



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
CUAUTITLAN



17
28

FALLA DE ORIGEN

" COMPENSACION ADAPTABLE DE FRICCION
EN MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA "

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERA MECANICA ELECTRICISTA

P R E S E N T A N I

GABRIELA DIAZ BENITEZ

MARIBEL GARCIA GARCIA

ASESOR: DR. GERARDO RENE ESPINOSA PEREZ



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

FALLA DE ORIGEN



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN
UNIDAD DE LA ADMINISTRACION ESCOLAR
DEPARTAMENTO DE EXAMENES PROFESIONALES

UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MEXICO

ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS

DR. JAIME KELLER TORRES
DIRECTOR DE LA FES-CUAUTITLAN
P R E S E N T E .

AT'N: Ing. Rafael Rodríguez Ceballos
Jefe del Departamento de Exámenes
Profesionales de la F.E.S. - C.

Con base en el art. 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicar a usted que revisamos la TESIS TITULADA:

"Compensación adaptable de fricción en motores de corriente directa"

que presenta la pasante: Gabriela Díaz Benítez
con número de cuenta: 8508839-3 para obtener el TITULO de:
Ingeniera Mecánica Electricista .

Considerando que dicha tesis reúne los requisitos necesarios para ser discutida en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO.

A T E N T A M E N T E .
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"
Cuautilán Izcalli, Edo. de Méx., a 21 de Junio de 1995.

PRESIDENTE	<u>Ing. Esteban Corona Escamilla</u>
VOCAL	<u>Ing. Nicolás Calva Tapia</u>
SECRETARIO	<u>Ing. Gerardo René Espinosa Pérez.</u>
PRIMER SUPLENTE	<u>Ing. Jorge Buendía Gómez.</u>
SEGUNDO SUPLENTE	<u>Ing. Juan González Vega</u>

Elova S
3/21/95
[Firma]
[Firma]

FALLA DE ORIGEN



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLÁN
UNIDAD DE LA ADMINISTRACIÓN ESCOLAR
DEPARTAMENTO DE EXÁMENES PROFESIONALES

FACULTAD DE ESTUDIOS
SUPERIORES CUAUTITLÁN

ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS

DR. JAIME KELLER TORRES
DIRECTOR DE LA FES-CUAUTITLÁN
P R E S E N T E .

AT'Ns: Ing. Rafael Rodríguez Ceballos
Jefe del Departamento de Exámenes
Profesionales de la F.E.B. - C.

Con base en el art. 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicar a usted que revisamos la TESIS TITULADA:

"Compensación Adaptable de Fricción en Motores de
Corriente Directa"

que presenta la pasante: Maribel García García
con número de cuenta: 8521486-2 para obtener el TÍTULO de:
Ingeniera Mecánica Electricista.

Considerando que dicha tesis reúne los requisitos necesarios para ser discutida en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO.

A T E N T A M E N T E .
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"
Cuautitlán Izcalli, Edo. de Méx., a 21 de Junio de 1995

PRESIDENTE	<u>Ing. Esteban Corona Escamilla</u>	<u>E. Corona E</u>
VOCAL	<u>Ing. Nicolás Calva Tápiá</u>	<u>N. Calva</u>
SECRETARIO	<u>Ing. Gerardo Rene Espinosa Pérez</u>	<u>G. Espinosa</u>
PRIMER SUPLENTE	<u>Ing. Jorge Buendía Gómez</u>	<u>J. Buendía</u>
SEGUNDO SUPLENTE	<u>Ing. Juan González Vega</u>	<u>J. González</u>

**A los egresados de la Facultad de Estudios Superiores Cuautitlán
deberían otorgarles, además del título universitario,
una medalla al merito por haber estudiado en una escuela alejada de
la civilización, en un lugar olvidado por Dios y por los hombres.**

Agradezco al Creador

Por haberme permitido ver el final de una larga jornada.

Por darme por progenitores a los seres más maravillosos sobre la Tierra, sin quienes nada de lo que ahora soy hubiese sido posible.

Por haberme permitido conocer al Dr. Gerardo Espinosa Pérez, quien inspiró en mí una gran admiración y respeto, a quien le otorgo todo mi cariño y amistad por lo que él ha significado para mí.

Por mis hermanas Ana Luisa, Adriana Olivia y Gloria Leticia y mi adorado sobrino Bernardo Alejandro, que siempre me hicieron sentir especial por el trabajo que realizo.

Por mis amigos Rodrigo, Ricardo, Miguel A., Nora,.... suspendiendo aquí la lista, ya que de otra manera necesitare otro tomo para esta tesis. Y de una manera muy especial por Roberto, quien siendo ajeno a todo lo que he hecho, nunca dejó de darme lo que más aprecio: su confianza.

Por todos aquellos que de una manera u otra ayudaron a la terminación de este trabajo y cuyos nombres ahora se escapan de mi memoria.

GRACIAS SEÑOR.

Dedico este trabajo

A mis padres, por todo lo que sabemos.

A mis hermanas y mi sobrino, por lo que han sido y lo que significan para mí.

A Gerardo Espinosa, por su sencillez y la gran amistad que de él tengo.

A mí misma, por que he saldado una cuenta que tenía conmigo.

Gabriela.

Dedico este trabajo a:

Mis padres y hermanos por su apoyo cariño y consejo ya que siempre me han alentado a seguir adelante en los momentos más difíciles.

A mis amigos y compañeros.

Agradezco especialmente al Dr. Gerardo Espinosa por su profesionalismo, paciencia y dirección, sin la cual no hubiera sido posible la realización de esta tesis.

Y a todas las personas que de alguna forma contribuyeron para concluir este trabajo.

Maribel.

I. INTRODUCCIÓN**II. FENÓMENO DE FRICCIÓN EN MOTORES DE C.D.****II.1 FUERZAS DE FRICCIÓN EN SISTEMAS MECÁNICOS.****II.2 MODELO DINÁMICO DE MOTORES DE C.D.****II.3 EVIDENCIA EXPERIMENTAL DEL FENÓMENO DE FRICCIÓN EN MOTORES DE C.D.****III. DISEÑO DEL CONTROLADOR.****III.1 INTRODUCCIÓN AL CONTROL ADAPTABLE.****III.2 COMPENSACIÓN ADAPTABLE DE FRICCIÓN EN MOTORES DE C.D.****III.3 RESULTADOS DE SIMULACIÓN.****IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES.****IV.1 BANCO DE EXPERIMENTOS.****IV.1.1 MOTOR FEEDBACK MS150.****IV.1.2 TARJETA DE ENTRADA ANALÓGICA RTI-800.****IV.1.3 TARJETA DE SALIDA ANALÓGICA RTI-802-8.****IV.1.4 COMPUTADORA PERSONAL.****IV.1.5 SIMNON CON CAPACIDAD DE USO EN TIEMPO REAL.****IV.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES.****IV.3 DISCUSIÓN.****V. CONCLUSIONES****APÉNDICE .****BIBLIOGRAFÍA.**

INTRODUCCIÓN.

El fenómeno de fricción establece uno de los problemas que se presentan con frecuencia en el uso de motores de corriente directa (C.D.), sobre todo en aplicaciones en donde se requiere una gran precisión y operación a bajas velocidades, por ejemplo en muchas aplicaciones del área de robótica.

Actualmente este fenómeno está muy bien caracterizado (ver por ejemplo [1]), se sabe que existen fundamentalmente una componente lineal (fricción viscosa) y otra no lineal (fricción seca). Sin embargo, en el diseño de controladores para este tipo de máquinas eléctricas en general su presencia es ignorada, o en el mejor de los casos únicamente su componente lineal es considerada.

Existen dos razones principales que pueden justificar este hecho. La primera es la dificultad para determinar de una manera precisa los parámetros involucrados en la estructura del modelo de éste fenómeno. La segunda es que, aún en el caso de que los parámetros fueran conocidos, la naturaleza no lineal que presenta el modelo de fricción implica el trabajo con sistemas dinámicos no lineales, lo que hace difícil aplicar técnicas clásicas en el diseño de controladores con un análisis riguroso.

En el trabajo de tesis que se presenta, se aborda el problema de compensar éste fenómeno de fricción en motores de corriente directa

considerando la existencia tanto de fricción viscosa como seca. Para este fin, se utiliza el esquema propuesto en [2] el cual considera técnicas de control adaptable [3] para manejar la incertidumbre existente en los parámetros del modelo utilizado.

La metodología seguida para resolver el problema planteado fue obtener en primer término un modelo matemático del motor de corriente directa que captura el efecto del fenómeno de fricción y cuya estructura es apropiada para la aplicación del esquema de control propuesto en [2]. Con el fin de justificar el trabajo que se presenta, se realizaron simulaciones digitales que evidencian el efecto nocivo sobre el comportamiento del motor del fenómeno de fricción y posteriormente se demostró experimentalmente, siguiendo el procedimiento propuesto en [4], la validez de éste modelo y con ello la existencia de dicho fenómeno en el comportamiento real del sistema.

Una vez justificado el trabajo, la segunda tarea fue realizar un análisis teórico del esquema de control seleccionado y estudiar su utilidad con base a simulaciones digitales. En ésta etapa se llevó a cabo un estudio exhaustivo del efecto en la variación de los parámetros del controlador en la respuesta del sistema con el fin de obtener una sintonización inicial que fuera útil en la implantación del esquema.

Finalmente, la tercera etapa en el desarrollo del trabajo fue la realización experimental del controlador. En este caso se utilizó el motor de corriente directa MS150 fabricado por FEEDBACK LTD.[5], las tarjetas de adquisición y generación de señales RTI-800 y RTI-802-8 fabricadas por ANALOG DEVICES [6] y el paquete de programación SIMNON fabricado por SSPA SYSTEMS [7], el cual se ejecuta en una computadora personal tipo PC.

La organización de la tesis que se presenta es: En el siguiente capítulo se estudia el fenómeno de fricción en motores de C.D. y se obtiene el modelo matemático para ésta máquina que lo captura. Se presentan las simulaciones digitales que muestran el efecto del fenómeno de fricción en la respuesta del motor y los resultados experimentales que evidencian su existencia en el comportamiento real de este dispositivo. En el capítulo III se presenta la estructura del controlador seleccionado, la prueba rigurosa que garantiza su utilidad para la compensación del fenómeno de fricción y los resultados experimentales obtenidos a partir de simulaciones digitales. El banco de pruebas experimentales y los resultados obtenidos de la implantación del controlador, así como su discusión, son presentados en el cuarto capítulo. Finalmente, las conclusiones del trabajo están contenidas en el último capítulo y se anexa la bibliografía consultada y un apéndice con los programas utilizados.

REFERENCIAS

- [1] GOGOUSSIS, A. & DONATH, M. " Coulomb Friction and drive effects in robot mechanisms" .
- [2] KELLY, R. " Control de movimiento de robots manipuladores" ..
- [3] SLOTINE, J.J. & LI, W. " Applied nonlinear control".
- [4] ESPINOSA, G. & AMÉSTEGUI, M. " Obtención experimental de un modelo de fricción para un motor de C.D." .
- [5] FEEDBACK INSTRUMENTS LTD. " Modular Servo Systems MS150".
- [6] ANALOG DEVICES. " User's manual (RTI- 800, RTI-802)".
- [7] ELMQVIST, H., ET AL " SIMNON User's Guide for MS-DOS Computers".

FENÓMENO DE FRICCIÓN EN MOTORES DE C.D.

II.1 FUERZAS DE FRICCIÓN EN SISTEMAS MECÁNICOS

Uno de los problemas que se presentan en el uso de los motores de corriente directa a bajas velocidades son las fuerzas de fricción, las cuales afectan el desempeño en movimientos que requieren gran precisión y repetibilidad, como sucede en muchas aplicaciones en el área de robótica.

La fricción puede definirse como una fuerza resistente que actúa sobre un cuerpo. Esta fuerza siempre actúa tangencialmente a la superficie en los puntos de contacto con otros cuerpos, y tiene un sentido tal que se opone al movimiento posible o existente del cuerpo en estos puntos. Existen dos tipos de fricción, la llamada fricción viscosa y la de Coulomb o seca. La fricción seca es un fenómeno de disipación de energía asociada con cualquier operación mecánica. La fricción viscosa se encuentra presente si entre los cuerpos en movimiento existe una película de fluido. Por otro lado, la fricción seca puede ser clasificada como fricción dinámica, esto es cuando existe movimiento relativo entre los cuerpos, y como estática, ésta se presenta al no haber movimiento entre los cuerpos. A manera de ejemplo, considérese un bloque de peso **W** el cual descansa sobre una superficie horizontal, que está en equilibrio debido a una fuerza normal **N** que actúa hacia arriba, (ver figura II.1). La fuerza F_s de fricción estática impide el movimiento del cuerpo al ser aplicada la fuerza **P** al bloque. Cuando ésta fuerza llega a ser mayor que F_s ,

la fuerza de fricción entre las superficies en contacto disminuye ligeramente hasta un valor F_k , que es la fuerza de fricción dinámica [1].

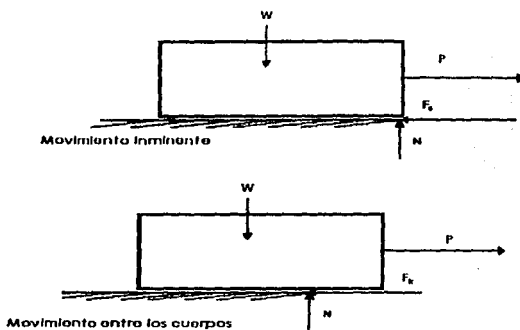


FIGURA II.1. FUERZAS DE FRICCIÓN SECA

En aplicaciones de robótica la fricción seca es generada en las juntas entre los eslabones sucesivos además de estar presente en los baleros y otros elementos de la transmisión. La presencia de la fricción de Coulomb en una junta combinada con los efectos elásticos pueden producir la generación de ciclos límite [2].

