

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA

FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA



**INFORME DE INGENIERIA PARA OPTAR EL TITULO
PROFESIONAL DE INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

**“ESTUDIO PARA UN CONTROLADOR ADAPTATIVO
EMPLEANDO UN OBSERVADOR MODIFICADO”**

JOSE LUIS TONG SALHUANA

PROMOCION 83 II

LIMA - PERU
2000

A mi madre Beatriz, como un pequeño reconocimiento a su esfuerzo y dedicación para hacer de mí un profesional

TABLA DE CONTENIDOS

	<u>Página</u>
PROLOGO	1
CAPITULO 1 INTRODUCCION	3
CAPITULO 2 OBSERVADORES	6
2.1 Introducción al Concepto de los Observadores	6
2.2 Observadores en Tiempo Continuo	7
2.2.1 Ecuación del Observador	7
2.2.2 Error de la Estimación	10
2.2.3 Realimentación de Estados Empleando Observadores	12
2.3 Observadores en Tiempo Discreto	14
2.4 Condición para emplear Observadores en un Sistema	17
2.5 Estimación de Disturbios por medio de Observadores	19

	<u>Página</u>
CAPITULO 3 ESQUEMA DE CONTROL PROPUESTO	23
3.1 Introducción	23
3.2 Disturbio Ficticio	24
3.2.1 Concepto del Disturbio Ficticio	24
3.2.2 Localización del Disturbio Ficticio en un Sistema	25
3.3 El Observador Modificado para Sistemas Desconocidos	27
3.4 Selección del Modelo para el Observador Modificado	29
3.5 Esquema de Control Propuesto	32
3.5.1 Controlador para seguir a un Modelo	32
3.5.2 Aplicación del Controlador para seguir a un Modelo a la Configuración Propuesta	33
 CAPITULO 4 SIMULACION Y RESULTADOS	 37
4.1 Introducción	37
4.2 Diseño para un Sistema de Segundo Orden	37
4.2.1 Modelo en Tiempo Continuo para el Sistema	38
4.2.2 Representación del Modelo en Tiempo Discreto	39
4.2.3 Representación de la Planta	43
4.2.4 El Observador Modificado	44
4.2.5 Criterio para Elegir las Constantes del Observador	45
4.2.6 Controlador Propuesto	47
4.3 Planta Elegida para la Simulación	48
4.4 Resultados de la Simulación	49

Página

4.5	Efecto de la Variación de Parámetros de la Planta en el Sistema	54
4.5.1	Efecto de la Variación de la Ganancia de Alta Frecuencia de la Planta	54
4.5.2	Efecto de la Variación de la Ecuación Característica de la Planta	61
4.5.3	Observaciones sobre la Variación de Parámetros de la Planta en el Sistema	69
CAPITULO 5	CONTROL DE POSICION CON MOTORES DC Y EL ESQUEMA DE CONTROL PROPUESTO	70
5.1	Introducción	70
5.2	Motores DC en el Control de Posición	70
5.3	Problema en el Control de Posición cuando se emplea un Motor DC	73
5.4	Control de Posición con Motores DC empleando los Observadores Convencionales	74
5.4.1	Esquema de Control	74
5.4.2	Problemas con el Esquema de Control	76
5.5	Esquema de Control Propuesto	77

CAPITULO 6	IMPLEMENTACION EN TIEMPO REAL DEL ESQUEMA DE CONTROL PROPUESTO PARA EL CASO DE CONTROL DE POSICION CON UN MOTOR DC	80
6.1	Introducción	80
6.2	Descripción del Motor DC y su Equipo Asociado	81
6.2.1	El Motor DC y su Equipo Asociado	81
6.2.2	Consideraciones Especiales del Motor DC	84
6.3	Descripción del Sistema Sproclab	85
6.4	Diseño del Controlador	87
6.5	Implementación del Controlador empleando el Sistema Sproclab	88
6.5.1	Ecuaciones del Controlador	88
6.5.2	Consideraciones respecto a la Señal de Entrada	89
6.5.3	Consideraciones respecto al Período de Muestreo	89
6.5.4	Ganancias de Compensación para los Convertidores A/D-D/A	90
6.5.5	Diagrama de Bloques	91
6.6	Resultados de la Simulación en Tiempo Real	91
6.6.1	Problema del Ruido en el Sistema	91
6.6.2	Efecto de la Zona Muerta en el Sistema	99
6.7	Respuesta del Controlador a Disturbios por Efecto de la Carga en el Eje del Motor	104

	<u>Página</u>
CONCLUSIONES Y CONTRIBUCIONES	113
BIBLIOGRAFIA	115
APENDICE A	119

PROLOGO

El presente trabajo está dividido en seis capítulos con la finalidad de proporcionar la información previa necesaria, la presentación de la nueva teoría y los resultados obtenidos en la simulación y la implementación para el controlador propuesto.

