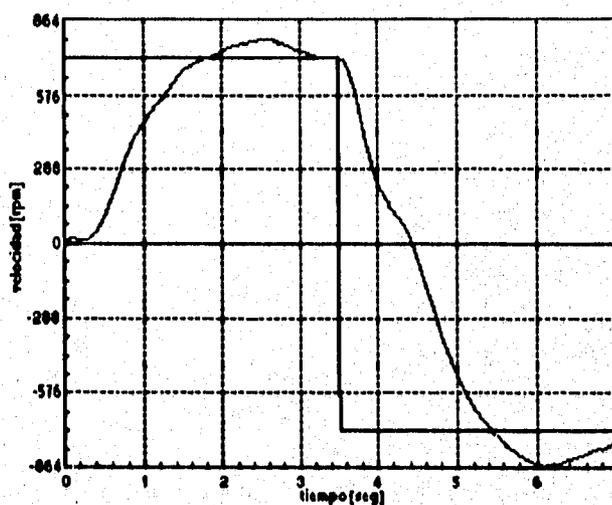


Fig 5.29 Velocidad de la flecha del motor.

Para este experimento el valor deseado para la norma del vector de flujo de rotor fue de $0.04Wb$. En la figura 5.30 se observa como el valor obtenido para el estimado de esta variable se sitúa muy por debajo de este, aunque acotado, por lo que se concluye que (al igual que con el control por pasividad) este objetivo no se cumple.

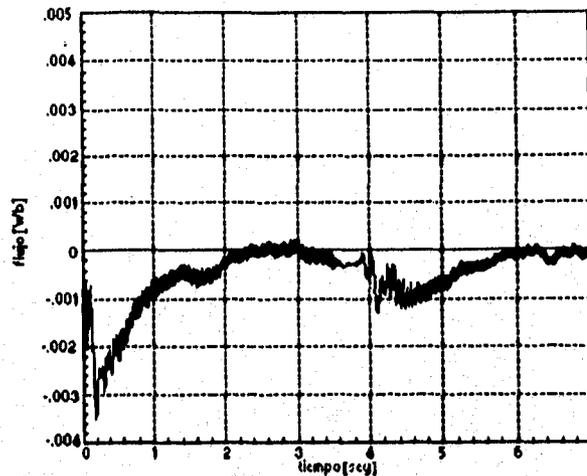


Fig 5.30 Flujo de rotor.

Las corrientes en el eje directo i_d y de cuadratura i_q se muestran en la figura 5.31. Como se esperaba, su comportamiento es prácticamente constante (debido a la transformación al sistema de referencia dq) por lo que se mantienen acotadas garantizando, junto con el flujo de rotor y el par generado (figura 5.32) la estabilidad interna del controlador.

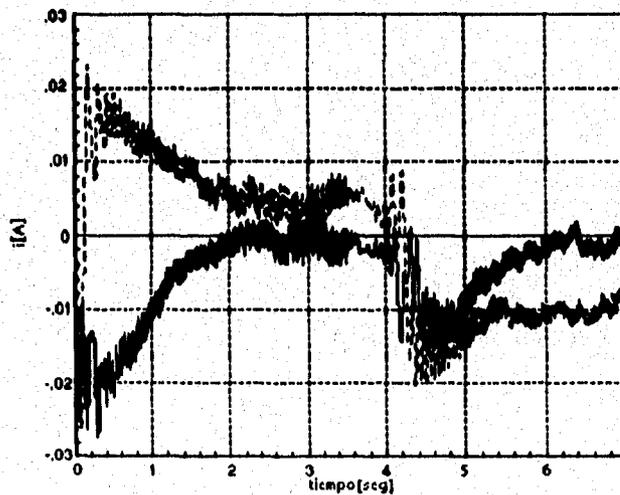


Fig 5.31 Corriente i_d (línea punteada o más clara) e i_q (línea continua o más oscura).

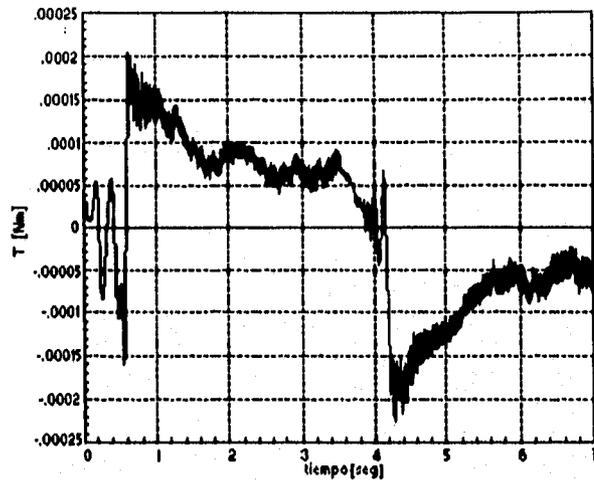


Fig 5.32 Estimado del par generado.

Finalmente para este experimento la señal de control se da en la figura 5.33. En ella se muestra que los voltajes de control permanecen sin saturación en un rango de $\pm 1.2V$ y sufren un cambio de fase al pasar por cero.

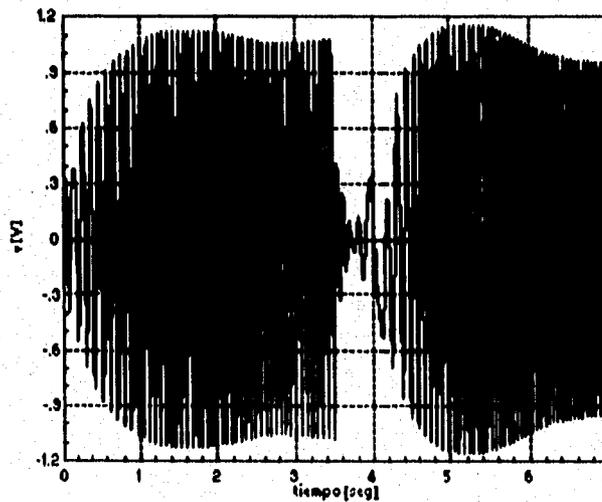


Fig 5.33 Voltajes de control de una fase (la otra es igual pero defasada 90°).

Relacionado con el problema de robustez frente a incertidumbres paramétricas, en la figura 5.34 se muestra el comportamiento del sistema cuando

se varía la resistencia de rotor en $\pm 50\%$ de su valor nominal. Note como a medida que se subestima el valor de esta (línea punteada larga) el desempeño del esquema se deteriora más. Por otro lado, la variación de la resistencia de estator no se lleva a cabo pues este esquema, a diferencia del basado en pasividad, no depende de ella.

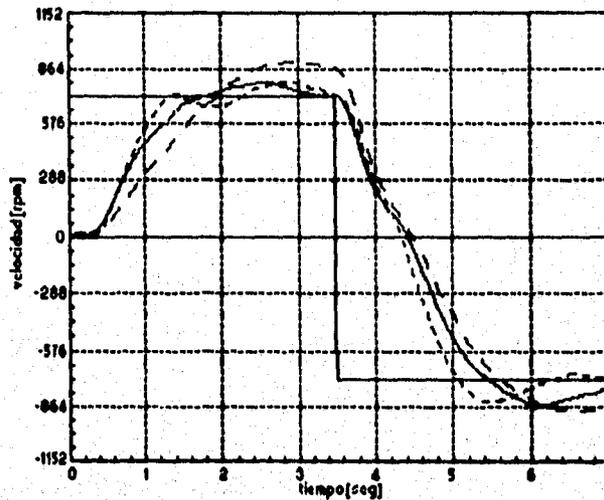


Fig 5.34 Velocidad de la flecha del motor al variar R_r . $R_r = 40\Omega$ (línea continua), $R_r = 60\Omega$ (línea punteada corta la cual tiene el tiempo de respuesta menor) y $R_r = 20\Omega$ (línea punteada larga).