II.2 MODELO DINÁMICO DE MOTORES DE C.D.

Un motor de C.D. es un dispositivo que convierte energía eléctrica en energía mecánica a partir de una fuente de corriente directa. Consiste de dos partes activas, una estacionaria que es conocida como estructura de campo (estator) y otra en movimiento a la que se le llama armadura (rotor) [3].

Su funcionamiento se basa en el principio de que un conductor, a través del cual circula una corriente, en un campo magnético experimenta una fuerza $\mathbf{F} = \Phi \times \mathbf{i}$, donde Φ es el flujo magnético e \mathbf{i} es la corriente en el conductor [4]. Si el estator produce un flujo magnético radial y circula en el rotor una corriente, entonces habrá un par con magnitud

$$\tau_m = K_1 \Phi i_a$$

donde τ_m es el par del motor (N-m), Φ es el flujo magnético (webers), i_a es la corriente de armadura y K_1 es una constante física, que ocasiona que la armadura gire. Por otro lado, si un conductor se mueve en un campo magnético, entonces se genera un voltaje e_b , a través de sus terminales que es proporcional a la velocidad del conductor en el campo, este voltaje que tiende a oponerse al flujo de la corriente en el conductor, es llamado fuerza contraelectromotriz.

En motores de C.D. existen dos alternativas para producir el campo magnético, por campo o por armadura.

Una ventaja del motor que genera el campo magnético por armadura es que el amplificador necesario puede simplificarse debido al bajo requerimiento de potencia del campo de control. Sin embargo, la necesidad de una fuente de corriente constante es una gran desventaja, ya que es mucho más difícil disponer de una fuente de corriente constante que de una fuente de tensión constante. En general, la operación del motor cuando el campo magnético se genera por armadura presenta más desventajas que la que lo genera por el campo. Por ejemplo, en este segundo caso la fuerza contraelectromotriz actúa como una amortiguación, debido a que es proporcional a la velocidad angular, mientras que en el primero hay que

proveer la amortiguación necesaria para el motor y la carga. Más aún, en relación a las constantes de tiempo, éstas son grandes para el primer tipo en comparación a las de un motor equivalente que genera el campo magnético por el campo. Con base a estas consideraciones, en el trabajo que se presenta se trabaja con un motor que genera el campo magnético por el campo.

Para encontrar el modelo dinámico de esta clase de motores, considere la figura II.2 en la que se representa esquemáticamente a este tipo de máquina

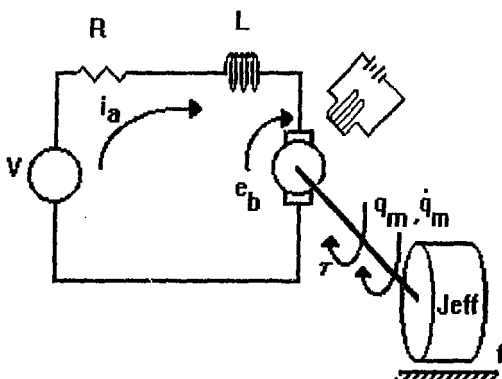


FIGURA II.2. ESQUEMA ELÉCTRICO DEL MOTOR DE C.D.

donde las variables eléctricas son:

J_L = inercia de la carga aplicada al motor

$f_m(\dot{q}_m)$ = fuerza de fricción del motor

$f_L(\dot{q}_L)$ = fuerza de fricción de la carga aplicada

A la clase de motores en donde el campo magnético se genera por el devanado de campo (y para los cuales la variable de control que queda disponible es el voltaje aplicado a la armadura) se les conoce como motores controlados por armadura. En este caso, se puede considerar Φ constante, por lo que el par en el rotor varía directamente proporcional a la corriente de armadura, es decir

$$\tau_m = K_a i_a \quad 2.1$$

donde K_a es la constante del par del motor.

De la figura 11.2 y por leyes de Kirchhoff se tiene que

$$V = V_L + V_R + e_b \quad 2.2$$

Por otro lado, la fuerza contraelectromotriz está dada por la siguiente relación

$$e_b = K_b \dot{q}_m \quad 2.3$$

donde K_b es la constante de la fuerza contraelectromotriz.

Además, de la figura 11.3

$$q_m = r q \quad 2.4$$

$$\dot{q}_m = r \dot{q} \quad 2.5$$

Ahora, del sistema mecánico y aplicando la segunda ley de Newton, se obtiene que la dinámica de este sistema esta dada por

$$\tau_m = J_m \ddot{q}_m + f_m(\dot{q}_m) + \frac{\tau}{r} \quad 2.6$$

mientras que de 2.2 la dinámica de la parte eléctrica es

$$V = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + K_b \dot{q}_m \quad 2.7$$

Si se considera que el valor de la inductancia es muy pequeño, entonces la ecuación anterior se puede aproximar por

$$V = Ri_a + K_b \dot{q}_m \quad 2.8$$

de donde despejando la corriente de armadura se tiene

$$i_a = \frac{V}{R} - \frac{K_b \dot{q}_m}{R} \quad 2.9$$

Sustituyendo la corriente de armadura en 2.1, el par generado se escribe

$$\tau_m = \frac{K_a V}{R} - \frac{K_b K_a}{R} \dot{q}_m \quad 2.10$$

e igualando 2.6 y 2.10 se tiene que

$$J_m \ddot{q}_m + f_m (\dot{q}_m) + \frac{\tau}{r} = \frac{K_a V}{R} - \frac{K_b K_a}{R} \dot{q}_m \quad 2.11$$

Para expresar las ecuaciones en función de la posición angular del motor, se sustituye 2.5 en 2.10 con lo que se obtiene:

$$J_m r \ddot{q} + f_m (r \dot{q}) + \frac{\tau}{r} = \frac{K_a V}{R} - \frac{K_a K_b}{R} r \dot{q} \quad 2.12$$

la cual, al multiplicarse por $\frac{1}{r}$, se re-escribe como

$$J_m \ddot{q} + \frac{1}{r} f_m (r \dot{q}) + \frac{\tau}{r^2} = \frac{K_a V}{rR} - \frac{K_a K_b}{R} \dot{q} \quad 2.13$$

De la figura 11.3, note que el par de carga aplicado al motor esta dado por una parte, debido a la fuerza de reacción de la Inercia J_L , y por otra parte la fuerza de fricción $f_L(\dot{q})$, es decir

$$\tau = J_L \ddot{q} + f_L(\dot{q}) \quad 2.14$$

Por lo que 2.13 se puede expresar como

$$J_m \ddot{q} + \frac{1}{r} f_m (r \dot{q}) + \frac{J_L}{r^2} \ddot{q} + \frac{1}{r^2} f_L(\dot{q}) = \frac{K_a V}{rR} - \frac{K_a K_b}{R} \dot{q} \quad 2.15$$

donde se puede identificar a

$$f(\dot{q}) = \frac{1}{r} f_m(r\dot{q}) + \frac{1}{r^2} f_L(\dot{q}) + \frac{K_a K_b}{R} \dot{q} \quad 2.16$$

como la fuerza total de fricción presente en el motor, y

$$J = J_m + \frac{1}{r^2} J_L \quad 2.17$$

a la inercia total reflejada en la flecha del motor. Con esto, la ecuación 2.16 se puede escribir como

$$J\ddot{q} + f(\dot{q}) = KV \quad 2.18$$

con $K = \frac{K_a}{rR}$.

En este momento es conveniente analizar la estructura que presenta la fuerza de fricción $f(\dot{q})$. En muchas aplicaciones, sobre todo a velocidad constante, una aproximación válida para esta función se obtiene de suponer únicamente la existencia de fricción viscosa, es decir

$$f(\dot{q}) = a\dot{q} \quad 2.19$$

con lo que se obtiene el modelo lineal del motor de C.D.

$$J\ddot{q} + a\dot{q} = KV \quad 2.20$$

Sin embargo, cuando el objetivo de control implica que el motor trabaje a bajas velocidades, es necesario considerar también la existencia de fuerzas de fricción seca. En este sentido, un modelo aceptado que logre capturar este tipo de efectos se obtiene cuando

$$f(\dot{q}) = a\dot{q} + b\text{sign}(\dot{q}) \quad 2.21$$

lo que establece el modelo no lineal del motor de C.D., dado por

$$J\ddot{q} + a\dot{q} + b\text{sign}(\dot{q}) = KV \quad 2.22$$

dónde, como se observa, es la función $\text{sign}(\dot{q})$ la que le otorga a la fricción una característica no lineal y por lo tanto al modelo del motor.

Con el fin de justificar el trabajo de tesis que se presenta, a continuación se ilustra (vía simulación digital) el efecto nocivo que se presenta en la respuesta del motor cuando el modelo no lineal es considerado, para posteriormente, evidenciar experimentalmente que efectivamente este efecto se presenta en el comportamiento real del motor.

Para la ilustración del efecto nocivo se simula el modelo no lineal del motor considerando como señal de alimentación una senoidal con amplitud de 0.1 V. y una frecuencia de 0.032Hz., (ver figura II.4). Estos valores para la referencia se eligieron de tal forma que el motor trabajase a bajas velocidades. La simulación se realiza hasta 65 segundos para poder observar al menos dos ciclos de la señal y los parámetros utilizados son :

$$J = 30 \times 10^{-6}$$

$$a = 0.6$$

$$b = 2.88$$

$$K = 50$$

$$\lambda = 1$$

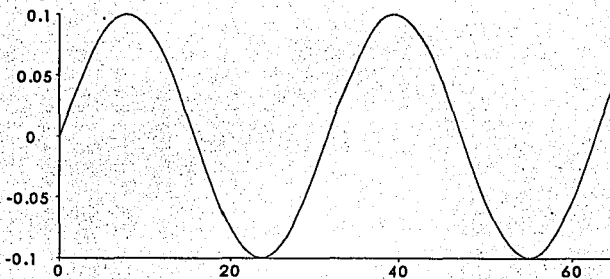


FIGURA II.4. SEÑAL DE ENTRADA AL MOTOR

vencer la fuerza de fricción, por lo que el motor permanece parado hasta que el par es nuevamente lo suficientemente grande para generar movimiento.

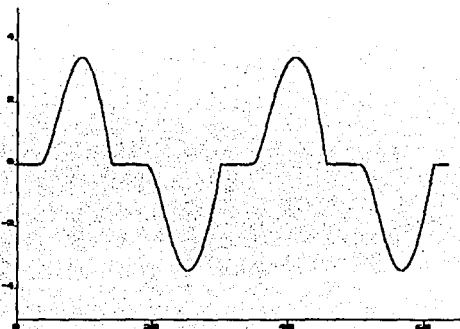


FIGURA II.5 VELOCIDAD ANGULAR DEL MOTOR

La figura II.6, muestra la función que caracteriza a la fuerza de fricción. Para obtenerla se empleó la ecuación 2.22. En ella se identifica a la ordenada al origen como el par generado por la fricción que el motor deberá vencer antes de iniciar el movimiento. En la siguiente sección se describe el experimento a partir del cual se evidencia la existencia de éste fenómeno en el comportamiento del motor.

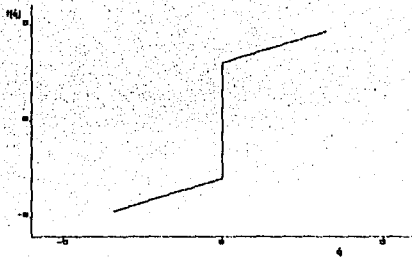


FIGURA II.6 FUNCIÓN DE FRICCIÓN

II.3 EVIDENCIA EXPERIMENTAL DEL FENÓMENO DE FRICCIÓN EN MOTORES DE C.D.

En esta sección se presenta el mismo experimento que el mostrado en simulación digital que en la sección anterior, solo que en este caso se trabaja con el motor real.

El equipo experimental consiste de un motor de C.D. marca **Feedback MS150** [6], conectado en el modo de control por armadura, al cual se tiene integrado un tacogenerador de C.D. en el eje que proporciona información de la velocidad angular del motor, siendo la relación de voltaje- velocidad de 3 V/1000 r.p.m. Para la medición de la posición angular, se dispone de un potenciómetro rotatorio que no tiene topes mecánicos. Tanto la generación como la adquisición de señales se realizaron utilizando una computadora personal equipada con tarjetas adecuadas para llevar a cabo esta tarea y un paquete de programación que permite manejarlas. Tanto las tarjetas como el paquete se presentan de manera detallada en el capítulo IV.

El experimento para obtener la velocidad angular con respecto al tiempo se realiza alimentando el motor un una señal senoidal con las mismas características que la utilizada durante la simulación. La figura 11.7 muestra su comportamiento en donde se puede observar la misma zona muerta que la observada en la simulación. Además, note que el giro del motor es mayor en un sentido de rotación que en el otro, sin embargo, ya que esta diferencia es muy pequeña, se puede concluir que el modelo propuesto en la ecuación 2.22 califica como una buena aproximación al comportamiento real del motor.