El Capítulo 1 es la Introducción al presente trabajo.

El Capítulo 2 explica los conceptos del observador y sus usos convencionales en la estimación de estados desconocidos de un sistema. El concepto del observador para la estimación de señales de disturbio es introducido.

El Capítulo 3 muestra el concepto de la señal de disturbio ficticio y el observador modificado para sistemas desconocidos y también presenta el esquema de control propuesto.

El Capítulo 4 muestra el procedimiento de diseño para un sistema de segundo orden y el criterio usado para la selección de parámetros del controlador. Los resultados de simulación prueban la efectividad del esquema de control propuesto y muestran el comportamiento del sistema en situaciones de variación de los parámetros.

El Capítulo 5 muestra el esquema de control propuesto aplicado al caso de control de posición usando un motor DC. Las ventajas respecto a otros esquemas de control se muestran en el caso de carga externa.

El Capítulo 6 muestra el diseño y la implementación en tiempo real del controlador propuesto para el caso de control de posición usando el Sistema SPROC de Star Semiconductors y el sistema MS150 de Feedback Instruments. Las diferencias entre el modelo ideal y el sistema real son analizados.

En la Parte Final se muestran las conclusiones de los resultados obtenidos en este trabajo.

CAPITULO 1

INTRODUCCION

En los últimos años, los sistemas de control adaptativos se han convertido en serio tema de investigación debido a la necesidad de obtener desarrollos que permitan cumplir con las exigencias de alta performance y exactitud. La idea principal de los sistemas de control adaptativos es la de diseñar un controlador que asegure un comportamiento pre-establecido de un sistema, en situaciones en que se presenten parámetros desconocidos o parámetros que varíen con el tiempo.

Los controladores adaptativos más conocidos son: el Controlador Adaptativo con Modelo de Referencia (Model Reference Adaptive Controller: MRAC) y el Controlador Autosintonizado (Self-Tuning Controller: STC). El Controlador MRAC está basado en la definición de un modelo y una ley de adaptación que cambia los coeficientes del controlador con la finalidad de hacer que la diferencia entre la salida del sistema y el modelo, converja a cero. El Controlador STC está basado en la estimación en línea de los parámetros del sistema y de acuerdo con esta estimación, se actualiza los coeficientes del

controlador con la finalidad de realizar un control óptimo.

El presente trabajo propone una aproximación diferente a los sistemas de control adaptativos, el cual está basado en los conceptos de controlador que imita el comportamiento de un modelo y la estimación de una señal de disturbio por un observador. El controlador usa los estados proporcionados por el observador en un lazo de realimentación para hacer que los estados del sistema sigan los estados del modelo, y una señal de disturbio ficticia en una señal de corrección anticipante a fin de cancelarla.

El estudio presenta los conceptos del disturbio ficticio y del observador modificado para analizar plantas con parámetros desconocidos y propone un controlador adaptativo basado en estos conceptos.

Análisis, diseño y simulaciones se han efectuado para demostrar el buen comportamiento del esquema de control propuesto para compensar las diferencias entre un modelo escogido (con el comportamiento deseado) y la planta y para compensar los efectos producidos por la variación de parámetros de la planta.

Se ha analizado la aplicación práctica del esquema de control propuesto para el caso de control de posición con motores DC y se ha efectuado una implementación en tiempo real de dicha aplicación para mostrar el buen

comportamiento del controlador en la cancelación de cargas externas aplicadas en el eje del motor.

CAPITULO 2

OBSERVADORES

2.1 Introducción al Concepto de los Observadores

La teoría de Control Moderna está basada en los conceptos del Análisis en el Espacio de Estados, el cual considera la representación de un sistema por un conjunto de variables de estado y ecuaciones de estado, en lugar de la clásica función de transferencia. Este análisis ha sido más conveniente, no sólo para sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas, sino también para sistemas variables en el tiempo y sistemas digitales.

Cuando se usa el Análisis en el Espacio de Estados para diseñar un controlador para un sistema, los estados del sistema tienen que estar disponibles. Esto se debe a que el controlador es normalmente construido usando una realimentación de todos los estados con la finalidad de realizar una reubicación de los polos del sistema y de esta manera modificar la respuesta en el dominio del tiempo/frecuencia de acuerdo a algunas

especificaciones dadas [11]. En algunos casos, sin embargo, no todos los estados son capaces de ser medidos y entonces es necesario crear una herramienta para estimar esos estados con la información de las entradas/salidas disponibles en el sistema. Con este propósito los observadores han sido creados, ya sea empleando componentes electrónicos (hardware) o empleando microprocesadores en las aplicaciones digitales.