Finalmente, para evaluar el rechazo a perturbaciones en la parte mecánica del motor se consideró la misma señal de referencia y se sintonizó el controlador con los parámetros nominales. con esto se aplicó un par de carga desde 2.5 segundos (aproximadamente) después de iniciado el experimento hasta 5 segundos (aproximadamente) después, con el fin de inducir un cambio de signo en la referencia bajo estas condiciones. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 5.35 en donde se observa como en presencia de la perturbación el sistema tiende a desestabilizarse al cruce por cero.

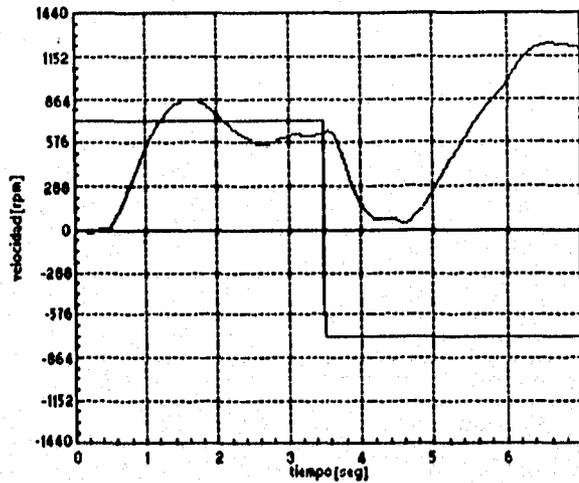


Fig 5.35 Rechazo a una perturbación dada.

Los resultados obtenidos para el caso de seguimiento de velocidad se dan a continuación. La figura 5.36 muestra como la velocidad real sufre un desfase respecto a la velocidad deseada y presenta problemas al cruzar por cero. En este sentido, aunque ciertamente el esquema posee una estructura tal que este tipo de referencia se hace muy difícil de manejar, es conveniente recordar que la resolución en el sensor de velocidad también afecta de manera notoria el desempeño del motor a bajas velocidades.

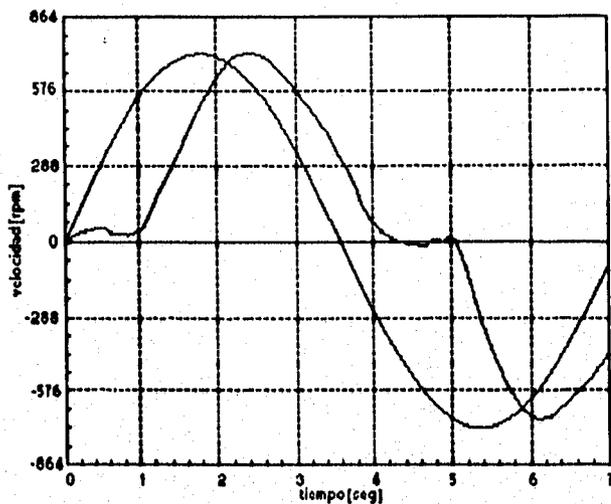


Fig 5.36 Velocidad de la flecha del motor.

Al igual que en el experimento anterior, el flujo estimado (figura 5.37) permanece por debajo de su valor deseado, pero en conjunto con las corrientes de estator (figura 5.38) y el estimado del par mecánico (figura 5.39) garantizan la estabilidad interna del esquema.

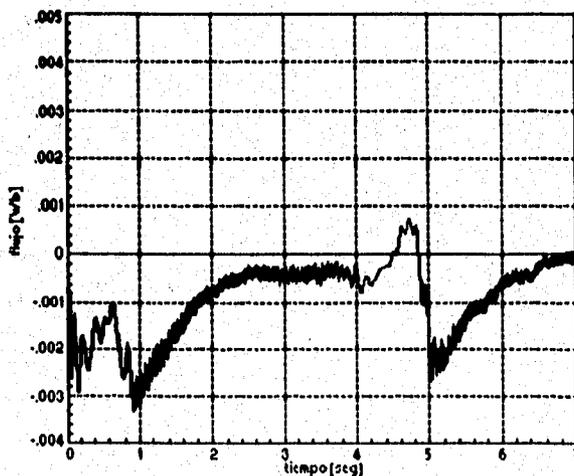


Fig 5.37 Flujo estimado de rotor.

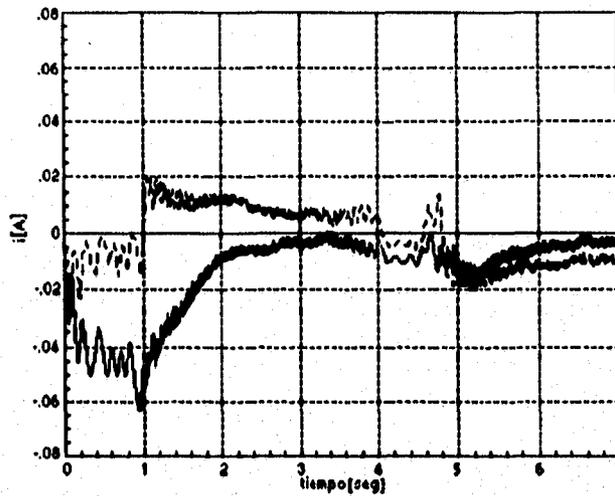


Fig 5.38 Corriente i_d (línea más clara) e i_q (línea más oscura) del controlador.

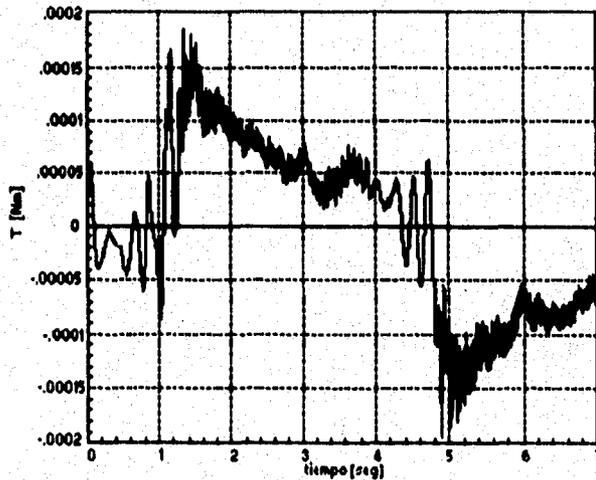


Fig 5.39 Estimado del par mecánico.

Finalmente la señal de control se muestra en la figura 5.40 donde se observa que sufre un cambio de fase cuando la velocidad cruza por cero (la otra señal de control es igual pero defasada 90 grados). Sin embargo, también se observa que no existe saturación de la señal puesto que permanece en un rango de $\pm 1.2V$.

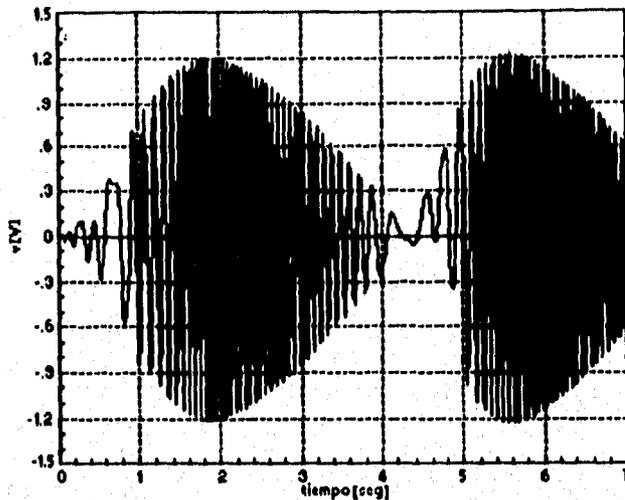


Fig 5.40 Señal de control.

En lo que respecta al problema de robustez frente a incertidumbres paramétricas (figura 5.41) se tiene que al variar la resistencia de rotor en $\pm 50\%$ de su valor nominal en el algoritmo de control, la velocidad de la flecha del motor sufre algunos cambios los cuales coinciden con el desempeño mostrado en regulación. Específicamente, a medida que se decrementa el valor de la resistencia el desempeño se deteriora, remarcándose más el problema de cruces por cero.