Desde el punto de vista experimental, la función de fricción se puede obtener a partir del modelo del motor como sigue:

$$f(\dot{q}) = -J\ddot{q} + K_a \dot{q} \quad 2.23$$

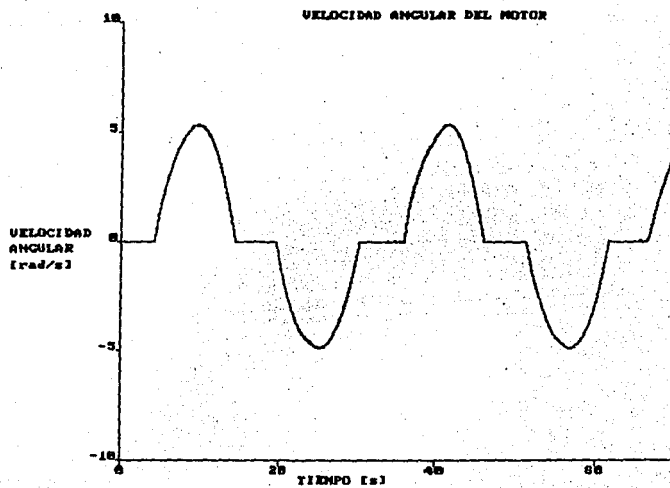
de donde se observa que la medición de la aceleración angular es requerida. Desafortunadamente esto representa un problema práctico ya que no se dispone de un acelerómetro. Con el fin de solucionar este problema, se propone el uso de un filtro propio de primer orden con función de transferencia dada por:

$$G(p) = \frac{\lambda p}{p + \lambda} \quad 2.24$$

donde p es el operador derivada y λ es una constante positiva elegida por diseño, con el cual, si se considera como entrada la velocidad angular del motor entonces la salida será un estimado de la aceleración angular. Nótese que el filtro es físicamente realizable ya que la función de transferencia anterior puede escribirse de manera equivalente como

$$G(p) = \lambda - \frac{\lambda^2}{p + \lambda} \quad 2.25$$

Para motivos de análisis, la ecuación anterior se puede escribir como



II.7 VELOCIDAD REAL DEL MOTOR.

$$\ddot{q}_e = \frac{\lambda}{p + \lambda} \ddot{q} \quad 2.26$$

lo cual implica que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \ddot{q}_e(t) = \ddot{q}(t) \quad 2.27$$

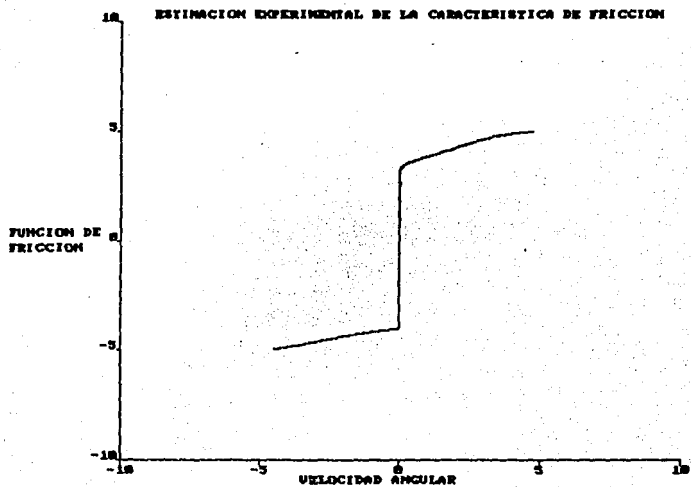
esto es, aplicando el teorema del valor final, se garantiza que el valor estimado de la aceleración tiende asintóticamente a su valor real.

Si λ es un valor positivo grande, idealmente la estimación se realiza de manera más rápida. Este hecho se muestra en la simulaciones digitales mostradas en la figura 11.8 para velocidades constantes y lineales. Sin embargo un valor grande de λ incrementa el ancho de banda del filtro, lo que hace a la estimación más sensible al ruido de medición, dando lugar a malos desempeños [5].

Haciendo uso de la estimación de la aceleración la ecuación 2.23, se convierte en:

$$\hat{f}(\dot{q}) = -J\ddot{q}_e + K_a \dot{q}_e \quad 2.28$$

donde $\hat{f}(\dot{q})$ es la estimación de la función de fricción. Su gráfica se muestra en la figura 11.9, mientras que una representación esquemática del sistema experimental utilizado para obtenerla se muestra en la figura 11.10.



II.9 ESTIMACIÓN EXPERIMENTAL DE FRICCIÓN.

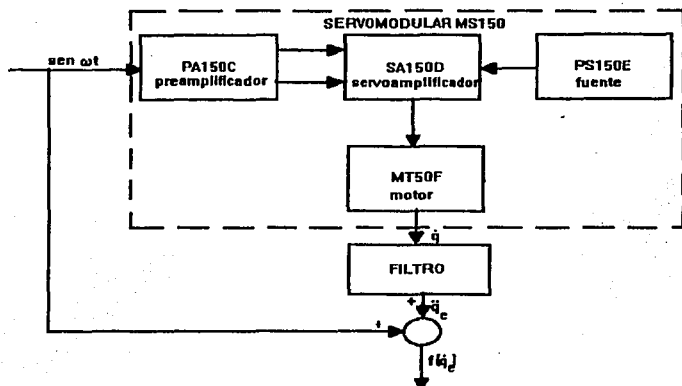


FIGURA II.10. DIAGRAMA DEL EXPERIMENTO REALIZADO PARA LA OBTENCIÓN DE LA CARACTERÍSTICA DE FRICCIÓN

Haciendo una comparación con las simulaciones realizadas en la sección anterior, se observa que las curvas de fricción son similares, lo cual nos permite ratificar, en conjunto con las gráficas mostradas en la figura II.9, que el modelo de la función de fricción propuesto

$$f(\dot{q}) = a\dot{q} + b\text{sign}(\dot{q}) \quad 2.29$$

reproduce de manera satisfactoria el comportamiento real del motor.

En el capítulo siguiente, se presenta el esquema de control que con bases en técnicas adaptables compensa este efecto no deseado.

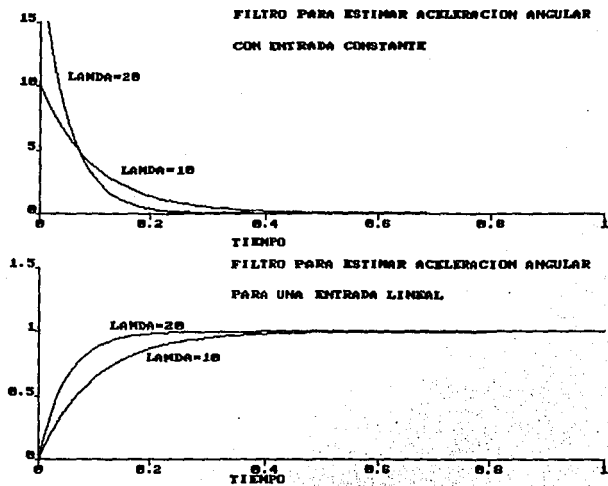


FIGURA II.8 SIMULACIÓN DIGITAL DEL FILTRO.

REFERENCIAS

- [1] BEER, F. & JOHNSTON, E. " Mecánica vectorial para ingenieros"
- [2] GOGOUSSIS, A. & DONATH, M. " Coulomb friction effects on the dynamics of bearings and transmissions in precision robot mechanism"
- [3] DORF, R. "The electrical engineering handbook"
- [4] SPONG, M. & VIDYASAGAR, M. " Robot dynamics and control"
- [5] ESPINOSA, G. & AMÉSTEGUI, M. " Obtención experimental de un modelo de fricción para un motor de c.d."
- [6] FEEDBACK INSTRUMENTS LIMITED. "Modular Servo System MS150, Book 1-3"

DISEÑO DEL CONTROLADOR.

III.1 INTRODUCCIÓN AL CONTROL ADAPTABLE

La mayoría de las técnicas actuales para el diseño de sistemas de control están basadas en el conocimiento de la planta en estudio y su medio ambiente. Sin embargo, en muchos sistemas dinámicos reales, es bien sabido que sus modelos no son del todo conocidos. En general este desconocimiento se puede dividir en Incertidumbres en sus parámetros e Incertidumbres en su estructura. Por ejemplo, los robots manipuladores pueden transportar objetos cuyo valor de inercia es desconocido, los sistemas de potencia pueden estar sujetos a grandes variaciones de demanda de energía durante sus periodos de trabajo, en aviones para controlar incendios se pueden experimentar considerables cambios en la masa, cuando cargan y descargan grandes cantidades de agua. El control adaptable es una aproximación para el control de tales sistemas [1]. Para este tipo de controladores un área de las más desarrolladas es la que supone que la estructura del sistema es conocida y únicamente se tiene Incertidumbre paramétrica. La idea básica en este sentido, es estimar en línea los parámetros desconocidos de la planta, basándose en la medición de sus señales de entrada y salida, y con esta información modificar o "adaptar" la estructura del controlador de tal forma que un determinado objetivo de control se cumpla.

Las investigaciones en el control adaptable tienen una larga y vigorosa historia¹. En la década de los 50's, se motivó por el problema de diseño de pilotos automáticos para naves aéreas operando en un amplio rango de velocidades y altitudes. Aunque el objetivo de un buen controlador de ganancia fija era construir un piloto automático que fuera insensible a estas grandes variaciones de parámetros, se observaba frecuentemente que un controlador de éste tipo no era suficiente. Consecuentemente se adoptó la idea de una ganancia que su fijación estuviese basada en mediciones auxiliares. Con este esquema también se adoptó el esquema del modelo referencial, cuyo objetivo era construir un controlador que se ajustase a sí mismo que llevara una función de transferencia de lazo cerrado igualada a un modelo preestablecido. Se propusieron diversos esquemas, verificándose que funcionaban adecuadamente bajo ciertas condiciones. Finalmente, Kalman dio el concepto de un controlador autoajutable con identificación explícita de parámetros de una planta lineal, de una entrada una salida, y el uso de los estimadores de parámetros.

La década de los 60's marca un momento importante en el desarrollo de la teoría de control y del control adaptable en particular. La teoría de estabilidad de Lyapunov se estableció firmemente como una herramienta para proporcionar la convergencia en esquemas de control adaptable. La identificación de sistemas tuvo una amplia investigación.

En los 70's se vió la culminación de los esfuerzos hechos por diversos equipos de investigadores que completaron la prueba de estabilidad para varios esquemas adaptables.

Dadas las bases analíticas que se obtuvieron de los trabajos en este punto, la década pasada mostró ser el momento para el análisis crítico y la

¹ El resumen histórico que se presenta fue extraído de [5]

evaluación de los logros alcanzados. El boom de microelectrónica facilitó la implantación de complicadas leyes no lineales inherentes al control adaptable, y hoy en día se puede hablar en términos de controladores adaptables en circuitos integrados según las necesidades del cliente. Toda esta creciente investigación y desarrollo está dando frutos, dando lugar a aplicaciones prácticas en robots manipuladores, control de naves aéreas, en procesos químicos, sistemas de potencia, para la dirección de barcos y en biología.

El control adaptable es especialmente útil para manipuladores que realizan tareas repetitivas. Sin adaptación el error que se tiene al seguir una señal es también repetitivo, pero al usar adaptación, el desempeño del seguimiento mejora conforme se repite la tarea a realizar [3].

En el trabajo que se presenta se considera el modelo no lineal del motor de C.D. bajo la suposición que los parámetros involucrados en él son desconocidos, aunque constantes. El objetivo es implantar un esquema de control adaptable que a pesar de esta incertidumbre garantice que el error entre una posición deseada y la real del motor tienda a cero con todas las señales internas acotadas. El procedimiento que se sigue es presentar primero la formulación matemática del esquema seleccionado junto con la prueba formal que avala su funcionamiento y garantiza que el objetivo planteado se cumple. Después de esto, se presenta la simulación digital de este algoritmo de control en donde se validan los resultados teóricos obtenidos. Finalmente, en el siguiente capítulo se presenta el banco de experimentos utilizado para la implantación del controlador y los resultados obtenidos.

III.2 COMPENSACIÓN ADAPTABLE DE FRICCIÓN EN MOTORES DE C.D.

Antes de presentar la formulación matemática del algoritmo de control seleccionado, es conveniente introducir los siguientes preliminares necesarios para establecer las propiedades de éste.

La siguiente es una definición que caracteriza el tipo de funciones a partir de las cuales se desprende la estructura del controlador.

Definición. Sea L_∞ el espacio lineal de funciones que contiene a todas las funciones $f: \mathfrak{R}_+ \rightarrow \mathfrak{R}$ que son acotadas, es decir $|f(t)| < \infty$ para todo $t \in \mathfrak{R}_+$ (con $| \cdot |$ el valor absoluto), y sea L_2 el espacio lineal de funciones que consiste del conjunto de todas las funciones $f: \mathfrak{R}_+ \rightarrow \mathfrak{R}$ tales que:

$$\int_0^\infty |f(t)|^2 dt < \infty$$

El lema que se presenta ahora es una herramienta fundamental para poder establecer las propiedades del control

Lema. [Barbalat]. Sea $f: \mathfrak{R}_+ \rightarrow \mathfrak{R}$. Si

$f(t), \dot{f}(t) \in L_\infty$ y $f(t) \in L_2$, para todo $t \in \mathfrak{R}_+$ entonces

$f(t) \rightarrow 0$, cuando $t \rightarrow \infty$

El elemento principal de este capítulo la presentación del control adaptable que garantiza seguimiento de una posición deseada para el motor de C.D., está contenido en el siguiente resultado,

RESULTADO[4]. Considere el modelo no lineal del motor de c.d. dado por

$$J\ddot{q} + f(\dot{q}) = KV \quad 3.1$$

con

$$f(\dot{q}) = a\dot{q} + b\text{sign}(\dot{q})$$

donde J, K, a, b , son constantes desconocidas. Sea $q_d(t)$ una función suave y acotada con primera y segunda derivadas conocidas, suaves y acotadas. Sea la ley de control

$$V = \Phi^T \hat{\theta} \quad 3.2$$

donde

$$\Phi = \begin{bmatrix} \ddot{q}_d + K_v \dot{\tilde{q}} + K_p \tilde{q} \\ \text{sign}(\dot{q}) \\ \dot{q} \end{bmatrix}; K_v > 0; K_p > 0 \quad 3.3$$

con $\tilde{q} = q_d - q$ el error de posición, la ley de adaptación:

$$\dot{\hat{\theta}} = \gamma \Phi z; \text{ con } \gamma > 0 \quad 3.4$$

donde

$$\hat{\theta} = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_1 \\ \hat{\theta}_2 \\ \hat{\theta}_3 \end{bmatrix}$$

es el vector de parámetros estimados, y la variable auxiliar

$$z = \frac{1}{p + \lambda} (\ddot{\tilde{q}} + K_v \dot{\tilde{q}} + K_p \tilde{q}); \lambda > 0 \quad 3.5$$

con $p = \frac{d}{dt}$ el operador derivada.