2.2 Observadores en Tiempo Continuo

2.2.1 Ecuación del Observador

El concepto del observador empieza con la idea de que los parámetros del sistema son conocidos y que el sistema puede ser representado por las ecuaciones de estado:

$$\dot{X}(t) = A X(t) + B U(t) \quad (2-1)$$

$$Y(t) = C X(t) \quad (2-2)$$

Es razonable estimar los estados del sistema usando las mismas matrices A y B para hacer la estimación, según la ecuación :

$$\hat{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{A} \hat{\mathbf{X}}(t) + \mathbf{B} \mathbf{U}(t) \quad (2-3)$$

Este concepto, sin embargo, no siempre es verdad porque las siguientes situaciones pueden ocurrir [23] :

- El modelo de la planta incluye parámetros inciertos y simplificaciones que podrían crear diferencias entre los estados reales y la estimación.
- Las condiciones iniciales de la planta y el estimador no son necesariamente las mismas y esto podría generar errores también.
- Las perturbaciones que actúan en la planta pueden crear también errores en la estimación.

Considerando estas situaciones, sería mas conveniente que la salida del sistema y la salida del estimador sean continuamente comparadas y el error usado en una realimentación a la entrada del estimador [15][16]. El diagrama para este observador se muestra en la Figura 2.1.

De acuerdo con la Figura 2.1, la ecuación del observador es :

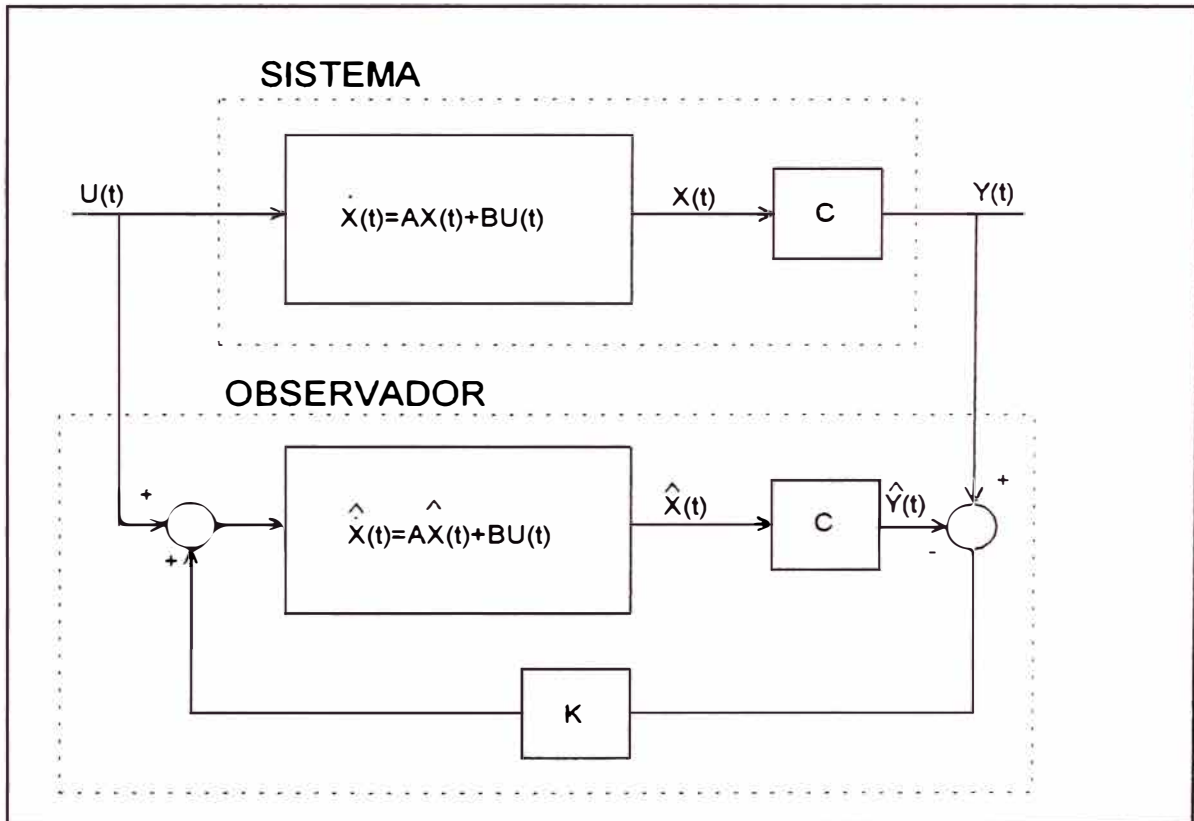


Figura 2.1 Esquema de Estimación empleado por los Observadores

$$\hat{\dot{X}}(t) = A \dot{X}(t) + B U(t) + K (\gamma(t) - C \dot{X}(t)) \quad (2-4)$$

ó

$$\hat{\dot{X}}(t) = (A - K C) \dot{X}(t) + B U(t) + K \gamma(t) \quad (2-5)$$

Los valores del vector de realimentación de estados K define los polos y ceros del observador. Valores altos de K implican estimaciones más rápidas pero al mismo tiempo implican mas sensibilidad a los errores de medición y ruido. Los valores de K deben ser elegidos por el diseñador de acuerdo con su criterio y normalmente son un compromiso entre las condiciones mencionadas anteriormente, sin embargo, es una buena práctica elegirlos de modo que el tiempo de la estimación sea al menos cuatro a cinco veces el tiempo de respuesta del sistema [13].