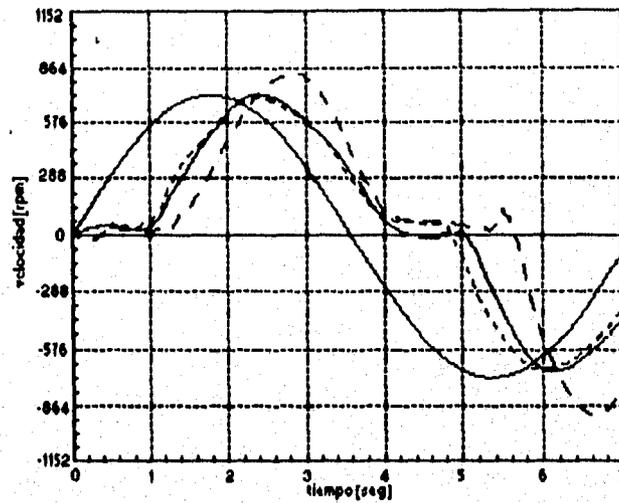


Fig 5.41 Velocidad de la flecha del motor cuando R_r varia en $\pm 50\%$ de su valor nominal.

Finalmente, para evaluar el rechazo a perturbaciones en la parte mecánica del motor se consideró la misma señal de referencia y se sintonizó el controlador con los parámetros nominales. con esto se aplicó un par de carga desde 1.5 segundos (aproximadamente) después de iniciado el experimento hasta 5 segundos (aproximadamente) después con el fin de inducir un cambio de signo en la referencia bajo estas condiciones. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 5.42 en donde se observa como a pesar de la presencia de la perturbación la velocidad real tiende a su valor deseado pero con un grado de defasamiento grande.

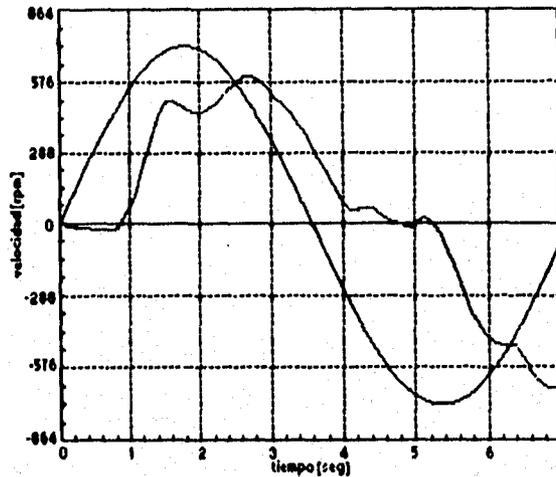


Fig 5.42 Rechazo a una perturbación.

5.6 Discusión

Una vez realizados los experimentos, es necesario establecer las siguientes observaciones:

En lo que se refiere al desempeño mostrado por el control basado en pasividad se tiene que para el caso de regulación es muy satisfactorio, como se muestra en la figura 5.1, la cual no presenta ningún problema al seguir la referencia deseada ni al inicio ni al cruce por cero de esta y mucho menos en sus estados estacionarios. Sin embargo, aunque para el caso de seguimiento el desempeño se puede considerar aceptable como se aprecia en la figura 5.12, es necesario evaluarlo más a fondo para lo cual se debe mejorar la infraestructura, específicamente en una mejor construcción del sensor de velocidad, el cual debe tener una mayor resolución a bajas velocidades.

En cuanto a estabilidad interna el análisis del controlador es satisfactorio debido a que se preserva (como se puede observar en las figuras 5.3-5.6 para el caso de regulación y en las figuras 5.14-5.17 para el caso de seguimiento). Así, en relación a las variables internas del controlador el problema que queda por resolver es aclarar porque no existe seguimiento de flujo. En este sentido se conjetura que esto se debe a dinámicas no modeladas en el motor y a efectos introducidos por el inversor el cual presenta una estructura que no es estandar.

Se hace notar que ni en el arranque, ni en los cruces por cero las señales de control se saturan (figuras 5.7, 5.8, 5.18 y 5.19) y más aun, su comportamiento es muy suave.

En relación a la robustez, el desempeño sigue siendo notable en el cumplimiento del objetivo de control y en mantener la estabilidad interna de la estructura, cuando se consideran cambios tan grandes ($\pm 50\%$ de su valor nominal) en los valores asignados al variar tanto las resistencias de rotor como de estator (figuras 5.9, 5.10, 5.20 y 5.21). Así mismo se encuentra estabilidad interna del sistema cuando es sometido a rechazo a perturbaciones, las cuales se aplican en la flecha del motor (figuras 5.11 y 5.22). En este sentido es necesario contar con una infraestructura que permita realizar de una manera sistemática estos experimentos; pero sin embargo aún con estas limitaciones el desempeño del objetivo de control es satisfactorio.

Finalmente es remarcable el hecho de la facilidad de sintonización del controlador. Por que con los datos proporcionados por el fabricante respecto a los parámetros nominales del motor, se logra poner en funcionamiento el control y posteriormente la tarea de sintonización "fina" fue relativamente sencilla.

Respecto al comportamiento del control basado en pasividad comparándolo con el CO, el análisis se centra en los siguientes puntos: Cobertura del objetivo de control, Robustez y Facilidad de Implantación.

En la cobertura del objetivo de control es claro que ambos garantizan estabilidad interna y presentan el problema de no tener seguimiento en la norma del flujo de rotor, pero el CO presenta un comportamiento más deficiente que el basado en ideas de pasividad para este fin. La razón de esto es que CO presenta una respuesta transitoria tal que su desempeño se deteriora notablemente, cosa que no se presenta en el basado en ideas de pasividad.

En relación a la robustez frente a incertidumbres paramétricas es clara la ventaja del control basado en ideas de pasividad. Así, mientras que la subestimación del valor en la resistencia de rotor producía un deterioro notable en el control por CO (dejándose de cubrir prácticamente el objetivo de control), en el basado en ideas de pasividad únicamente se tiene una nueva respuesta transitoria pero garantizando el cumplimiento del objetivo de control. Se hace notar que el control por CO es mucho más sensible a la resolución del sensor de velocidad, cuestión que aunque no corresponde en un análisis formal

es interesante desde el punto de vista práctico. El rechazo a una perturbación se lleva a cabo de manera adecuada para el control basado en ideas de pasividad no siendo así para el CO, el cual se inestabiliza al tratar de cruzar por cero la señal real (para el caso de regulación).

En lo que se refiere a la facilidad de implantación es claro que el control por CO presenta una estructura mucho más simple, aún con la inclusión de los observadores. Sin embargo un problema fuerte que se presenta con este esquema y no así con el basado en ideas de pasividad, es la sintonización. Mientras que el control por CO es verdaderamente difícil de sintonizar el basado en ideas de pasividad presenta una gran facilidad (resultado de sus propiedades de robustez) para lograrlo.

Finalmente, se hace notar que los resultados obtenidos por CO es necesario considerarlos con mucha reserva. Debido a que por un lado este controlador goza de un gran prestigio a nivel industrial y por el otro la circuitería, utilizada en los experimentos no es estandar. Por lo tanto, en este momento de la investigación no se puede afirmar categóricamente las ventajas del control basado en ideas de pasividad sobre el CO. En este sentido, actualmente se está desarrollando trabajo para establecer este análisis en condiciones de operación reales, pero sin duda es notable el hecho de que aún bajo este tipo de condiciones el control basado en ideas de pasividad haya tenido el desempeño mostrado en las secciones anteriores, por lo que se espera que en el nuevo análisis su comportamiento también se mejore.

Capítulo 6

Conclusiones

En este trabajo se ha validado experimentalmente el comportamiento del esquema de control para MI reportado en [10] [37] el cual ha sido desarrollado utilizando ideas de disipación de energía. El procedimiento seguido para esta validación ha sido el de establecer claramente las propiedades del mismo a un nivel teórico para posteriormente analizar, en un nivel experimental, si éstas se cumplen. Adicionalmente, se han estudiado cuestiones relacionadas con la robustez del mismo como son, comportamiento frente a incertidumbres paramétricas y rechazo a perturbaciones en la parte mecánica de la máquina. Como complemento, en el capítulo 2 de este trabajo, se ha presentado de manera completa la obtención del modelo matemático del motor de inducción utilizando las ecuaciones de *Euler-Lagrange*, dejando clara la relación entre las distintas representaciones utilizadas para éste y la necesidad de ellas. Finalmente, y como parte del estudio de validación, se ha comparado el desempeño de este controlador con el control por campo orientado.