Bajo éstas condiciones se garantiza que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{q}(t) = 0 \quad 3.6$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\tilde{q}}(t) = 0 \quad 3.7$$

con todas las señales internas acotadas ■

Antes de presentar la prueba formal que garantiza la utilidad del esquema es conveniente establecer las siguientes observaciones

- i. La ecuación 3.2 establece específicamente la ley de control propuesta. Note que por la imposibilidad de utilizar los parámetros verdaderos del sistema, se utilizan los valores estimados de los mismos.
- ii. La ecuación 3.3 establece el mecanismo de adaptación de parámetros, es decir, la dinámica que describe ésta ecuación diferencial (su solución $\hat{\theta}(t)$)se utiliza para determinar la manera en que el controlador se ajusta conforme el tiempo transcurre.
- iii. En la definición de la variable auxiliar z , ecuación 3.4, se hace uso de la aceleración del motor. Este problema se evita proponiendo una estructura alternativa equivalente para el filtro, lo cual se presenta adelante.

Prueba del resultado.

El modelo del motor puede ser escrito de manera equivalente como

$$\frac{J}{K}\ddot{q} + \frac{a}{K}\dot{q} + \frac{b}{K}\text{sign}(\dot{q}) = V \quad 3.8$$

entonces, si se define

$$\theta_1 = \frac{J}{K}; \theta_2 = \frac{b}{K}; \theta_3 = \frac{a}{K} \quad 3.9$$

la ecuación 3.8 puede definirse a su vez como

$$\phi^T \theta = V \quad 3.10$$

donde

$$\theta = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \end{bmatrix}$$

es el vector de parámetros reales y

$$\phi = \begin{bmatrix} \ddot{q} \\ \text{sign}(\dot{q}) \\ \dot{q} \end{bmatrix}$$

Sustituyendo la ley de control propuesta en la ecuación 3.10, se tiene que

$$\phi^T \theta = \Phi^T \tilde{\theta} \quad 3.11$$

la cual, si se define el error paramétrico como $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$, toma la siguiente forma

$$\phi^T \theta = \Phi^T (\theta - \tilde{\theta})$$

de donde

$$(\phi - \Phi)^T \theta = -\Phi^T \tilde{\theta} \quad 3.12$$

Si se observa que

$$\phi - \Phi = \begin{bmatrix} -\ddot{q} - K_v \dot{q} - K_p \tilde{q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

entonces es fácil obtener que la ecuación 3.12 se escribe como

$$(\ddot{q} + K_v \dot{q} + K_p \tilde{q}) \theta_1 = \Phi^T \tilde{\theta} \quad 3.13$$

Por otro lado, de la ecuación que define a la variable auxiliar z se tiene que

$$\dot{z} + \lambda z = \ddot{q} + K_v \dot{q} + K_p \tilde{q}$$

por lo que sustituyendo esta expresión en la ecuación 3.13 se obtiene

$$(\dot{z} + \lambda z) \theta_1 = \Phi^T \tilde{\theta}$$

de donde se tiene que

$$\theta_1 \dot{z} = -\lambda z \theta_1 + \Phi^T \tilde{\theta} \quad 3.14$$

Considere ahora la siguiente función cuadrática positiva

$$H = \frac{1}{2} \theta_1 z^2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \quad 3.15$$

y su derivada con respecto al tiempo dada por

$$\dot{H} = \theta_1 z \dot{z} + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}}$$

la cual, si se considera que θ es constante (lo que implica que $\dot{\tilde{\theta}} = -\dot{\hat{\theta}}$), toma la forma, después de sustituir la ecuación 3.14, dada por

$$\dot{H} = -\lambda \theta_1 z^2 + z \Phi^T \tilde{\theta} - \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}}$$

que se reduce a

$$\dot{H} = -\lambda \theta_1 z^2 \tag{3.16}$$

después de sustituir la ley de adaptación propuesta en el enunciado del resultado.

Algunas conclusiones pueden ser obtenidas en este momento. Por un lado se sabe (ver ecuación 3.15) que H es positiva, lo cual implica que esta acotada por abajo por cero. Por otro lado, de la ecuación 3.16 se tiene que la derivada de ésta función siempre es menor o igual que cero, ya que tanto λ como θ_1 son positivos. Esto implica que la función H siempre va a ser una función decreciente y por lo tanto también estará acotada por arriba por su valor inicial. Es decir, la función H no puede tender a infinito ni hacia arriba ni hacia abajo, por lo que se puede concluir que esta acotada. Equivalentemente usando la definición dada antes que el resultado, se puede decir que

$$H \in L_\infty$$

Ya que se ha demostrado que H está acotada, entonces se puede afirmar que sus argumentos también lo están, es decir se puede afirmar que

$$z \in L_\infty \text{ y } \tilde{\theta} \in L_\infty$$

de donde, si se considera que θ está acotado por ser constante, se obtiene que

$$\hat{\theta} \in L_\infty$$

esto es, los parámetros estimados están acotados.

Considere ahora la Integral de la ecuación 3.16 dada por

$$H(t) - H(0) = -\lambda \theta_1 \int_0^t z^2 dt \quad 3.17$$

Como se demostró antes que el lado izquierdo de ésta expresión está acotado, entonces el lado derecho también deberá estarlo, es decir se puede afirmar que

$$-\lambda \theta_1 \int_0^t z^2 dt < \infty \quad 3.18$$

y como tanto λ como θ_1 son constantes, se puede concluir que

$$\int_0^t z^2 dt < \infty \quad 3.19$$

por lo que, nuevamente de la definición dada antes del resultado, se concluye que

$$z \in L_2$$

con lo que se tiene que

$$z \in L_2 \cap L_\infty$$

es decir, z pertenece tanto a L_2 como a L_∞ .

Finalmente, note que la expresión para la variable auxiliar z dada por

$$z = \frac{1}{p + \lambda} (\ddot{q} + K_v \dot{q} + K_p \tilde{q}) \quad 3.20$$

puede escribirse como

$$\tilde{q} = \frac{p + \lambda}{p^2 + K_v p + K_p} z = G(p)z \quad 3.21$$

con $G(p)$ es una función de transferencia estrictamente propia y estable. Si se define $x_1 = \tilde{q}$ y $x_2 = \dot{\tilde{q}}$ entonces una representación en el espacio de estados del sistema es

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -K_p & -K_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} z \quad 3.22$$

$$q(p) = [\lambda \quad 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad 3.23$$

de donde, dado que el sistema es estable, si

$$z \in L_2 \cap L_\infty$$

entonces

$$x_1 \in L_2 \cap L_\infty$$

$$x_2 \in L_2 \cap L_\infty$$

que es equivalente a afirmar que $\tilde{q} \in L_2 \cap L_\infty$ y $\dot{\tilde{q}} \in L_2 \cap L_\infty$, por lo que aplicando directamente el lema de Barbalat y considerando que

$$\tilde{q}(t), \dot{\tilde{q}}(t) \in L_\infty$$

$$\tilde{q}(t) \in L_2$$

se tiene que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{q}(t) = 0$$

con lo que se prueba la primera parte del resultado.

Para demostrar la segunda parte, considere nuevamente la expresión que define a la variable auxiliar z . En ella se sabe que la salida z de la función de transferencia $\frac{1}{p+\lambda}$ es acotada, por lo que su entrada dada por $\ddot{\tilde{q}} + K_v \dot{\tilde{q}} + K_p \tilde{q}$ también debe ser acotada. Por otro lado se ha demostrado que $\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}$ son acotadas, por lo que se puede concluir que $\ddot{\tilde{q}}$ también es acotada, entonces nuevamente de la aplicación del lema de Barbalat y considerando que

$$\tilde{q}, \dot{\tilde{q}} \in L_\infty$$

$$\ddot{\tilde{q}} \in L_2$$

se obtiene que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \ddot{q} = 0$$

lo que demuestra completamente el resultado enunciado, ya que las variables internas z y $\hat{\theta}$ se han demostrado acotadas.

En relación al resultado presentado las siguientes consideraciones son importantes:

i. Note que no se garantiza que $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\theta} = \theta$, esto es, no se puede asegurar que los parámetros estimados convergen a los reales. Sin embargo, esto no establece ningún problema ya que lo único que se requiere para garantizar estabilidad interna es que los parámetros estimados permanezcan acotados, lo cual si se garantiza en la prueba del resultado.

ii. Para evitar el problema de medición de aceleración, necesaria en la definición de la variable auxiliar z

$$z = \frac{p}{p+\lambda} \dot{\hat{q}} + \frac{1}{p+\lambda} (K_v \dot{\hat{q}} + K_p \hat{q}) = z_1 + z_2 \quad 3.24$$

donde a su vez la variable z_1 se puede expresar como

$$z_1 = \frac{p}{p+\lambda} \dot{\hat{q}} = \left(1 - \frac{\lambda}{p+\lambda}\right) \dot{\hat{q}} = \dot{\hat{q}} - \frac{\lambda}{p+\lambda} \dot{\hat{q}} = \dot{\hat{q}} - z_{11} \quad 3.25$$

con z_{11} definida a partir de la ecuación diferencial

$$z_{11} = \frac{\lambda}{p+\lambda} \dot{\hat{q}} \Rightarrow \dot{z}_{11} = -\lambda z_{11} + \lambda \dot{\hat{q}} \quad 3.26$$

Por otro lado, la variable z_2 se obtiene de la ecuación diferencial

$$z_2 = \frac{1}{p+\lambda} (K_v \dot{\hat{q}} + K_p \hat{q}) \Rightarrow \dot{z}_2 = -\lambda z_2 + K_v \dot{\hat{q}} + K_p \hat{q} \quad 3.27$$

con lo que se obtiene la misma variable z , con la diferencia de que en esta nueva estructura solo se requiere medición de velocidad y posición angular.

iii. El hecho de presentar la estructura 3.5 para la variable z , es con el fin de simplificar el análisis matemático del controlador. Para fines de implantación se utiliza la estructura equivalente dada por 3.24 a 3.27.

III .3 RESULTADOS DE SIMULACIÓN.

En ésta sección se presentan los resultados de simulación que validan los resultados teóricos presentados en la sección anterior.

El experimento que se realiza es considerar como señal de referencia para la posición del motor, aquella con la que se ilustró la presencia del fenómeno de fricción en el motor, es decir, se considera

$$q_d(t) = 0.1 \text{ sen}(0.2t)$$

Los parámetros del controlador utilizados fueron

$$\lambda = 10$$

$$\gamma = 1$$

$$K_v = 5$$

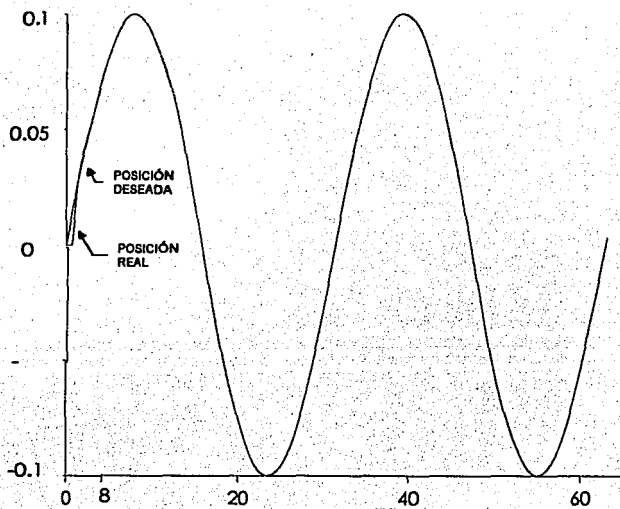
$$K_p = 15$$

los cuales se obtuvieron después de investigar el efecto independiente de cada uno de ellos sobre la respuesta del sistema y finalmente determinar la mejor combinación de ellos.

Las condiciones iniciales tanto de los parámetros estimados como de las variables involucradas en la estructura de z fueron cero. De la misma forma, se supuso que el motor estaba en reposo, por lo que las condiciones iniciales del modelo también fueron cero.

La figura III.1 muestra la posición deseada y la real del motor. Se observa que el objetivo de control se cumple, remarcándose el hecho de que las zonas muertas que el motor presentaba en lazo abierto son completamente

motor es suave, lo que (a pesar de que formalmente no se puede asegurar) nos permite esperar un desempeño aceptable del motor en este sentido.