2.2.2 Error de la Estimación

Cuando se hacen estimaciones, es importante asegurar que el error entre la señal real y la estimación converja a cero. Por esta razón la ecuación del error de la estimación del observador debe ser obtenida.

El error entre los estados del sistema y las estimaciones del observador se define por la siguiente ecuación :

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{X}(t) - \hat{\mathbf{X}}(t) \quad (2-6)$$

Tomando derivadas a ambos lados de la ecuación (2-6) se obtiene la siguiente ecuación :

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \dot{\mathbf{X}}(t) - \dot{\hat{\mathbf{X}}}(t) \quad (2-7)$$

Reemplazando los dos términos del lado derecho de la ecuación (2-7) por las ecuaciones (2-1) y (2-5), la derivada del error puede ser expresada como :

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t) - (\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C})\dot{\hat{\mathbf{X}}}(t) - \mathbf{K}\mathbf{C}\mathbf{X}(t) - \mathbf{B}\mathbf{U}(t) \quad (2-8)$$

Finalmente reagrupando los términos de la ecuación (2-8), la ecuación para el error de la estimación puede ser obtenida como sigue [26] :

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C})\mathbf{e}(t) \quad (2-9)$$

La ecuación (2-9) es muy importante debido a que establece una relación entre el sistema y los valores de realimentación de K del observador; de esta manera es siempre posible escoger K de modo de localizar los polos de la estimación en el lado izquierdo del plano S, para obtener una estimación estable.

2.2.3 Realimentación de Estados Empleando Observadores

Como se mencionó anteriormente, la idea de usar Observadores es estimar los estados del sistema que no pueden ser medidos, a fin de permitir el control por realimentación de todos los estados. El uso de las estimaciones hechas por los observadores en lugar de los estados reales, sin embargo, podría afectar el comportamiento dinámico del sistema y ésta es la razón por la cual la realimentación de estados con observadores debe ser analizada.

Considerando un sistema representado por la ecuación de estado :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \quad (2-10)$$

Si el sistema está trabajando en modo de regulación con control por realimentación de estados, la nueva ecuación de estado del sistema será :

$$\dot{X}(t) = A X(t) - B G X(t) \quad (2-11)$$

o

$$\dot{X}(t) = (A - GB)X(t) \quad (2-12)$$

donde G es la matriz de realimentación de estados obtenida de la técnica de realimentación de estados y que permite modificar la respuesta del sistema de acuerdo con la especificaciones dadas. La matriz G , básicamente, realiza la ubicación de los polos del sistema dando al sistema la siguiente ecuación característica :

$$| sI - A + BG | = 0 \quad (2-13)$$

En el caso en el que las estimaciones del observador son usadas en lugar de los estados reales, la ecuación del sistema se expresa como sigue :

$$\dot{\hat{X}}(t) = A \hat{X}(t) - B G \hat{X}(t) \quad (2-14)$$

La estimación de estados puede ser expresada en términos del error de estimación y los estados reales de la ecuación (2-6) como :

$$\hat{X}(t) = X(t) - e(t) \quad (2-15)$$

Combinando las ecuaciones (2-14) y (2-15), la ecuación del sistema puede ser expresada como :

$$\dot{\hat{X}}(t) = (A - BG)X(t) + BGe(t) \quad (2-16)$$

Simplemente agregando la ecuación del error de estimación a la ecuación del sistema, es posible obtener la ecuación para la

combinación observador-sistema [24] :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A-BG & BG \\ 0 & A-KC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) \\ e(t) \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

De la ecuación (2-17), puede notarse que la ecuación característica es :

$$|sI-A+BG| \cdot |sI-A+KC| = 0 \quad (2-18)$$

Este resultado es muy importante porque muestra que la inclusión del observador no modifica los polos de sistema, sino que implica la adición de los polos del observador al sistema [27]. De esta manera el diseño de la ubicación de polos puede ser realizado independientemente del diseño del observador.

2.3 Observadores en Tiempo Discreto

La ecuación obtenida en la parte previa corresponde a la implementación en tiempo continuo del observador. Es bien conocido, sin embargo, que en el presente, los controladores digitales (o controladores en tiempo discreto) representan una buena alternativa respecto a los controladores en tiempo continuo. Por consiguiente, es importante obtener las ecuaciones para la implementación en tiempo discreto de los observadores.