Después de realizar el trabajo mencionado en el párrafo anterior, es posible establecer las siguientes conclusiones:

1. El objetivo de control de velocidad (tanto en regulación como en seguimiento) se satisface de manera apropiada.
2. El esquema de control ha demostrado experimentalmente la robustez conjeturada a nivel teórico al presentar un comportamiento notable frente a variaciones en sus parámetros y la existencia de perturbaciones.
3. Como se planteó en teoría, la estabilidad interna del controlador es

cumplida.

4. Utilizando la nueva tecnología disponible en electrónica digital, la implantación del algoritmo de control es relativamente sencilla, lo cual se remarca aun más si se considera la gran facilidad de sintonización que presenta el mismo.
5. Entre las desventajas que presenta el esquema está la de no satisfacer el objetivo de control impuesto sobre la norma de flujo de rotor. En este sentido, se conjetura que la razón de ésto son las dinámicas no modeladas del inversor utilizado para impulsar al motor. Una parte importante del trabajo de investigación actual esta orientada a resolver este problema.

En relación al estudio comparativo realizado respecto al control por campo orientado, se tiene que (a reserva de realizar experimentos con equipo estandar en aplicaciones industriales):

6. El control basado en ideas de pasividad presenta ventajas sobre el campo orientado en desempeño (respuesta transitoria), robustez (incertidumbre paramétrica y rechazo a perturbaciones) y facilidad de sintonización. Además de que el primero es mucho menos sensible a la resolución de la circuitería utilizada para el sensado de variables.

En términos generales, se puede concluir también, que con este trabajo de tesis se ha demostrado que es posible llevar a la práctica esquemas de control plenamente justificados en teoría, lo cual reditúa en un desempeño altamente satisfactorio.

Entre el trabajo que se plantea a futuro destacan los siguientes puntos:

1. Desarrollar una infraestructura experimental con el fin de realizar estos experimentos bajo condiciones más reales de operación.
2. Realizar un estudio cuantitativo (es decir, introduciendo índices de desempeño) acerca de las magnitudes aceptables en variación de parámetros y perturbaciones que el esquema pueda aceptar bajo un determinado objetivo de control.
3. Incluir el efecto dinámico del inversor utilizado para impulsar al motor.

Bibliografía

- [1] Blanchske, F. "The principle of field orientation applied to the new TRANSVEKTOR closed loop control system for rotating-field machine". *Siemens Review* 34, pp.217-220, 1972.
- [2] Bodson, M., J. Chiasson and R. Novotnak, "High-performance Motion Control of an Induction Motor by Input-Output Linearization". *Proc. CDC, San Antonio, Texas*, pp. 3386-3390, 1993.
- [3] Bodson, M., J.N. Chiasson, R.T. Novotnak and R.B. Rekowski, "High-Performance nonlinear feedback control of a permanent magnet stepper motor", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol.1, No.1, pp. 5-14, 1993.
- [4] Bose, B.K. *Power electronic and AC drives*. Prentice Hall, 1986.
- [5] Campos, I. y G. Espinosa, "Control de Motores de Inducción Alimentados por Corrientes: Un Estudio Comparativo por Simulación", *ANIAC95, Veracruz, México*, pp. 40-46, 1995.
- [6] Chiasson, J. "A New Approach to Dynamic Feedback Linearization Control of an Induction Motor", *Proc. CDC, New Orleans, USA*, pp. 2173-2178 1995.
- [7] De Luca, A. and G. Ulivi, "Desing of an Exact Nonlinear Controller for Induction Motors", *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol.34, No 12 p.p. 1304-1307, 1989.
- [8] Desoer, C. and M. Vidyasagar, *Feedback Systems: Input-Output Properties*, Academic Press, 1975.

- [9] Espinosa, G., Nonlinear Control of Induction Motors, Ph. D. Thesis, UNAM, CU, México, 1993.
- [10] Espinosa, G. and R. Ortega, "State Observers are Unnecessary for Induction Motor Control", *System ξ Control Letters*, Vol.23, No.5, pp.315-323, 1994.
- [11] Espinosa, G., I. Campos, P. Lara and D. Gómez, "Passivity-based Speed Control of a 2 ϕ Induction Motor: Experimental Results", *Proc. IEEE CIEP, San Luis Potosí, México*, 1995.
- [12] Espinosa, G., I. Campos and R. Ortega, "On the Experimental Robustness of a Passivity-Based Controlled for induction Motors", Submitted ICCA'96.
- [13] Feedback Instruments Limited, "Modular Servo System MS150 MKII", England, Crowborough, 1982.
- [14] García León, M. A. . "Caracterización de una falla en el actuador de un motor de AC". Tesis de licenciatura, UNAM, CU, México. DF. 1994.
- [15] Goldstein, H.. *Classical Mechanics*, Addison-Wesley, 2. ed., 1980
- [16] Gómez Becerril, D.."Control no lineal de posición para un motor de inducción de dos fases". Tesis de licenciatura, UNAM, FES-CUAUTITLAN, México. Edo.Mex. 1996.
- [17] Hu, J. and D.M. Dawson, "Adaptive Control of induction Motor Systems Despite Rotor Resistance Uncertainty", *Proc. ACC. Seattle, USA*. pp. 1397-1402, 1995.
- [18] Integrated Systems Inc, AC-100 Model C30, USA, 1994.
- [19] Isidori, A.. *Nonlinear Control Systems: An Induction*, Springer-Verlag, 3 ed.
- [20] Kanellakopoulos, I., P.T. Krein and F. Disilvestro, "Nonlinear Flux-Observer-Based control of induction motors", *ACC, Chicago, USA*, p.p 1700-1704, 1992.
- [21] Khalil, H.K., *Nonlinear Systems*, Macmillan, New York, 1992.

- [22] Kim, D.I., I.J. Ha and M.S. Ko, "Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling", *International Journal of Control*, Vol. 51, No 4, p.p. 863-883, 1990.
- [23] Kim, K.C., R. Ortega, A. Charara and J.P. Vilain, "Theoretical and Experimental Comparison of Two Nonlinear Controllers for Current-fed Induction Motors", Submitted to *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, 1996.
- [24] Krause, P.C., O. Wasynczuk and S.D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery*, IEEE Press, 1994.
- [25] Lara-Reyes, P.F. y A. Pérez, "Diseño y Construcción de un Inversor para un Motor de Inducción", Instituto de Ingeniería-UNAM, Reporte interno No. 1114, 1992.
- [26] Leonhard, W., *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, 1990.
- [27] Marino, R. and P. Valigi, "Nonlinear Control of Induction Motor: a Simulation Study", *ECC91*, Grenoble, France, pp.1057-1062, 1991.
- [28] Marino, R., S. Peresada and P. Valigi, "Adaptive Input-output linearizing control of induction motors", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol.38, no 2 pp. 208-221, 1993.
- [29] Marino, R., S. Peresada and P. Tomei, "Adaptive Output Feedback Control of Current-Fed Induction Motors", *IFAC World Congress*, Sydney, Australia, Vol.2 , pp. 451-454, 1993.
- [30] Marino, R., S.Peresada and P.Tomei, "Adaptive Observer for Induction Motor whit unknown Rotor Resistance" *Proc. IEEE CDC*, Orlando, USA, pp. 696-697, 1994.
- [31] Mondragón, J. y F. S. Rodríguez, "Versión preindustrial de un controlador electrónico de posición", Tesis de licenciatura, UNAM, CU, 1993.
- [32] Meisel, J., *Principles of Electromechanical-Energy Conversion*, Mc Graw-Hill, 1966.