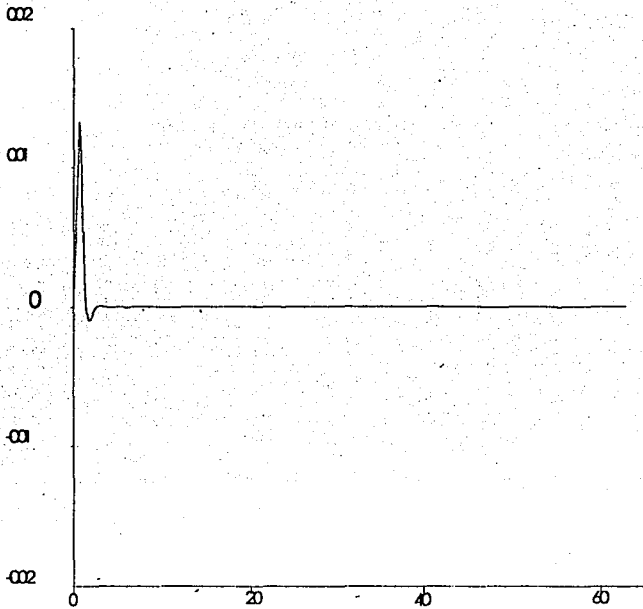


FIGURA III.2. ERROR DE POSICIÓN

Para validar completamente las propiedades del controlador, en la figura III.3 se muestra el error de velocidad (el cual también es igual a cero), mientras que en las figuras III.4 y III.5 se observa la estabilidad interna del sistema en lazo cerrado. Específicamente, la primera de estas dos muestra que los parámetros estimados se mantienen acotados, mientras que el acotamiento de la variable auxiliar z se observa en la segunda.

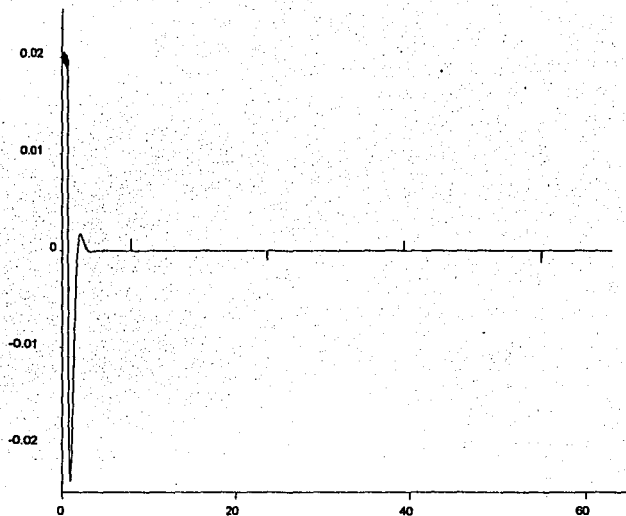


FIGURA III.3 ERROR DE VELOCIDAD.

Por último, la figura III.6 presenta el comportamiento de señal de control aplicada al motor. De ella se desprende el hecho de que la cantidad de energía requerida por el motor para seguir la referencia no sobrepasa los límites impuestos por la circuitería utilizada (± 10 V). Es sin embargo de esperarse, que a medida que se le demande al motor seguir una referencia de mayor amplitud, el valor de la señal de control se incremente llegando eventualmente a problemas de saturación.

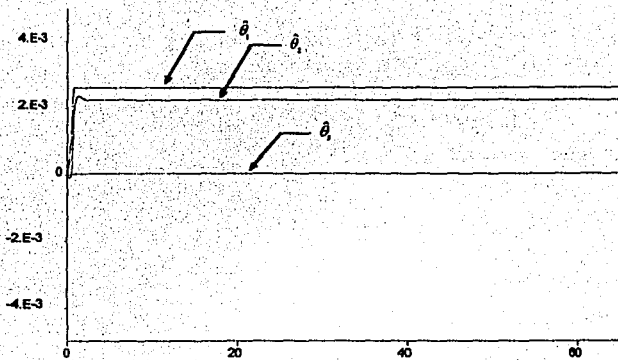


FIGURA III.4. PARÁMETROS ESTIMADOS

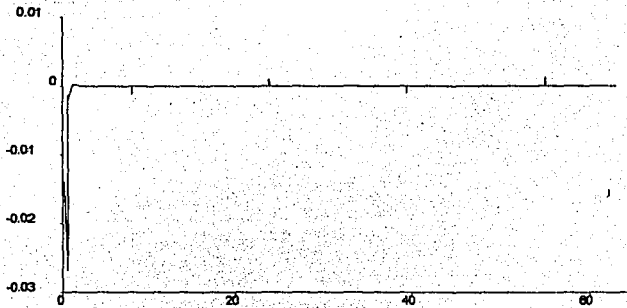


FIGURA III.5. VARIABLE AUXILIAR z

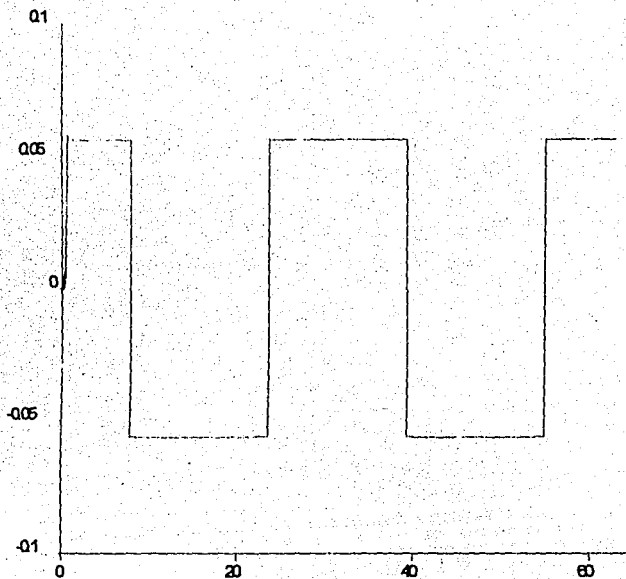


FIGURA III.6. SEÑAL DE CONTROL

REFERENCIAS.

- [1] Slotine, J.J. & Li, W. " Applied Nonlinear Control"
- [2] Spong, M. & Vidyasagar, M. " Robot Dynamics and Control"
- [3] Sastry, S. & Bodson, M. " Adaptive Control"
- [4] Kelly , R. " Control de movimiento de robots manipuladores"

RESULTADOS EXPERIMENTALES

En éste capítulo se presentan los resultados obtenidos de la implantación del controlador presentado en el capítulo anterior. Se presenta primero el banco de experimentos utilizado, describiendo uno a uno sus componentes, para después mostrar las gráficas de las respuestas del motor y de las señales internas involucradas. Finalmente se discuten estos resultados.

El banco de experimentos utilizado para realizar la implantación del controlador se presenta esquemáticamente en la siguiente figura.

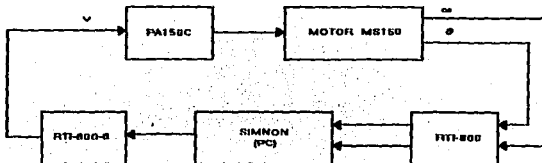


FIGURA IV.0 DIAGRAMA GENERAL

Los elementos que lo componen son un motor de corriente directa (MS150) y su electrónica asociada (PA150C), y una computadora personal (PC) equipada con tarjetas de adquisición y generación de señales (RTI-

800 y RTI-800-8, respectivamente). Las tareas de programación se realizaron utilizando el paquete comercial SIMNON, el cual permite llevar a cabo tareas de control en tiempo real. La forma en que se interconectan estos elementos se muestra en la figura anterior y a continuación se describe brevemente la estructura de cada uno de ellos.

IV.1 BANCO DE EXPERIMENTOS.

IV.1.1 MOTOR FEEDBACK MS150.

El servosistema MS150 de Feedback Instruments Limited tiene una estructura modular[1]. Se hará mención solamente de los módulos que fueron utilizados en el trabajo de tesis que se presenta.

Unidad Motor (MT150F). Consta de tres partes: Un motor serie de C.D., el cual cuenta con un eje extendido sobre el que se puede fijar un disco de aluminio o un disco de inercia, lo que permite simular cambios en la carga. Un tacogenerador, el cual está integrado al motor, realiza tareas de medición de la velocidad angular con una relación 3V por cada 1000 r.p.m., y un eje de baja velocidad (acoplado al eje del motor vía un tren de engranes con relación de reducción de 30:1) que se acopla a un potenciómetro (descrito adelante).

Servoamplificador (SA150D). Tiene como función operar al motor. Puede ser conectado para tener un control por campo o por armadura. Cuenta con un circuito de protección que limita la corriente de salida y posee dos entradas para controlar el motor, una por cada bobina de campo, que son las que determinan el sentido de giro del motor.

Preamplificador (PA150C). Suministra las señales para excitar el servoamplificador. Consta de una entrada (E1) y dos salidas (S1, S2), y su función

principal es la de capacitar al motor para trabajar en los dos sentidos de giro posible. Su funcionamiento es como sigue: Una señal positiva aplicada a E1 hace que la salida S1 se haga positiva, y la otra S2 sea prácticamente cero. Una entrada negativa en E1 produce la salida S2 sea positiva con S1 cero. El voltaje en S1 y S2 es proporcional a la magnitud del voltaje en E1. La ganancia de éste preamplificador es de 25.

Potenciómetro de salida (OP150K). Es un potenciómetro rotatorio, no tiene topes mecánicos. Se conecta al eje de baja velocidad del motor por simple presión. Si las partes extremas del potenciómetro son alimentados por alguna fuente de voltaje, entonces el voltaje medido en el cursor del potenciómetro puede ser utilizado para sensar la posición del motor bajo la relación $0.6 \text{ V} / 3.1415 \text{ rad}$.

Unidad de Carga (LU150L). Este dispositivo es un imán cuya estructura mecánica es tal que sus polos pueden colocarse en los lados del disco de aluminio mencionado en la descripción de la unidad MT150F. Al variar la posición de los polos del imán, es posible generar, vía el campo magnético aplicado sobre el disco, diferentes cargas al motor. En el eje del motor puede montarse un disco de aluminio y al girar entre los polos del imán de la unidad de carga se tiende a frenar al disco. La magnitud del frenado pueden controlarse por la posición del imán.

IV.1.2 TARJETA DE ENTRADA ANALÓGICA RTI-800.

La tarjeta multifuncional de entrada/salida analógico/digital RTI-800 es el modulo con el cual se llevan a cabo tareas de adquisición de datos. Es fabricado por ANALOG DEVICES [2] y se conecta en una de las ranuras de expansión de una computadora personal.

La RTI-800 puede realizar la medición de 16 canales de señal analógicos de una entrada-una salida, 16 canales pseudo diferenciales, 8 canales de entrada diferencial a través de un convertidor analógico-digital de 12 bits, que puede ser configurado para recibir señales de voltaje en los siguientes rangos 0 a 10, ± 5 , ± 10 . La elección del tipo de señal es a través de interruptores en la tarjeta. La velocidad de conversión es de 25 μ s y la ganancia utilizada en ésta puede ser también seleccionada. En este trabajo se utilizó una ganancia unitaria. Con lo cual la resolución del convertidor es de 4.88 mV.

La tarjeta está equipada con un circuito analógico de entrada, el cual permite una alta velocidad en la adquisición de datos de uno o varios canales. Para esto, se realiza acceso directo a la memoria comandado por circuito interruptor de la tarjeta. Se energiza con 5 volts suministrados por el bus de la computadora y un convertidor cd-cd, también localizado en la tarjeta, que transforma los 5 volts en una señal de ± 15 volts baja en ruido. Las conexiones de señales analógicas de entrada a la tarjeta se realizan a través del panel AC1585-1 que se une a la RTI-800 mediante un conector macho de 50 terminales que se encuentra en la misma. El panel tiene dos hileras de terminales de tornillos estándar de cabeza plana en donde se hacen las uniones a las aplicaciones.

IV.1.3 TARJETA DE SALIDA ANALÓGICA RTI-802-8

Para llevar a cabo tareas de generación de señales a partir de la computadora personal se utiliza la tarjeta RTI-802-8 fabricada por ANALOG DEVICES [3], la cual posee ocho canales independientes de salida analógica de voltaje cuyo rango de salida es de ± 10 V. Cada canal tiene

un convertidor digital analógico de 12 bits, con un tiempo de conversión de 20 μ s y una resolución de 4.88 mV para las señales bipolares. Se alimenta con voltajes de 5 Volts provenientes del bus de la computadora.

Las conexiones a la tarjeta se realizan vía el panel AC1585-2 que se une a la RTI-802-8 a través de un conector macho de 26 terminales que se encuentra en la tarjeta. El panel es usado para conectar las señales analógicas de salida. Posee dos hileras de tornillos estándar de cabeza plana para lograr una conexión directa con las aplicaciones.

IV.1.4 COMPUTADORA PERSONAL.

La computadora personal utilizada para realizar las tareas de adquisición, procesamiento y generación de señales tiene las siguientes características:

- Versión BIOS 48612 80486 66V1.2 V1.2
- Categoría BIOS IBM PC/AT
- Procesador 486DX
- Coprocesador matemático, el cual es necesario para poder usar SIMON

IV.1.5 SIMNON CON CAPACIDAD DE USO EN TIEMPO REAL.

SIMNON (SIMulation of NON linear equations) es un paquete de programación diseñado para ejecutarse en computadoras personales orientado a resolver ecuaciones diferenciales y en diferencias ordinarias por lo que es posible simular sistemas dinámicos cuyo comportamiento está caracterizado por este tipo de ecuaciones. En su versión con capacidad para trabajar en tiempo real, permite entradas y salidas analógicas y digitales, habilitándolo para realizar adquisición de datos, controlar e

Instrumentar procesos o bien emular procesos físicos. Este paquete de programación tiene una estructura interactiva, lo que ayuda al usuario ya que, a través de comandos, los valores de parámetros, las condiciones iniciales y la descripción del sistema pueden modificarse fácilmente.