Considerando el sistema mostrado en la Figura 2.1, la representación en tiempo discreto de la planta para un período de muestreo de T segundos,

se puede expresar como :

$$\mathbf{X}(k+1) = \Phi(k) \mathbf{X}(k) + \Gamma(k) \mathbf{U}(k) \quad (2-19)$$

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{C} \mathbf{X}(k) \quad (2-20)$$

donde Φ y Γ pueden ser obtenidos de las ecuaciones de estados en tiempo continuo, usando las siguientes expresiones [12] :

$$\Phi = e^{\mathbf{A} T} \quad (2-21)$$

$$\Gamma = \int_0^T e^{\mathbf{A} (T-\tau)} \mathbf{B} \mathbf{u}(\tau) d\tau \quad (2-22)$$

Basado en estas ecuaciones y siguiendo los mismos conceptos que el caso en tiempo continuo, la ecuación que representa al observador en tiempo discreto es [21] :

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1) = (\Phi - \mathbf{K} \mathbf{C}) \hat{\mathbf{X}}(k) + \Gamma \mathbf{U}(k) + \mathbf{K} \mathbf{Y}(k) \quad (2-23)$$

Observando esta ecuación, puede notarse que este observador proporciona la información necesaria para la estimación de todos los estados de un sistema, sin embargo, la estimación tiene un retraso porque, para realizar la estimación de los estados en el instante "k+1" se emplea el valor de la salida medida en el instante "k".

Un mejor observador es el Observador Actual [4][14], el cual proporciona la estimación de los estados en dos pasos de acuerdo con las siguientes ecuaciones :

$$\hat{X}_p(k+1) = \Phi \hat{X}(k) + \Gamma U(k) \quad (2-24)$$

$$\hat{X}(k+1) = \hat{X}_p(k+1) + K (Y(k+1) - C \hat{X}_p(k+1)) \quad (2-25)$$

Como puede notarse en la ecuación (2-24), la primera estimación en el instante "k+1" es hecha usando las matrices del sistema y la entrada en el instante "k". Esta estimación es corregida inmediatamente con la ecuación (2-25) por el error entre la salida del sistema y la estimación de la salida en el instante "k+1". De esta manera, la estimación puede superar el retraso de estimador anterior.

Combinando estas dos ecuaciones en una, la ecuación del Observador Actual puede ser expresada como [19] :

$$\hat{X}(k+1) = [I - K C] [\Phi \hat{X}(k) + \Gamma U(k)] + K Y(k+1) \quad (2-26)$$

o

$$\hat{X}(k) = [I - K C] [\Phi \hat{X}(k-1) + \Gamma U(k-1)] + K Y(k) \quad (2-27)$$

Como se mencionó en la Sección 2.1, la disponibilidad de todos los estados es un factor importante en el diseño de un controlador apropiado para el sistema. En la mayoría de los casos, al menos la salida del sistema puede ser medida, y si esta salida corresponde a una variable de estado del sistema ésta no tiene que ser estimada por el observador. Este hecho, ha sido considerado en la teoría de los observadores y los Observadores Reducidos han sido definidos [17]. En estos casos, los observadores son diseñados usando la misma expresión (2-27), pero las constantes de realimentación se eligen de modo que las estimaciones sean iguales a las variables medidas. De esta manera, el tiempo de cálculo se ve reducido. Este tipo de observadores se les conoce como los Observadores Luenberger.

2.4 Condición para emplear Observadores en un Sistema

De acuerdo a lo indicado en los capítulos anteriores, los observadores son diseñados para lograr la reconstrucción de los estados de un sistema usando la información de las entradas y las salidas. Esto significa que las estimaciones de los observadores dependen de la relación entre los estados y la salida del sistema. En algunos sistemas, sin embargo, esta relación no existe para todos los estados y aún cuando estos estados cambien, el efecto no podrá ser observado desde la salida del sistema. En el Análisis de Estados, la condición de un sistema que determina si todos los estados están relacionados con la salida es conocida como Observabilidad [12].

La Observabilidad de un sistema en tiempo continuo puede ser analizada usando la matriz de observabilidad definida como [25] :

$$W_0 = \begin{bmatrix} C \\ C A \\ \cdot \\ \cdot \\ C A^{n-1} \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

donde A y C representan las matrices del sistema descritas en las ecuaciones (2-1) y (2-2).

Si la matriz de observabilidad es de rango completo, el sistema es completamente observable y, por lo tanto, todos los estados podrán ser reconstruidos por medio de la medición de la salida.

El mismo concepto puede ser aplicado en un sistema en tiempo discreto, pero en este caso la matriz se define como [1] :

$$W_0 = \begin{bmatrix} C \\ C \Phi \\ \cdot \\ \cdot \\ C \Phi^{n-1} \end{bmatrix} \quad (2-29)$$

donde Φ y C representan las matrices del sistema en tiempo discreto

descritas en las ecuaciones (2-19) y (2-20).