- [33] Nicklasson, P.J., R. Ortega and O. Egeland, "Experimental Results from Passivity-Based Control of a VSI Induction Motor", ITK Internal Report, March, 1995.
- [34] Nicklasson, P.J., "Passivity-Based Control of Electric Machines ", Trondheim University, Norway Ph. D. Thesis, 1996.
- [35] Nijmeijer, H. and A. Van der Schaft, Nonlinear Dynamical control Systems, Springer Verlag, 1990.
- [36] Ortega, R. and G. Espinosa, "Passivity properties of induction motor: Application to flux observer design", IAS annual tech. conf., Michigan, USA, 1991.
- [37] Ortega, R., P.J. Nicklasson and G. Espinosa, "On Speed Control of Induction Motors", Proc.ACC, Seattle, USA, pp.3521-3525, 1995.
- [38] Ortega, R. and D. Taoutaou, "On Discrete-Time Control of Current-fed Induction Motors", Submitted to Systems & Control Letters.
- [39] Stephan, J., M. Bodson and J. Chiasson, "An Adaptive Method for Induction Motor Control", Proc. ACC, San Francisco, USA, pp. 655-659, 1993.
- [40] Takegaki, M., and S. Arimoto, "A new feedback method for dynamic control of manipulators", ASME J. Dyn Syst Maest. Cont, Vol. 102, pp119-125, 1981.
- [41] Taylor, D.G., "Nonlinear Control of Electric Machines: An Overview", IEEE Control Systems, Vol. 14, No.6, pp. 41-51, 1994.
- [42] Vega Dominguez, A., "Diseño y construcción de un inversor trifásico para implantar algoritmos de control", Tesis de licenciatura, UNAM, CU, México DF. en preparación.
- [43] Verghese, G.C. and S.R. Sanders, "Observers for Flux estimation in induction machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.35, No 1, pp. 85-94, 1988.
- [44] Vidyasagar M., Nonlinear Systems Analysis, Prentice Hall, 1993.

Apéndice A

Diagramas de controladores en MatriX_x

El apéndice presenta el diagrama de los tres controladores implantados en MatriX_x para la generación del código C.