Dado el tipo de ecuaciones que SIMNON es capaz de resolver, es posible implantar tanto controladores digitales puros así como aproximaciones de continuos. En el trabajo que se presenta, el controlador fue programado utilizando su estructura original continua, por lo que a continuación se presentan los elementos principales de programación de este tipo de sistemas (para más detalles ver [4]).

La forma genérica de la descripción de un sistema continuo es la siguiente,

```
CONTINUOUS SYSTEM <Nombre del archivo>
" Los comentarios se hacen anteponiendo (") a los mismos } Encabezado

STATE < Estados del sistema >
DER <Derivadas de los estados> } Declaraciones
TIME <Identificador >

calculo de variables auxiliares
calculo de derivadas
asignación de parámetros
asignación de condiciones iniciales } Cuerpo del programa
```

La descripción del programa empieza con el encabezado. En el se declara que el sistema a considerar es de tipo continuo por la instrucción CONTINUOUS SYSTEM, seguido el identificador del programa. El identificador es una palabra de a lo más siete caracteres.

El contenido del programa se divide en dos partes: Las declaraciones y el cuerpo del programa. En la primera las variables de

estado y sus derivadas se declaran utilizando las instrucciones STATE y DER, respectivamente, seguidas de la lista de aquellas variables correspondientes. La variable del tiempo se puede declarar con la instrucción con TIME seguida del identificador correspondiente. En el cuerpo del programa se especifica la estructura de las ecuaciones diferenciales de variables de estado y los parámetros involucrados. Se pueden también usar variables auxiliares cuya estructura no es la de una ecuación diferencial, lo que permite asignar, por ejemplo, valores a los parámetros del sistema.

Las funciones de tiempo real tiene una sintaxis semejante a las funciones ordinarias de la librería. Se dividen en tres grupos,

* ADIN, se encarga de la lectura de los canales de entrada. Sintaxis:

ADIN(<canal>,<tiempo>)

* DAOUT, escribe a un canal de salida analógico. Sintaxis:

DAOUT(<canal>,<expresión>)

*SDAOUT, escribe valores de seguridad a los canales de entrada y salida analógicos cuando la simulación termina. Sintaxis:

SDAOUT(<canal>,<expresión>)

Estas instrucciones se localizan en el cuerpo del programa.

En relación al período de muestreo, para el caso continuo, el intervalo de muestreo será proporcionado mediante la variable <incremento de tiempo> del comando que inicia la tarea de control. Un sistema declarado como continuo será capaz de ejecutarse si el período de muestreo es uniforme. De ser requerido un muestreo irregular, entonces deberá declararse el sistema como discreto.

IV.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES.

Esta sección establece la parte principal del trabajo de tesis que se presenta. En ella se muestran los resultados experimentales obtenidos de la implantación del esquema de control estudiado en el capítulo anterior, haciendo uso del banco de experimentos descrito en la sección primera de éste capítulo.

El experimento realizado fue el mismo con el que se validó, vía simulación digital, la utilidad del esquema de control, es decir, se considero con una señal de referencia para la posición del motor dada por

$$q_d(t) = 0.1 \text{sen}(0.2t)$$

con condiciones iniciales iguales a cero tanto para el motor como para los valores estimados de los parámetros. Esto es, el motor estaba en reposo al inicio de cada experimento y se supuso un desconocimiento total acerca del valor real de los parámetros del mismo.

Con fines de comparación, este mismo experimento fue realizado considerando un esquema de control del tipo proporcional-derivativo. Adicionalmente, variaciones en la carga del motor fueron consideradas con el objetivo de remarcar la adaptabilidad del controlador frente a cambios en los parámetros.

En relación al primer experimento, la figura IV.1 muestra el comportamiento en el tiempo, tanto de la posición real del motor como de su referencia. Los valores del controlador fueron:

$$K_p = 15$$

$$K_v = 5$$

$$\lambda = 10$$

$$\gamma = 1$$

En esta figura se puede observar como efectivamente el objetivo de control se satisface, ya que el motor logra seguir la referencia establecida. La figura IV.2 confirma este hecho mostrando que la magnitud del error de posición después del transitorio es menor a 0.05 volts.

en este momento es conveniente aclarar algunos puntos relacionados al resultado obtenido. Si bien es cierto que el objetivo de control se satisface, no se puede dejar de notar la distorsión que presenta la posición real del motor en relación a la referencia. Sin embargo, esto se puede explicar si se considera que: Primero, la referencia especificada es de una amplitud muy pequeña (0.1 V.), y segundo, la resolución del convertidor D/A es de 4.88 mV. Si a esto se adiciona el hecho de que intrínsecos a la estructura de los sensores existe un nivel de ruido en las señales, entonces podemos concluir que los efectos observados no son generados por el esquema de control en sí, si no por la circuitería utilizada, hecho que por supuesto no resulta sorprendente.

Para finalizar el análisis de este experimento, la figura IV.3 muestra el comportamiento en el tiempo del error de velocidad, el cual tiene una magnitud menor a 0.05 volts, mientras que las figuras IV.4 y IV.5 evidencian la estabilidad interna del sistema, ya que tanto los parámetros estimados (figura IV.4) como la variable auxiliar z (figura IV.5) permanecen acotadas. Finalmente, la figura IV.6 muestra la señal de control aplicada al motor. En ella se puede observar que para este experimento la energía requerida no al sistema, es decir, no hay saturaciones.

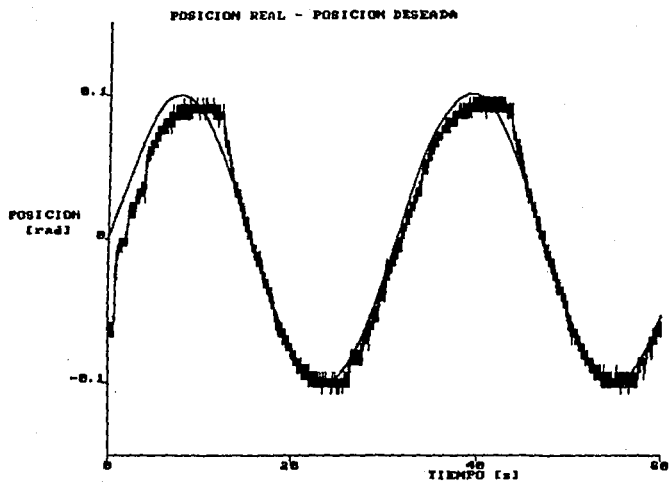


FIGURA IV.1 POSICIÓN REAL - POSICIÓN DE REFERENCIA.

TESIS SIN PAGINACION

COMPLETA LA INFORMACION

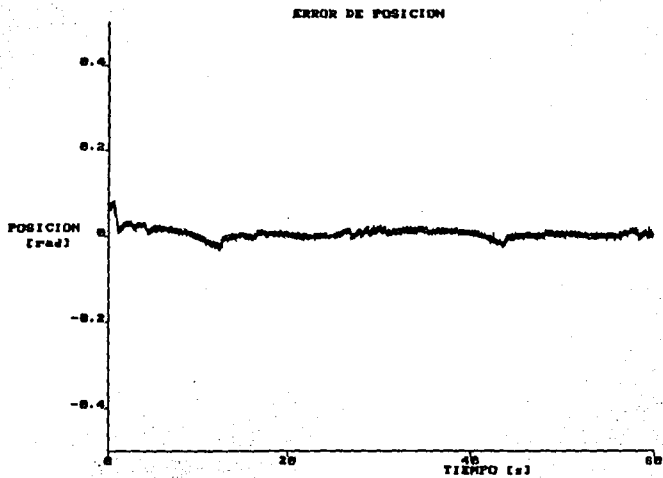


FIGURA IV.2 ERROR DE POSICIÓN .

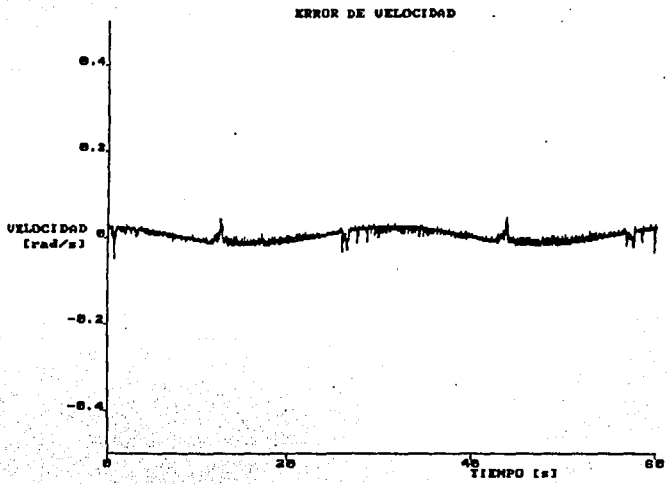


FIGURA IV.3 ERROR DE VELOCIDAD .

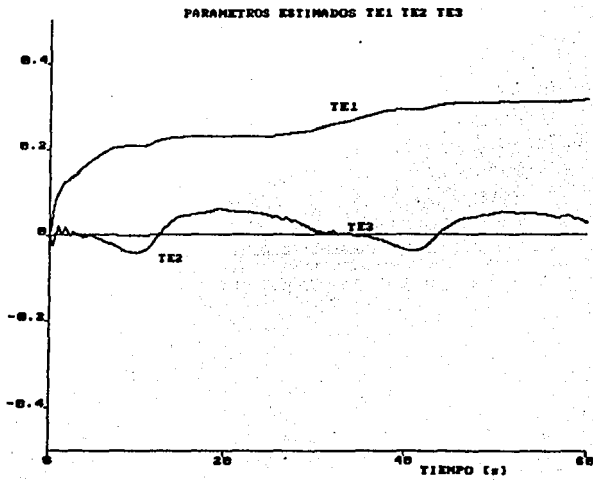


FIGURA IV.4 PARÁMETROS ESTIMADOS $\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \hat{\theta}_3$

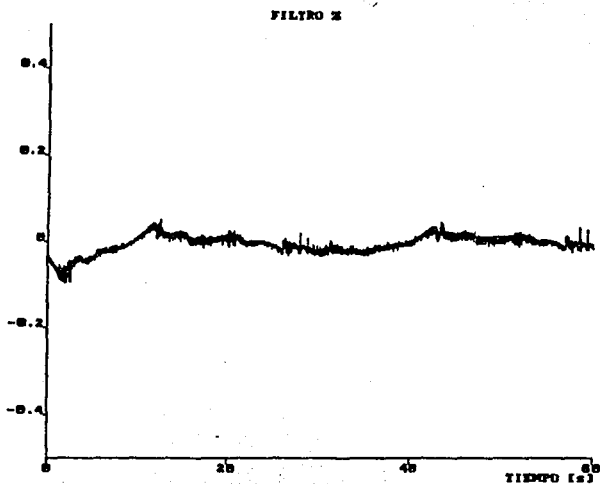


FIGURA IV.5 VARIABLE AUXILIAR Z.

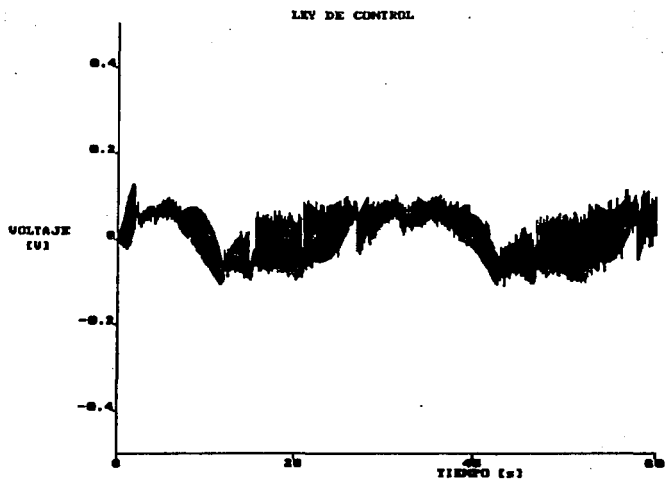


FIGURA IV.6 SEÑAL DE CONTROL

La figura IV.7 muestra como, considerando esta nueva señal de referencia, el desempeño del control es bastante aceptable, tomando en cuenta las condiciones inicialmente especificadas. El error de posición, mostrado en la figura IV.8 sigue siendo menor a 0.05 volts, con lo que se puede concluir que el objetivo de control se satisface. En este caso, el error de velocidad (ver figura IV.9) tiene una magnitud máxima de 0.2 volts, resultado que se conjetura, se debe a la presencia de ruido en el sensor de esta variable. Nuevas investigaciones se están realizando para aclarar este hecho. Las figuras IV.10 a IV.12 muestran el comportamiento de los parámetros estimados, mientras que la figura IV.13 presenta el de la variable auxiliar z . de estas, se puede verificar la estabilidad interna del sistema.

Finalmente la figura IV.14 muestra el comportamiento en el tiempo de la señal de control aplicada al motor. En este caso la magnitud de esta variable fue de 0.2 volts, por lo que, si se considera que un aumento de 10 veces en la amplitud de la señal de referencia ocasiona un aumento de 2 veces en la magnitud de la señal de control (ver figura IV.6), se puede pronosticar un buen desempeño del controlador en relación a posibles saturaciones.