Debe mencionarse que la condición de observabilidad para un sistema en tiempo discreto depende del período de muestreo. Cuando el período de muestreo se elige correctamente la condición de observabilidad es la misma para la representación en tiempo continuo y discreto, pero cuando el período de muestreo no es lo suficientemente pequeño, la condición de observabilidad del sistema digital no puede ser garantizada sólo por las verificaciones en el tiempo continuo.

2.5 Estimación de Disturbios por medio de Observadores

El análisis para un sistema con un disturbio externo sería una tarea fácil si la función de transferencia del disturbio y la señal de entrada fueran conocidas. Desafortunadamente esta situación nunca sucede porque los disturbios provienen de fuentes externas y no pueden ser fácilmente modelados y predecidos. Para estos casos es más conveniente desarrollar un algoritmo que permita la estimación de disturbios que actúan en un sistema.

Como se mencionó anteriormente, los observadores fueron introducidos para permitir la estimación de los estados inaccesibles en un sistema. Estudios recientes establecen el uso de observadores, no sólo para la estimación de estados sino también para estimación de disturbios.

Controladores de Posición y de Velocidad en aplicaciones con motores DC en presencia de disturbios externos, han sido desarrollados [28][29].

La estimación de disturbios por medio de observadores está basado en la asunción de que el disturbio es una señal determinística por secciones; esto significa que el disturbio puede ser conocido excepto en punto aislados, donde cambia impredeciblemente. Para las señales determinísticas por secciones dos clases de predictores son comúnmente usados [2] :

- El predictor para una señal escalón, que considera que el valor estimado en el instante $k+1$ es igual al valor actual de la señal. En este caso, la estimación tendrá un retraso de un período de muestreo. El predictor puede ser expresado como :

$$\hat{W}(k+1) = W(k) \quad (2-30)$$

- El predictor para una señal rampa, que considera que el valor estimado en el instante $k+1$ es construido en base a la pendiente de los valores previos de la señal.

$$\hat{W}(k+1) = W(k) + [W(k) - W(k-1)] \quad (2-31)$$

Para la predicción de disturbios, sin embargo, el predictor para una señal escalón se prefiere por las siguientes razones :

- Proporciona una estimación rápida, dando el valor correcto de la señal sólo después de un período de muestreo.
- Proporciona una ecuación simple que representa la dinámica de la señal.

A fin de hacer posible la estimación, es necesario expresar el disturbio como otra variable de estado. Observando la ecuación del predictor, se puede apreciar que esta ecuación puede ser considerada como la ecuación de estado del disturbio; entonces añadiendo esta ecuación a la ecuaciones del sistema, el observador estimará los estados originales y al mismo tiempo, estimará el disturbio.

Siguiendo la idea previa, un sistema con una señal de disturbio actuando a la entrada puede ser descrita por la ecuación :

$$\mathbf{X}(k+1) = \Phi \mathbf{X}(k) + \Gamma \mathbf{U}(k) + \Gamma \mathbf{W}(k) \quad (2-32)$$

donde \mathbf{W} representa un disturbio externo actuando a la entrada del sistema.

Introduciendo la ecuación del predictor de disturbios, el sistema será representado por :

$$\begin{bmatrix} X(k+1) \\ \hat{W}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma \\ \mathbf{0} \dots 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ \hat{W}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Gamma \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} U(k) \quad (2-33)$$

Este sistema puede ser fácilmente analizado por cualquiera de los observadores descritos anteriormente.

CAPITULO 3

ESQUEMA DE CONTROL PROPUESTO

3.1 Introducción

El desarrollo actual en Sistemas de Control está centrado en la solución del problema de sistemas con parámetros desconocidos o con parámetros que varían en el tiempo. Muchos esquemas de control adaptativos han sido propuestos últimamente con la finalidad de resolver este problema y los más conocidos son el Control Adaptativo con Modelo de Referencia (MRAC) y el Control Autosintonizado (STC) [6][18][20]. El control MRAC está basado en la definición de un modelo y una ley de adaptación que actualiza los coeficientes del controlador con la finalidad de hacer que el error entre la salida del sistema y el modelo converja a cero. El control STC está basado en la estimación de los parámetros del sistema y la definición de un controlador óptimo para el sistema basado en un índice de performance definido.

El presente estudio propone una aproximación diferente a los Sistemas de

Control Adaptativo usando un observador modificado que puede operar con sistemas desconocidos, y un controlador basado en el concepto de seguimiento a un modelo.

3.2 Disturbio Ficticio

3.2.1 Concepto del Disturbio Ficticio

En Sistemas de Control, el problema de disturbios externos ha recibido una atención especial, porque éste normalmente produce errores inesperados entre la respuesta del sistema y el comportamiento deseado. Muchos estudios, basados en teorías de señal estocástica y determinística, se han desarrollado con la finalidad de estimar los disturbios actuando en un sistema. Debido a que actualmente existen algunas herramientas disponibles para el análisis de disturbios, podría ser conveniente emplearlas para desarrollar un esquema de control nuevo.