A.1 Control basado en pasividad

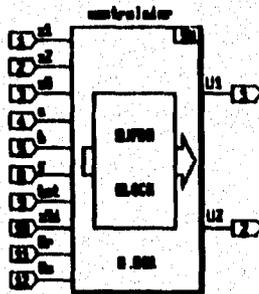


Fig A.1 Diagrama del control en un solo bloque

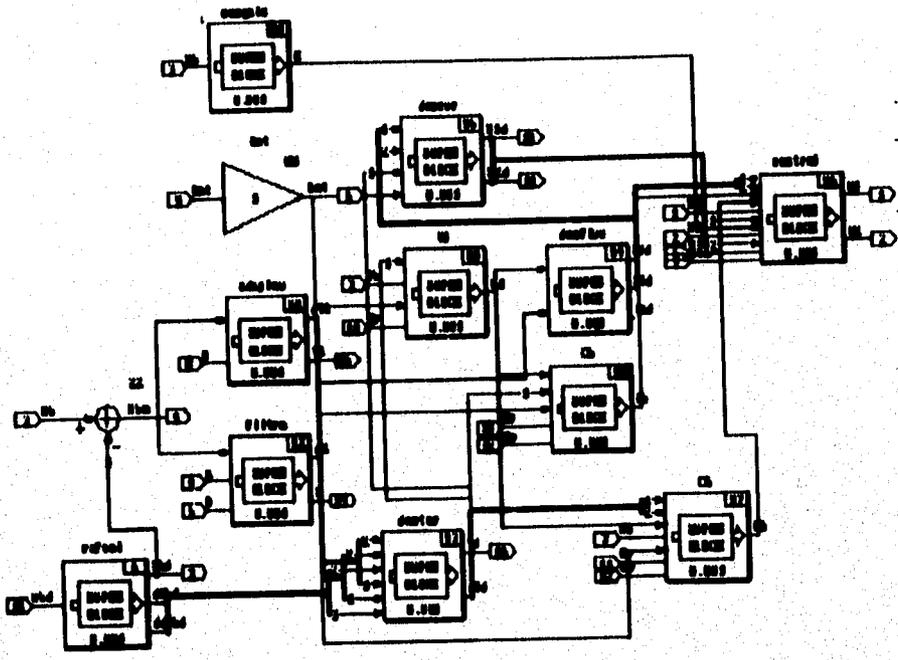


Fig A.2 Esquema general del control

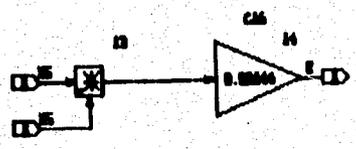


Fig A.3 Parámetro K

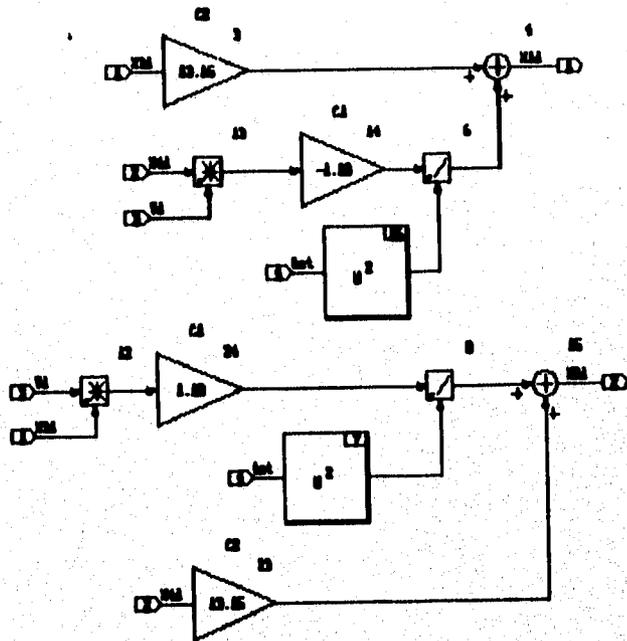


Fig A.4 Corrientes deseadas

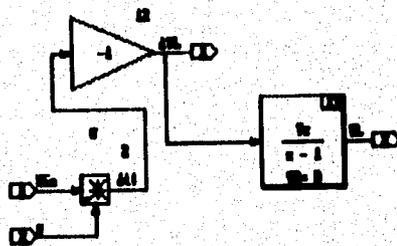


Fig A.5 Ley de adaptación

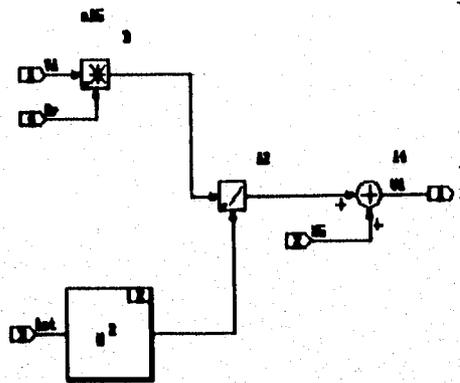


Fig A.6 Parte de la ecuación de los flujos deseados

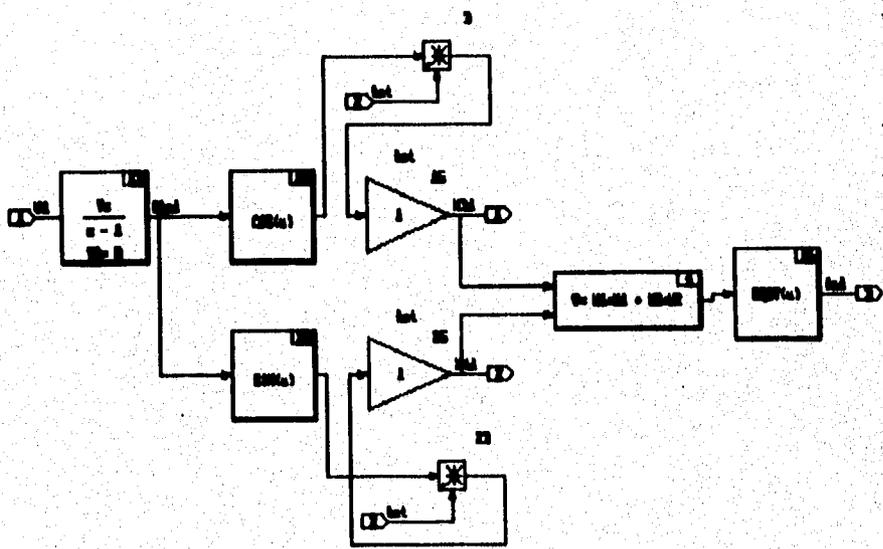


Fig A.7 Flujos deseados y norma de flujos

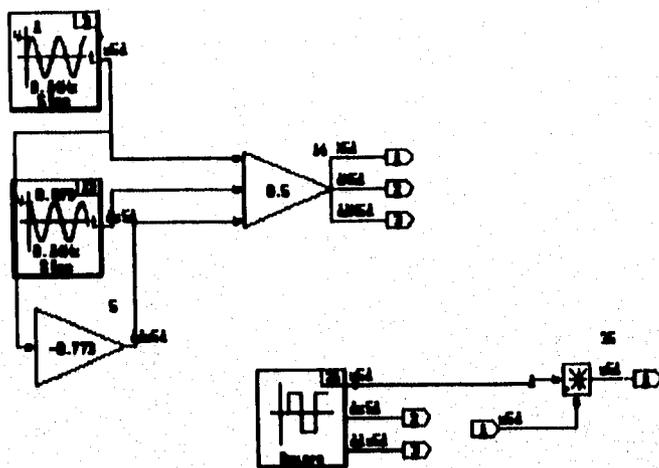


Fig A.8 Referencia de velocidad senoidal y cuadrada

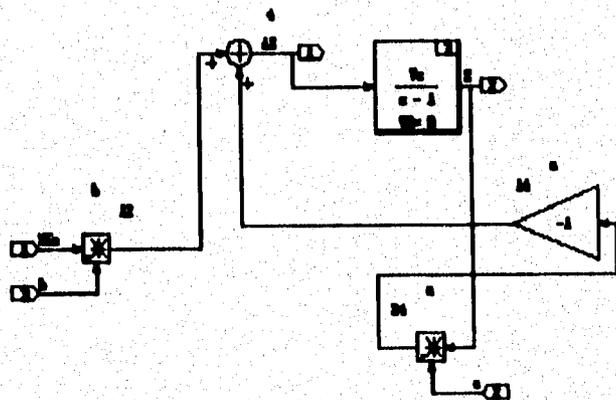


Fig A.9 Variable z

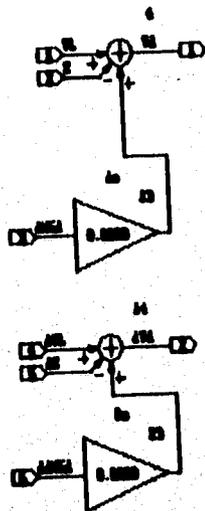


Fig A.10 Torque deseado

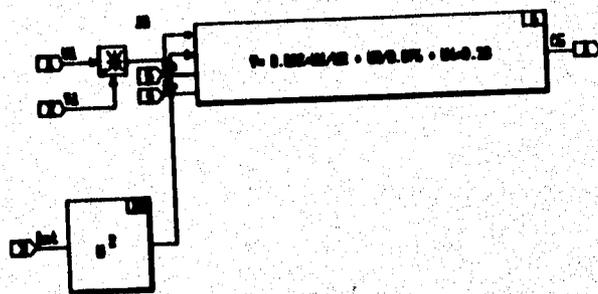


Fig A.11 Parte de la ecuación del control

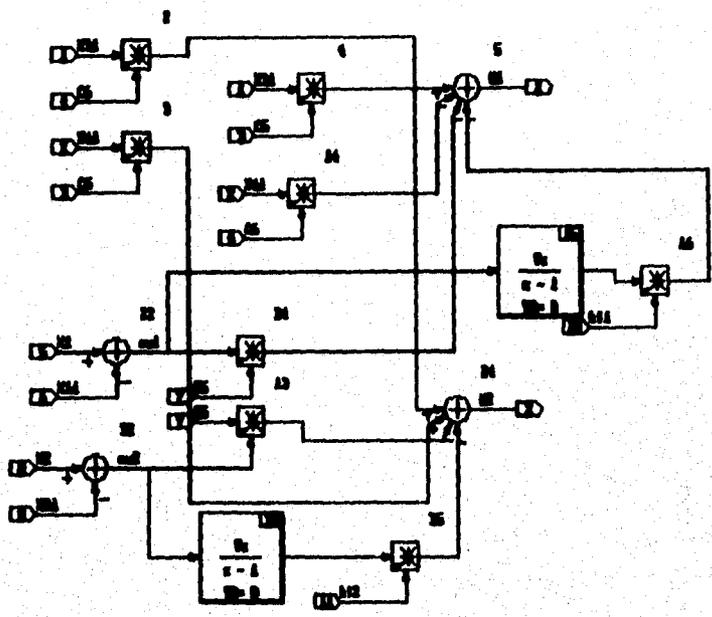


Fig A.13 Ley de control

A.2 Control por Campo Orientado

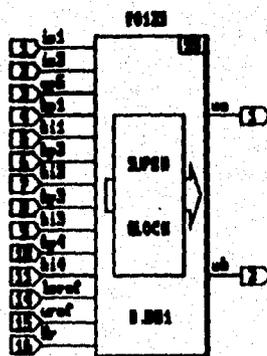


Fig B.1 Diagrama del control en un solo bloque