Con el fin de comparar el desempeño del controlador adaptable en relación al desempeño de controladores diseñados considerando un modelo lineal para el motor de C.D., la figura IV.15 muestra la respuesta obtenida al controlar el motor con un controlador proporcional derivativo. En ella se observa como en regiones cercanas a condiciones de velocidad cero (puntos extremos en la gráfica de posición) el desempeño del sistema se deteriora considerablemente, lo cual no sucede con el control adaptable. Considerando la sintonización exhaustiva que se realizó para

este esquema de control y el hecho de que las condiciones iniciales utilizadas en este caso fueron las mismas que para el caso adaptable, se puede afirmar que para este tipo de referencia el control adaptable es superior al controlador proporcional-derivativo, en lo relacionado a la satisfacción del objetivo de control. Cabe mencionar sin embargo, que en lo relativo a la señal de control aplicada al motor, el controlador proporcional derivativo presenta una ligera ventaja sobre el adaptable al requerir una señal mucho más limpia de cambios bruscos, como se puede observar en la figura IV. 16.

Otro aspecto que se considera en el estudio del controlador adaptable implantado, fue la capacidad que presenta para satisfacer el objetivo de control frente a cambios en los parámetros del motor, es decir, su adaptabilidad frente a cambios en la estructura del sistema. En este sentido, el experimento que se llevo a cabo fue el de considerar inicialmente al motor sin carga y súbitamente aplicar una, para posteriormente dejar nuevamente libre de carga al sistema.

La figura IV.17 muestra la señal de referencia, la posición real del motor y la señal de control aplicada para este caso. La perturbación se aplica a los 10 segundos de iniciado el experimento y se libera nuevamente al sistema de carga a los 30 segundos. Los parámetros del control utilizados fueron los mismos que en los experimentos anteriores. Note que, como se esperaba, el sistema requiere una señal de control más grande cuando la perturbación esta presente, sin embargo, a pesar de la presencia de ésta, el objetivo de control se sigue satisfaciendo sin cambios notables en la respuesta del sistema.

TESIS SIN PAGINACION

COMPLETA LA INFORMACION

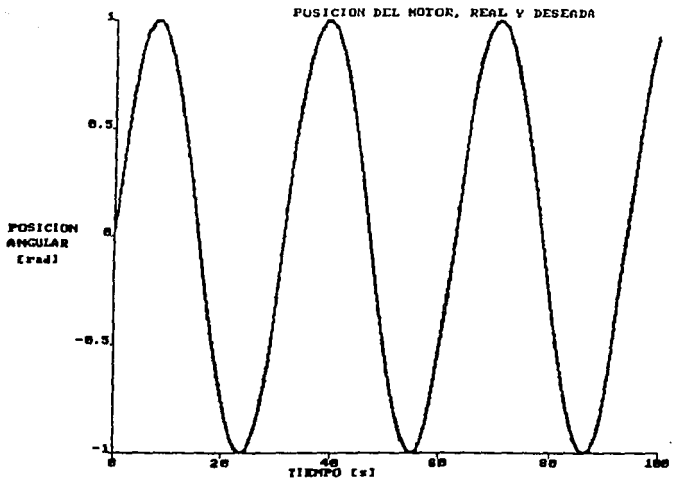


FIGURA IV.7 SEÑAL DE POSICIÓN REAL Y DESEADA

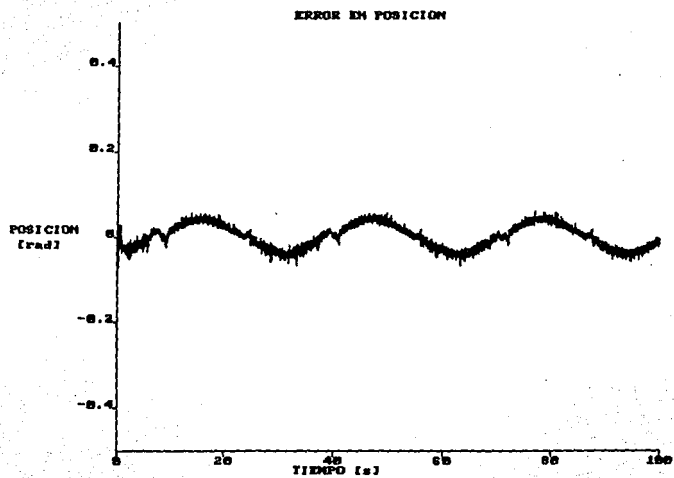


FIGURA IV.8 ERROR DE POSICIÓN

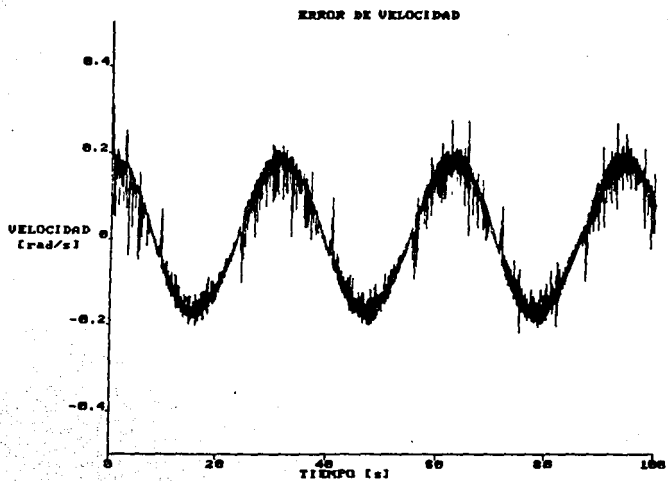


FIGURA IV.9 ERROR DE VELOCIDAD

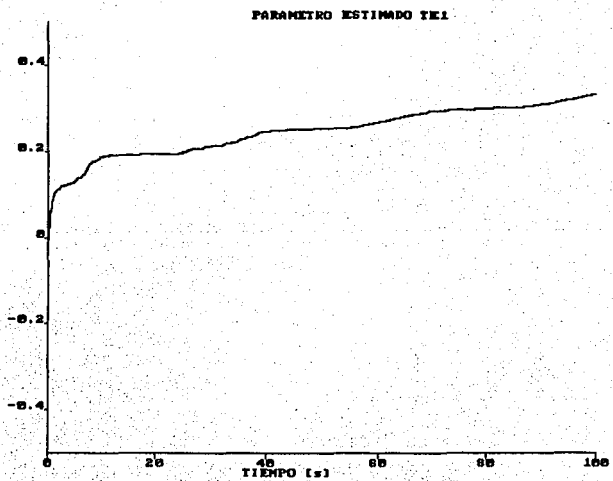


FIGURA IV.10 PARÁMETRO ESTIMADO $\hat{\theta}_1$

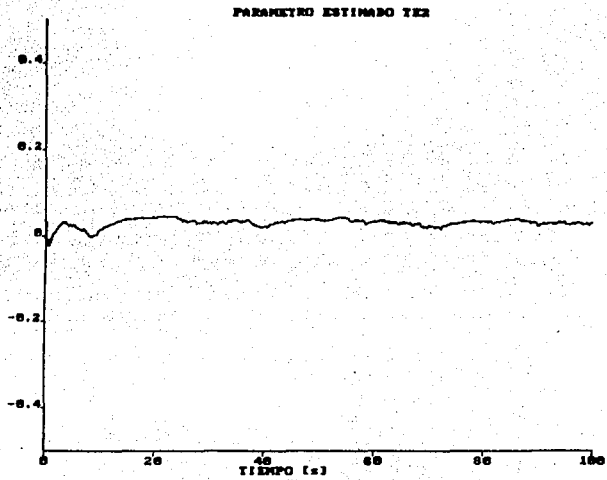


FIGURA IV.11 PARÁMETRO ESTIMADO $\hat{\theta}_2$

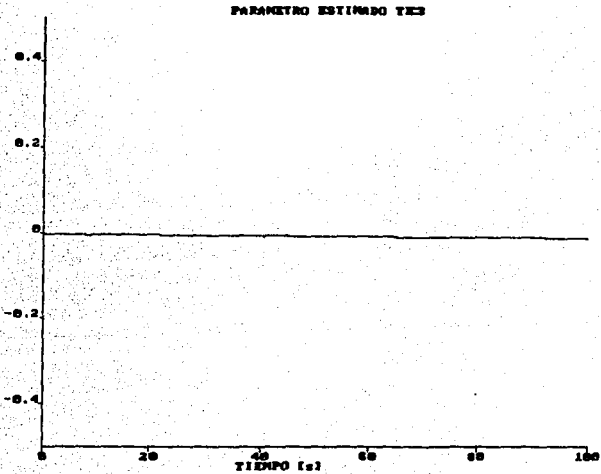


FIGURA IV.12 PARÁMETRO ESTIMADO $\hat{\theta}_1$

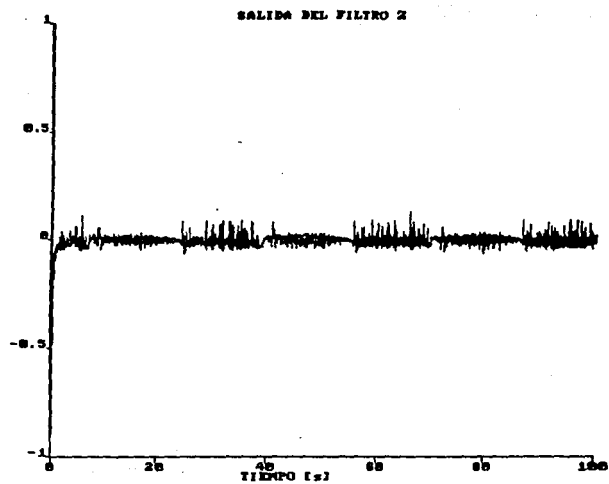


FIGURA IV.13 VARIABLE AUXILIAR Z.

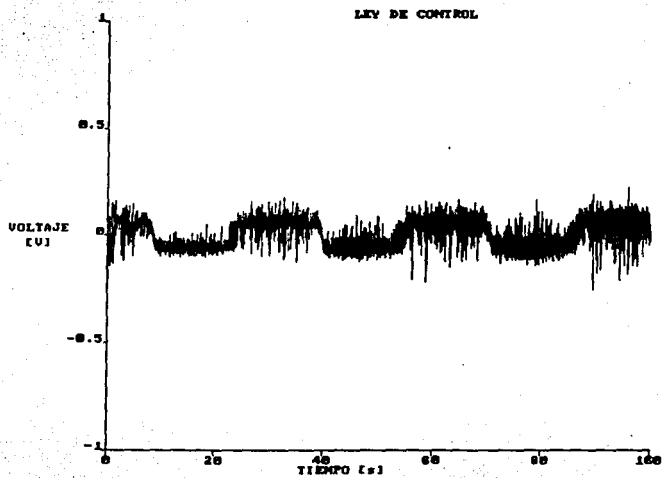


FIGURA IV.14 SEÑAL DE LA LEY CONTROL

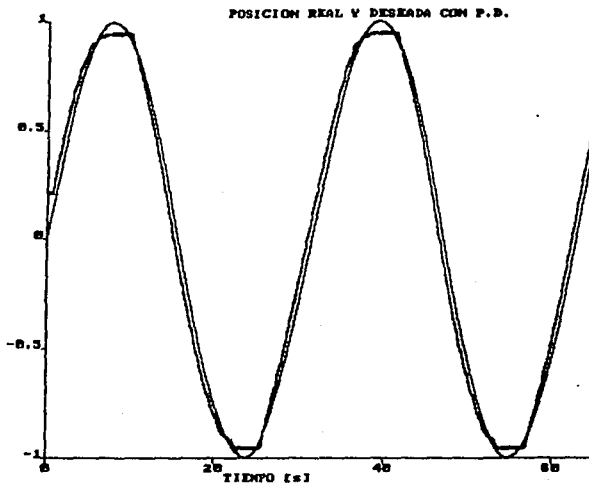


FIGURA IV.15 POSICIÓN REAL Y DESEADA CON EL P.D.

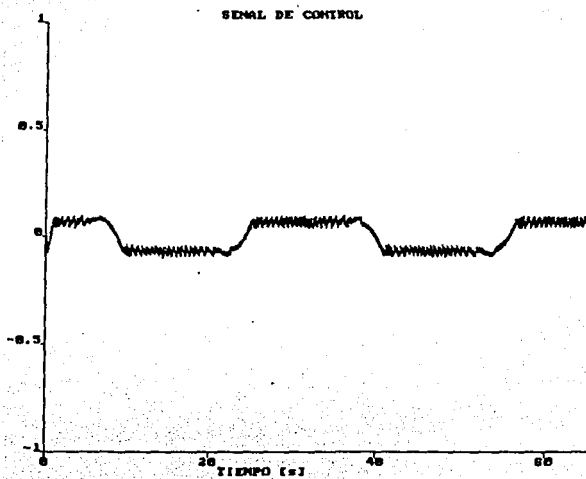


FIGURA IV.16 SEÑAL DE CONTROL.

Para complementar el estudio comparativo, este experimento con presencia de perturbación también fue realizado utilizando el controlador proporcional derivativo presentado antes. Las condiciones fueron las mismas que para el caso adaptable y el resultado es el que se muestra en la figura IV.18, donde aparecen la referencia, la posición real del motor y la señal de control aplicada. Note como al igual que en el caso adaptable, en presencia de la perturbación la señal de control aumenta en magnitud, sin embargo, para este caso el desempeño se deteriora considerablemente al no poder seguir la señal de referencia de la misma forma que en ausencia de perturbaciones.

Con esto se confirma la superioridad en este tipo de experimentos del esquema adaptable sobre el convencional proporcional-derivativo.