Como se mencionó anteriormente, un disturbio es normalmente considerado como una señal con efectos negativos en un sistema porque crea diferencias entre la respuesta del sistema y el comportamiento deseado. Un disturbio, sin embargo, podría ser visto desde otro punto de vista diferente.

Considerando el caso de dos sistemas diferentes excitados por la misma señal de entrada, ellos tendrán salidas diferentes si sus correspondientes funciones de transferencia son diferentes. Sin embargo, si una de ellas es afectada por un disturbio, su respuesta será modificada de acuerdo con las características del disturbio. En la situación en que el disturbio pueda ser ajustado, es posible generar una señal que haga que los dos sistemas tengan la misma salida.

El disturbio considerado para este caso será una señal que compensará las diferencias entre la respuesta dinámica de los dos sistemas. Esta señal que no existe y que es creada con la finalidad de igualar dos sistemas es llamada el "disturbio ficticio".

3.2.2 Localización del Disturbio Ficticio en un Sistema

El disturbio ficticio es una señal que no existe y está siendo creada por el diseñador para el análisis de un sistema. Algunas ubicaciones de ésta en el sistema, sin embargo, podrían ser más convenientes que otras para las aplicaciones de diseño.

La Figura 3.1 muestra un ejemplo de la respuesta escalón de dos sistemas diferentes y el efecto que, el disturbio ficticio, tendrá que compensar para hacer que ambas respuestas sean iguales. De esta figura se puede apreciar que si el disturbio ficticio es asumido a la

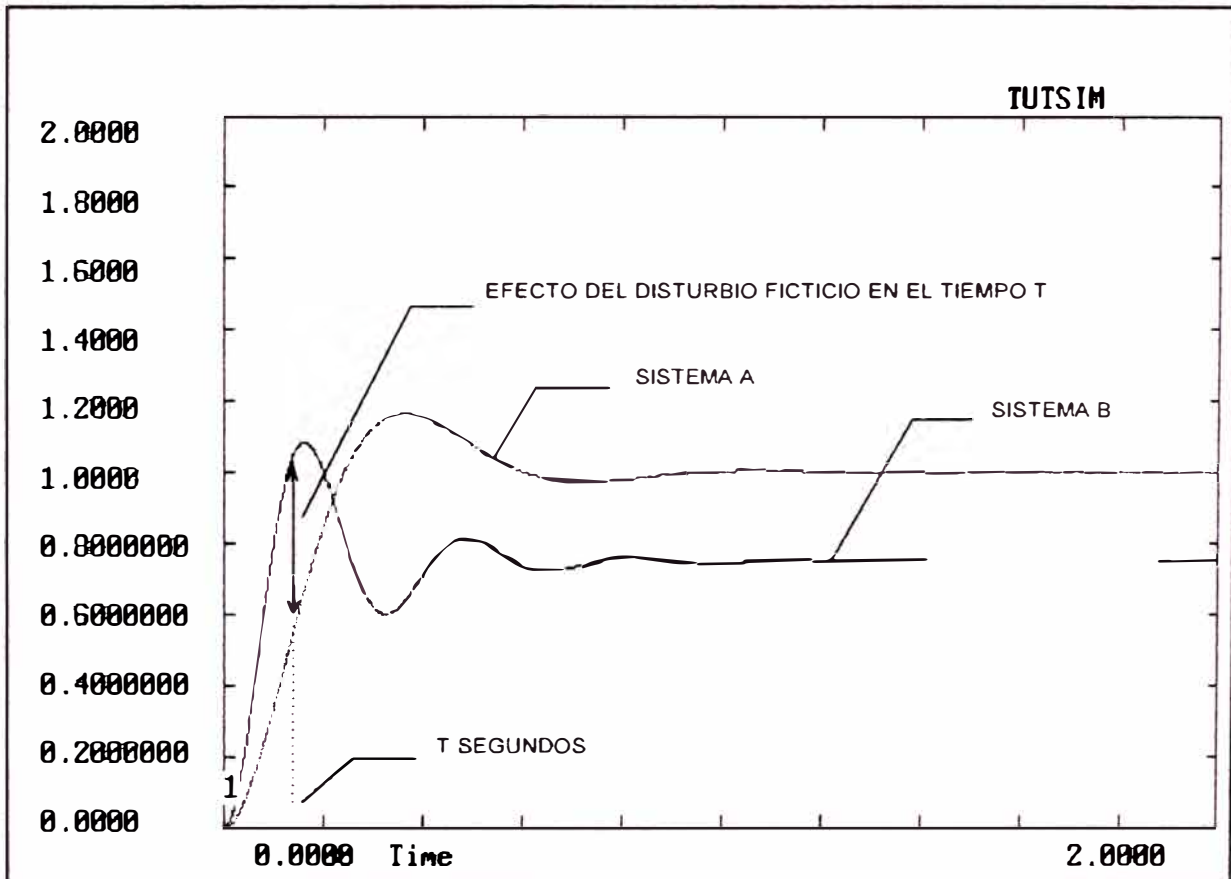


Figura 3.1

Efecto del Disturbio Ficticio para hacer que dos Sistemas se comporten de la misma manera

salida de uno de los sistemas, los valores del disturbio serían fáciles de calcular porque serían la simple diferencia entre la salida de ambos sistemas.