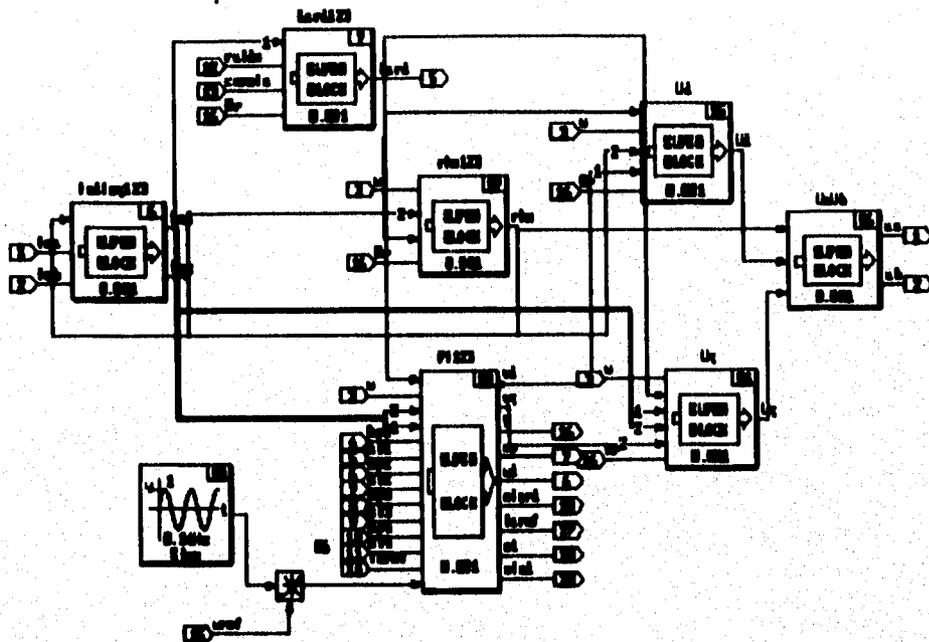


Fig B.2 Diagrama general del controlador

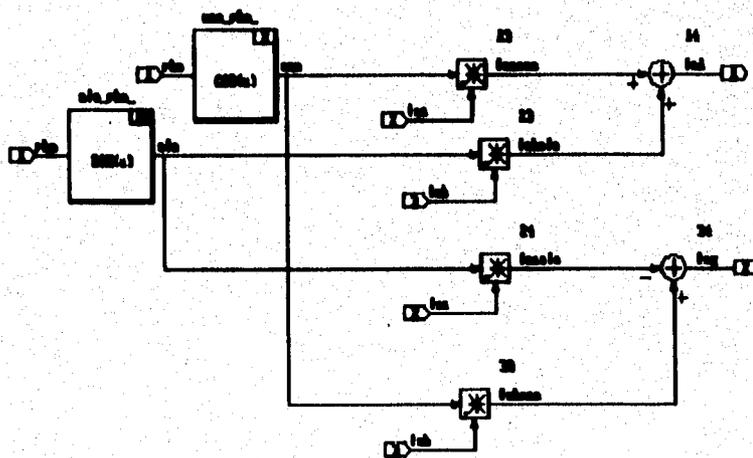


Fig B.3 Corrientes i_d e i_q

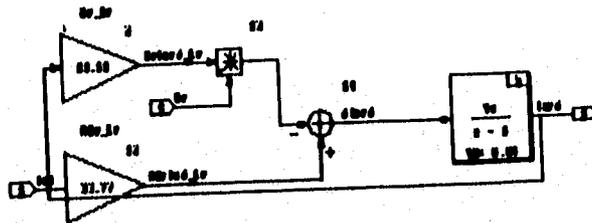


Fig B.4 Flujo de rotor estimado

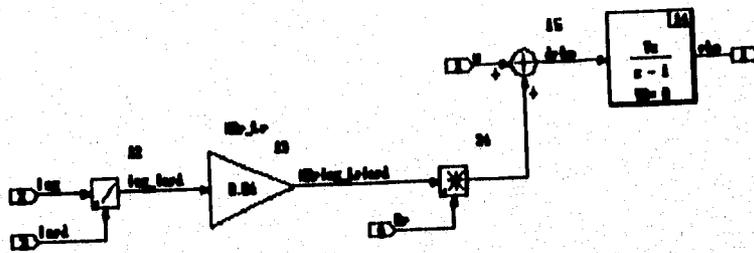


Fig B.5 Estimación de la posición del vector de flujos

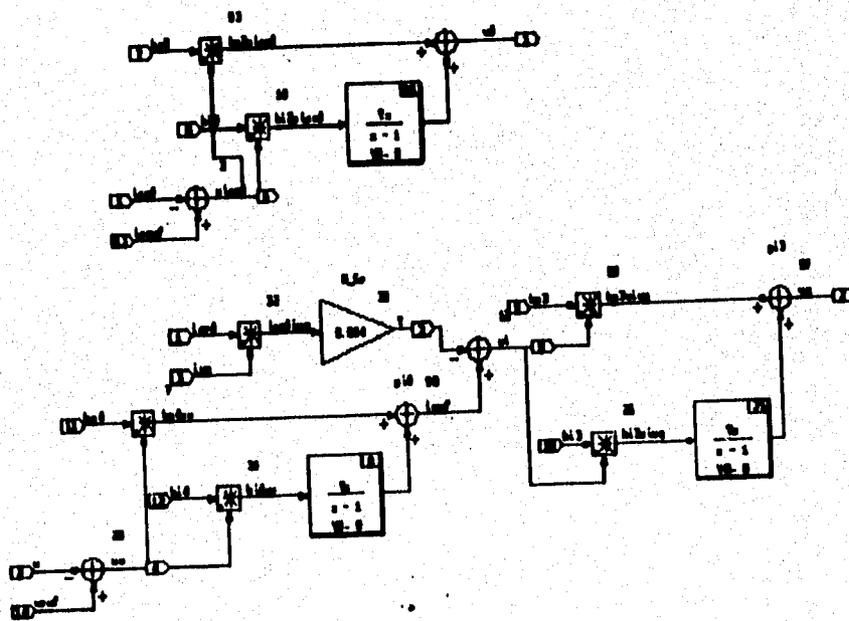


Fig B.6 Control proporcional integral

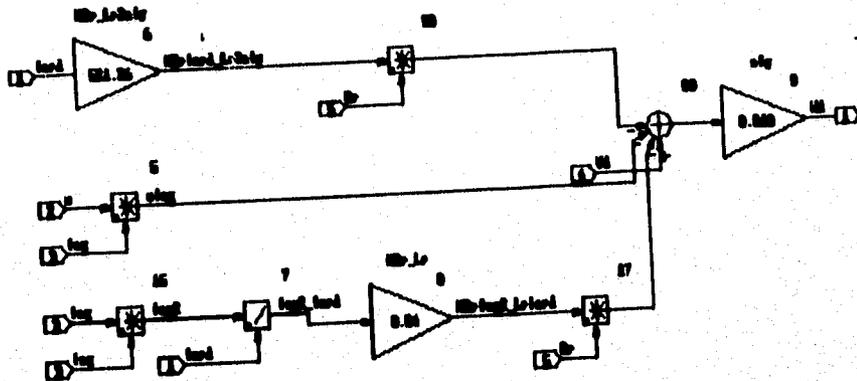


Fig B.7 Ley de control parte uno

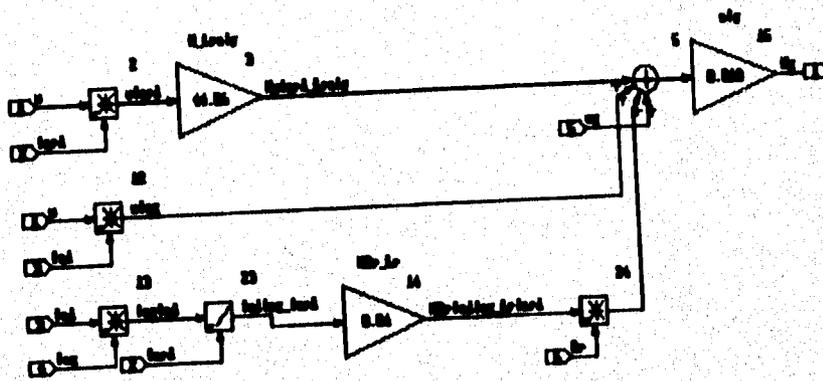


Fig B.8 Ley de control parte dos

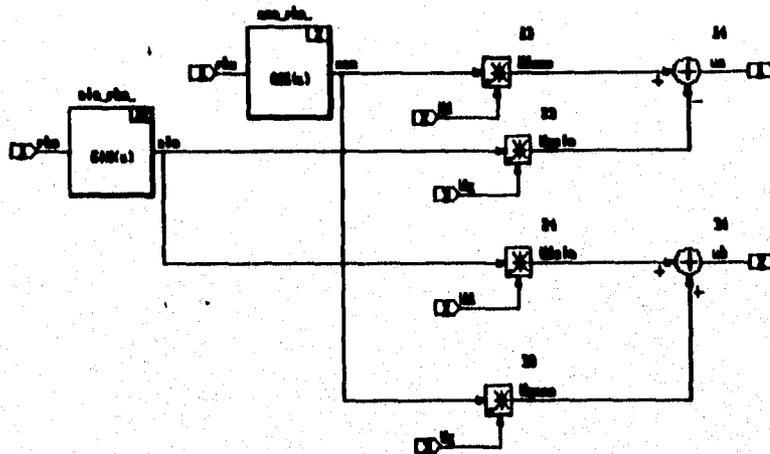


Fig B.9 Ley de control en la referencia ab

A.3 Control basado en linealización por retroalimentación

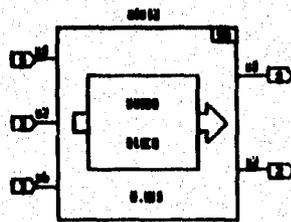


Fig. C.1 Diagrama del control en un solo bloque

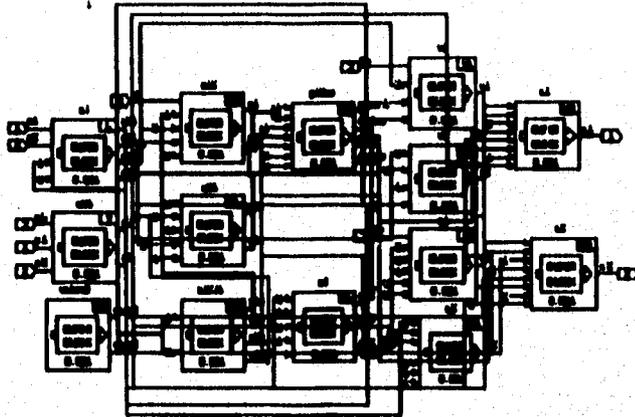


Fig. C.2 Diagrama general del controlador

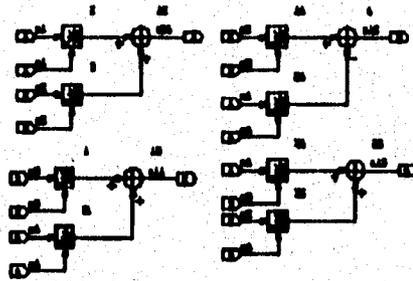


Fig. C.3 Estados del controlador

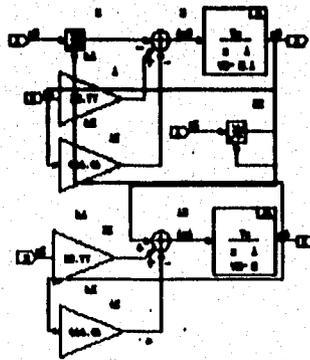


Fig. C.4 Estimador de flujos

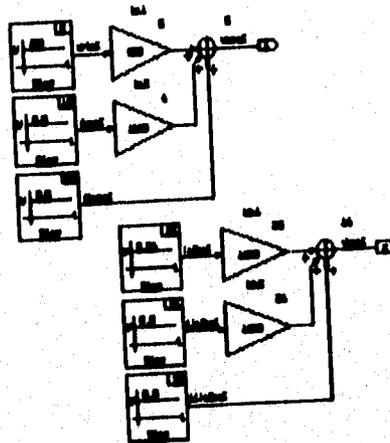