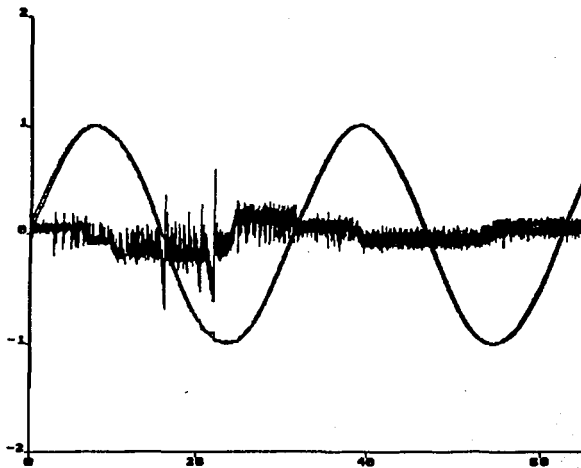


FIGURA IV.17 POSICIÓN DESEADA, POSICIÓN REAL Y SEÑAL DE CONTROL, BAJO UNA PERTURBACIÓN.

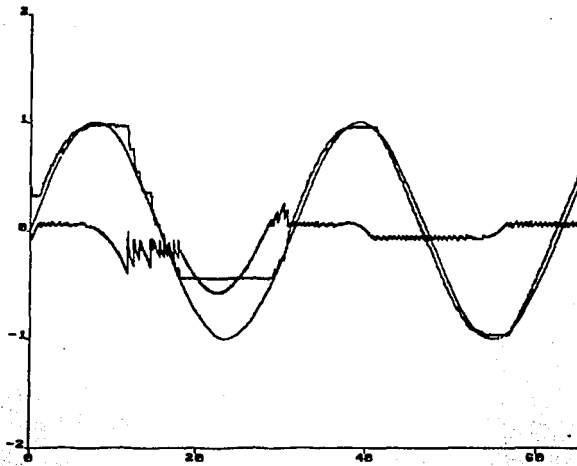


FIGURA IV.18 SEÑAL DE REFERENCIA, POSICIÓN REAL Y SEÑAL DE CONTROL BAJO UNA PERTURBACIÓN.

IV.3 DISCUSIÓN

Aunque es evidente el mejor desempeño por parte del controlador adaptable en relación al del controlador proporcional derivativo, existen algunos puntos que deben ser considerados.

Existen algunas diferencias para algunas variables del esquema en relación a su comportamiento obtenido y el que se esperaba para ellas. Por ejemplo, el error de velocidad es significativamente más grande que el error de posición, aún cuando en teoría se garantiza que ambos tienden a cero. En este sentido se conjetura que el nivel de ruido involucrado en el sensado de esta variable hace que este error no pueda converger a cero. Esto se reafirma si se considera que al aumentar el parámetro K_v del controlador el sistema fácilmente alcanza los límites de saturación, lo que invita a pensar en una posible amplificación de ruido. Otro caso es el parámetro estimado $\hat{\theta}_1$ el cual muestra una tendencia a crecer. En este sentido se han realizado experimentos de una duración mucho más grande y el parámetro no ha producido efectos de inestabilidad, sin embargo es conveniente realizar un análisis más profundo al respecto.

Las señales de control aplicadas, en general muestran un alto contenido de cambios bruscos, aunque en el caso del control proporcional derivativo es menor. Es necesario establecer claramente si esto es producto de la naturaleza discontinua del controlador (existe una función signo involucrada) o se debe también al alto contenido de ruido en las señales medidas. Adicionalmente, sería conveniente verificar si la magnitud del error obtenido se debe a las limitaciones de la circuitería utilizada, como se conjetura, o a estos cambios bruscos en la señal de control.

Finalmente, es conveniente aclarar que la naturaleza de las perturbaciones aplicadas fue únicamente inercial. Un estudio posterior debería involucrar el considerar tipos de cargas más complejos.

REFERENCIAS

- [1] FEEDBACK INSTRUMENTS LTD. "Modular Servo System MS150" (Book 1-3)
- [2] ANALOG DEVICES, "RTI-800/815, User's Manual"
- [3] ANALOG DEVICES, "RTI-800/808, User's Manual"
- [4] ELMQVIST, H. , ET AL. "Simnon User's Guide for MS-DOS Computers, Version 3.2"

CONCLUSIONES.

En este trabajo se implantó un controlador adaptable que compensa el fenómeno de fricción en un motor de corriente directa controlado por la armadura.

Los resultados particulares que se obtuvieron son:

1. Se evidenció la existencia del fenómeno de fricción en el comportamiento real del motor de C.D. Se comprobó que su presencia se acentúa a medida que este dispositivo opera a bajas velocidades.

2. Se validó el modelo propuesto para caracterizar matemáticamente el comportamiento del motor de C.D. considerando la presencia de fuerzas de fricción.

3. Se comprobó experimentalmente la eficacia del esquema de control para compensar el fenómeno de fricción aún cuando la operación fuera a muy bajas velocidades. En este caso se obtuvo de una manera circunstancial un método para hacer evidente las limitaciones de la circuitería electrónica utilizada para la realización del experimento.

4. Se demostró que para operaciones en las cuales las limitaciones de la circuitería involucrada no son considerables, el esquema de control produjo desempeños muy aceptables considerando que partía, para su operación, de un desconocimiento completo del valor de los parámetros del sistema.

5. En todos los experimentos realizados, se comprobó que efectivamente el esquema de control es internamente estable.

6. En un plano comparativo, el esquema adaptable seleccionado presentó un mejor comportamiento que el controlador convencional proporcional derivativo. Tanto en el caso de operación sin carga como en el caso de rechazo a perturbaciones, el desempeño mostrado por el primero fué superior al segundo, siendo esto de manera muy notoria cuando se consideró la presencia de una perturbación en la carga.

A pesar de los resultados satisfactorios obtenidos, existen algunos puntos que requieren de un estudio adicional al que se presenta en este trabajo. Estos son:

1.- Realizar un estudio profundo acerca del efecto de las limitaciones del equipo utilizado (ruido en los sensores, período de muestreo, resolución de los convertidores, etc.) sobre el desempeño del controlador, para establecer a su vez las limitaciones prácticas de este.

2.- Realizar experimentos considerando cargas no lineales en adición a los presentados en donde únicamente se consideraron cargas lineales.

3.- Establecer claramente las razones por las cuales existe discrepancia para algunas variables entre el comportamiento esperado y el obtenido, en específico para el parámetro estimado $\hat{\theta}_1$ y la velocidad angular.

En esta sección se muestran los programas utilizados a lo largo de esta tesis, considerando siempre la sintaxis de programación que requiere SIMNON.

En el primer listado se muestra el programa para la simulación del modelo no lineal del motor que se presenta en el capítulo II.

El segundo listado, es para obtener la estimación de la aceleración angular mediante el filtro del motor y así poder encontrar la característica de fricción. se le dan valores de 10 y 20 al parámetro λ .

El tercer listado, es empleado para la obtención experimental de la característica de fricción del motor.

El cuarto listado, presenta la simulación fuera de línea del controlador adaptable propuesto.

El quinto listado es el programa de implantación del controlador adaptable para compensar el fenómeno de fricción en el motor de C.D.

El último listado muestra la implantación del controlador proporcional derivativo aplicado al motor.

TESIS SIN PAGINACION

COMPLETA LA INFORMACION

CONTINUOUS SYSTEM MOTOR
STATE x1 x2
DER dx1 dx2
TIME t

"SIMULACION DEL MODELO MOTOR

dx1=x2
dx2=(1/J)*(-f+k*v)

"

f=a*x2+b*sign(x2)
v=amp*sin(w*t)

"

a:0.6
b:2.88
J:30E-6
K:50
amp:0.1
w:0.2

"

END

```
CONTINUOUS SYSTEM filtro
STATE x1 x2
DER dx1 dx2
TIME t
"PROGRAMA PARA EL FILTRO UTILIZADO PARA
"OBTENER EXPERIMENTALMENTE LA CARACTERISTICA DE
"FRICCION DEL MOTOR DE C.D.
```

```
dx1=x2
dx2=-lamda*x2+lamda*lamda*ref
x3=lamda*ref
acel=x3-x2
lamda:1
ref=1
w:1
a:1
end
```

```
CONTINUOUS SYSTEM  filsim
STATE z
DER dz
TIME t
```

```
vel=fact1*adin(chanel,t)
safe= sdaout(chans1,safd)
```

```
ref=a*sin(w*t)
ref1=daout(chans1,fact3*ref)
```

```
fe= k*ref-j*ge
qe= lamda*vel-z
dz= -lamda*z+lamda*lamda*vel
```

```
K:50
J:30e-6
lamda:1
chanel:0
chane2:1
chans1:0
safd:0
fact1:10
fact2:1
fact3:.1
a:.1
w:.2
```

```
END
```



```
CONTINUOUS SYSTEM ADAPT
STATE x1 x2 te1 te2 te3 z11 z2
DER dx1 dx2 dte1 dte2 dte3 dz11 dz2
TIME t
```

"SIMULACION FUERA DE LINEA DEL CONTROLADOR ADAPTABLE PROPUESTO

```
"Modelo del motor
dx1=x2
dx2=(1/j)*(-f+k*v)
f=a*x2+ b*sign(x2)
j:30E-6
k:50
a:0.4
b:2.8
```

```
"Ley de control
V1=(ddqd+kv*e2+kp*e1)*te1+te2*sign(x2)+te3*x2
V=IF ABS(V1)>0.6 THEN 15 ELSE K1*V1
qd=amp*sin(w*t)
dqd=amp*w*cos(w*t)
ddqd=-amp*w*w*sin(w*t)
kv:5
K1:25
AMP:1
W:0.2
```

```
"Definición de errores
e2=dqd-x2
kp:20
```

```
e1=qd-x1
dte1=-g*(ddqd+kv*e2+kp*e1)*z
dte2=-g*sign(x2)*z
dte3=-g*x2*z
g:1
"variable auxiliar z
z=-(z1+z2)
z1=e2-z11
dz11=-1*z11+1*e2
dz2=-1*z2+kv*e2+kp*e1
l:10
```

end

CONTINUOUS SYSTEM COMPFRIC
STATE te1 te2 te3 z11 z2
DER dte1 dte2 dte3 dz11 dz2
TIME t

" PROGRAMA DE IMPLANTACION DEL CONTROLADOR ADAPTABLE PARA
" COMPENSAR EL EFECTO DE LA FRICCIÓN EN MOTORES DE C.D.

"Captura de las senales provenientes del tacogenerador y del
"potenciometro de salida del motor

x2=fact1*adin(chanel,t)
x1=fact2*adin(chane2,t)
fact1:10
fact2:10
chanel:0
chane2:1

"Ley de control

v=(ddqd+kv*e2+kp*e1)*te1+te2*sign(x2)+te3*x2
kv:5
kp:20

"Salida de la ley de control calculada por SIMMON

ref=daout(chans1,fact3*v)
safe=sdaout(chans1,0)
fact3:0.1
chans1:0

"Se;al de referencia

qd=a*sin(w*t)
dqd=a*w*cos(w*t)
ddqd=-a*w*w*sin(w*t)
a:1
w:.2

"Definición de los errores

e2=dqd-x2
e1=qd-x1

"Estimación de los par'ámetros

dtel=-g*(ddqd+kv*e2+kp*e1)*z
dte2=-g*sign(x2)*z
dte3=-g*x2*z
g:1

"Filtrado de la se;al de error

z=-(z1+z2)
z1=e2-z11
dz11=-1*z11+1*e2
dz2=-1*z2+kv*e2+kp*e1
l:10

end

CONTINUOUS SYSTEM PDCD
TIME t

"Implantación de un controlador proporcional-derivativo vía
"tarjetas RTI802 y RTI815 y SIMNON

"Captura de la señal del sensor de velocidad del motor de cd
vel=fact1*adin(chane1,t)

"Captura de la señal del sensor de posición del motor de cd
pos=fact2*adin(chane2,t)

"Salida de la señal de control
safe= sdaout(chans1,safd)

"Valor de seguridad utilizado al detenerse la simulación
ref1=daout(chans1, fact3*v)

"Canales de entrada
chane1:0
chane2:1

"Canal de salida
chans1:0

"Valor de seguridad
safd:0

fact1:10
fact2:10
fact3:.1

"Señales de referencia
qd=amp*sin(w*t)
dqd=amp*w*cos(w*t)

"Ley de control
v=kp*e1+kd*e2
e2=dqd-vel
e1=qd-pos

amp:1
w:0.2
kp:1
kd:1

end

BIBLIOGRAFÍA

KELLY MARTÍNEZ, RAFAEL

"Control de movimiento de robots manipuladores"

División de estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería, U.N.A.M.

1989.

ESPINOSA, G. & AMÉSTEGUI, M.

"Obtención Experimental de un modelo de fricción para un motor de C.D."

Primer encuentro estudiantil IEEE Sección México Qro., México, 1988.

SLOTINE, J. J. & LI, W.

" Applied Nonlinear Control"

Prentice Hall, 1991.

ELMQVIST, H., ET AL

"Simnon User's guide for MS-DOS Computers"

SSPA Systems, 1993.

ANALOG DEVICES

RTI-802-8 User's Manual

1992.

ANALOG DEVICES

RTI-800 User's Manual

1992.

GOGOUSSIS, A. & DONATH, M.

"Coulomb Friction Effects on the Dynamics of Bearings and Transmissions In Precision Robot Mechanisms"

IEEE, 1988.

SASTRY, S. & BODSON, M.

"Adaptive Control"

Prentice Hall, 1993.

FEEDBACK INSTRUMENTS LIMITED.

"Modular Servo System, Books 1, 2, 3."

1981.

BEER, F. & JOHNSTON, E. R.

"Mecánica Vectorial para Ingenieros"

McGraw-Hill, 1989.

DORF, R.

"The electrical engineering handbook"

CRC PRESS, 1993.

SPONG, M. & VIDYASAGAR, M.

"Robot Dynamics and Control"

John Wiley & Sons, 1989.