Fig. C.5 Controlador lineal

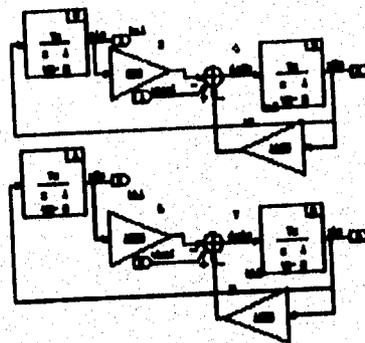


Fig. C.6 Modelo z de referencia

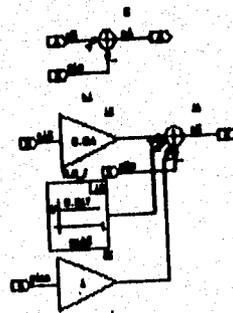


Fig. C.7 Modelo de error de seguimiento parte uno

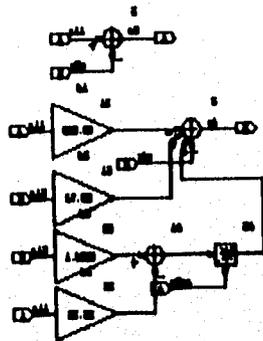


Fig. C.8 Modelo de error de seguimiento parte dos

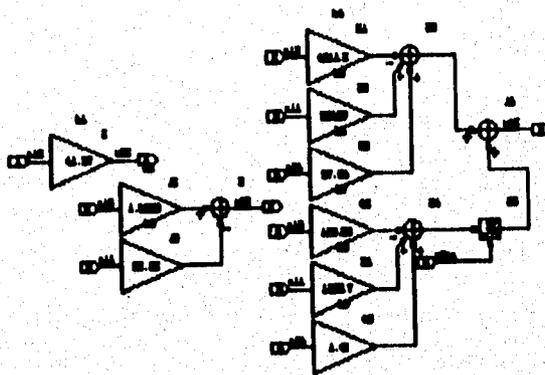


Fig. C.9 Parte de la ecuación de la ley de adaptación

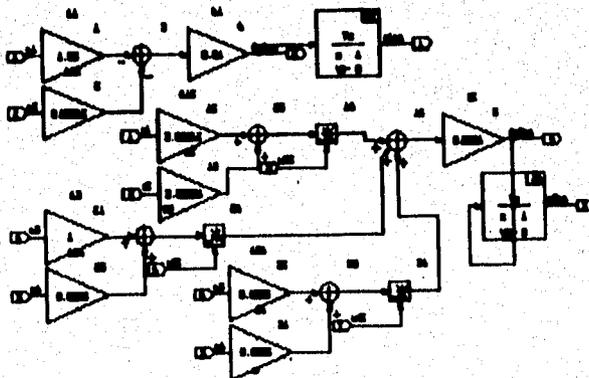


Fig C.10 Estimaciones de P_1 , P_2 y sus derivadas

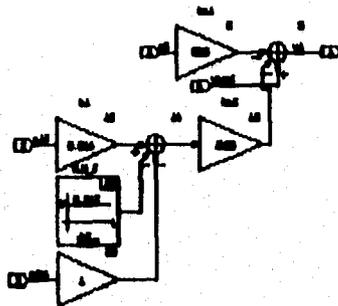


Fig. C.11 Ley de control lineal utilizando el cambio de coordenadas z parte uno

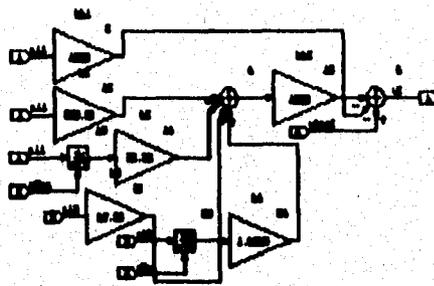


Fig. C.12 Ley de control lineal utilizando el cambio de coordenadas z parte dos

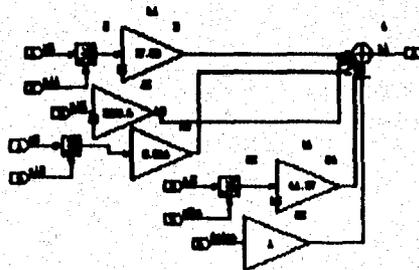


Fig. C.13 Parte de la ecuación matricial A parte uno

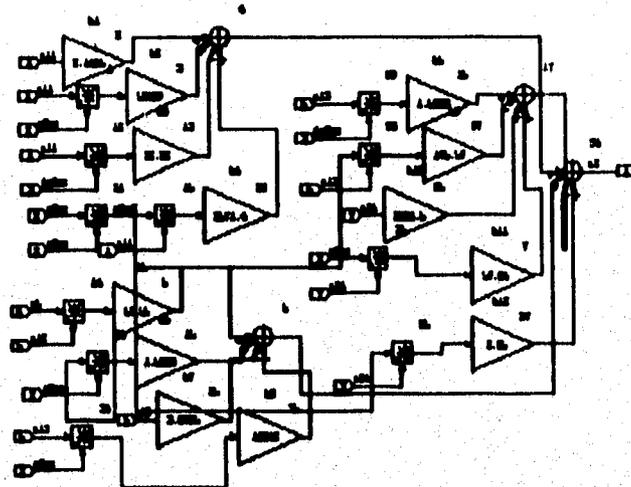


Fig. C.14 Parte de la ecuación matricial A parte dos

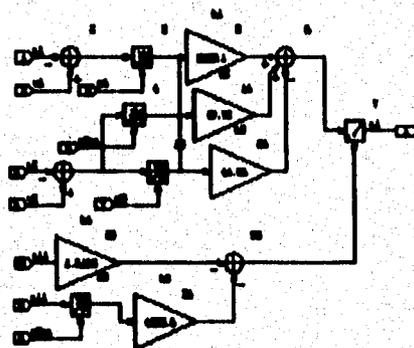


Fig. C.15 Ley de control parte uno

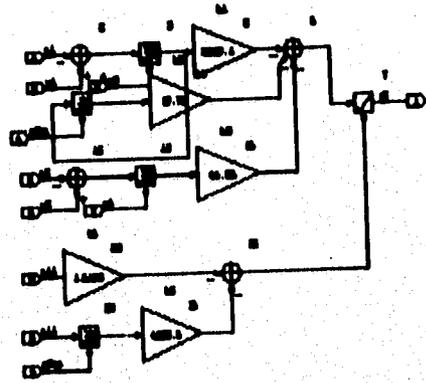


Fig C.16 Ley de control parte dos