Una mejor idea, sin embargo, sería considerar un disturbio ficticio actuando a la entrada del sistema, porque en esta posición, sería completamente controlado o cancelado manipulando la entrada del sistema. El cálculo de los valores del disturbio no representará problema en este caso, porque ellos pueden ser obtenidos por técnicas de estimación.

Siguiendo estas ideas mencionadas anteriormente, puede concluirse que dos sistemas pueden ser igualados por un disturbio ficticio actuando a la entrada de uno de ellos. La Figura 3.2 muestra este principio que será empleado en los siguientes capítulos de este trabajo.

3.3 El Observador Modificado para Sistemas Desconocidos

Como se muestra en el Capítulo 2, el observador es usado para el control por realimentación de estados de un sistema cuando los parámetros del sistema son conocidos. El observador no puede ser usado en sistemas con parámetros desconocidos o con parámetros variables con el tiempo, porque no existe patrón establecido entre los estados para una estimación.

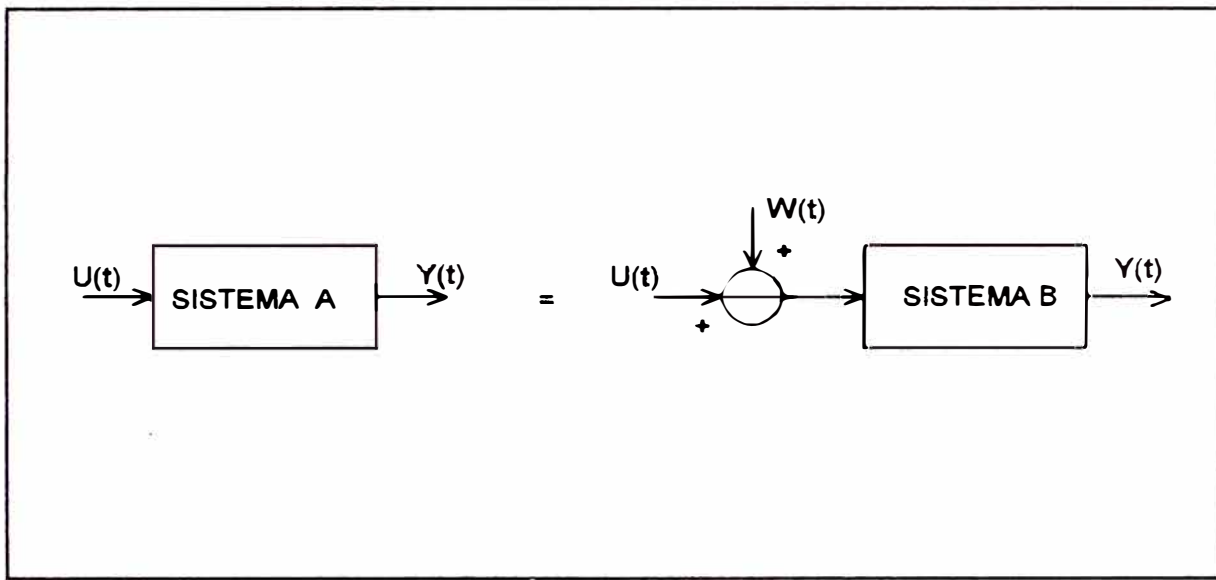


Figura 3.2 Representación de un sistema en función de otro sistema

En la Sección 3.2, sin embargo, se encontró que un sistema podría ser representado por otro sistema con un disturbio ficticio actuando en la entrada del mismo. Esta idea podría ser usada para analizar sistemas desconocidos con un observador, debido a que el sistema real con parámetros desconocidos (planta) podría ser representado por un sistema con parámetros conocidos y un disturbio ficticio. Como se muestra en la Sección 2.5, bajo esta configuración el observador puede estimar los estados del sistema y el disturbio simultáneamente.

El sistema con parámetros conocidos podría ser elegido arbitrariamente. Sin embargo, debido a que la respuesta deseada de un sistema es normalmente conocida, sería conveniente elegir al modelo con los parámetros correctos para las especificaciones deseadas de tiempo de levantamiento y sobrepaso máximo. Esta elección tiene la ventaja que el disturbio representará el efecto que necesita ser cancelado para hacer que el sistema real (planta) se comporte como el modelo.

La Figura 3.3 muestra la representación empleada por este observador modificado.

3.4 Selección del Modelo para el Observador Modificado

Como se mencionó en la Sección 3.1, el modelo del sistema normalmente define el comportamiento deseado de acuerdo con las especificaciones

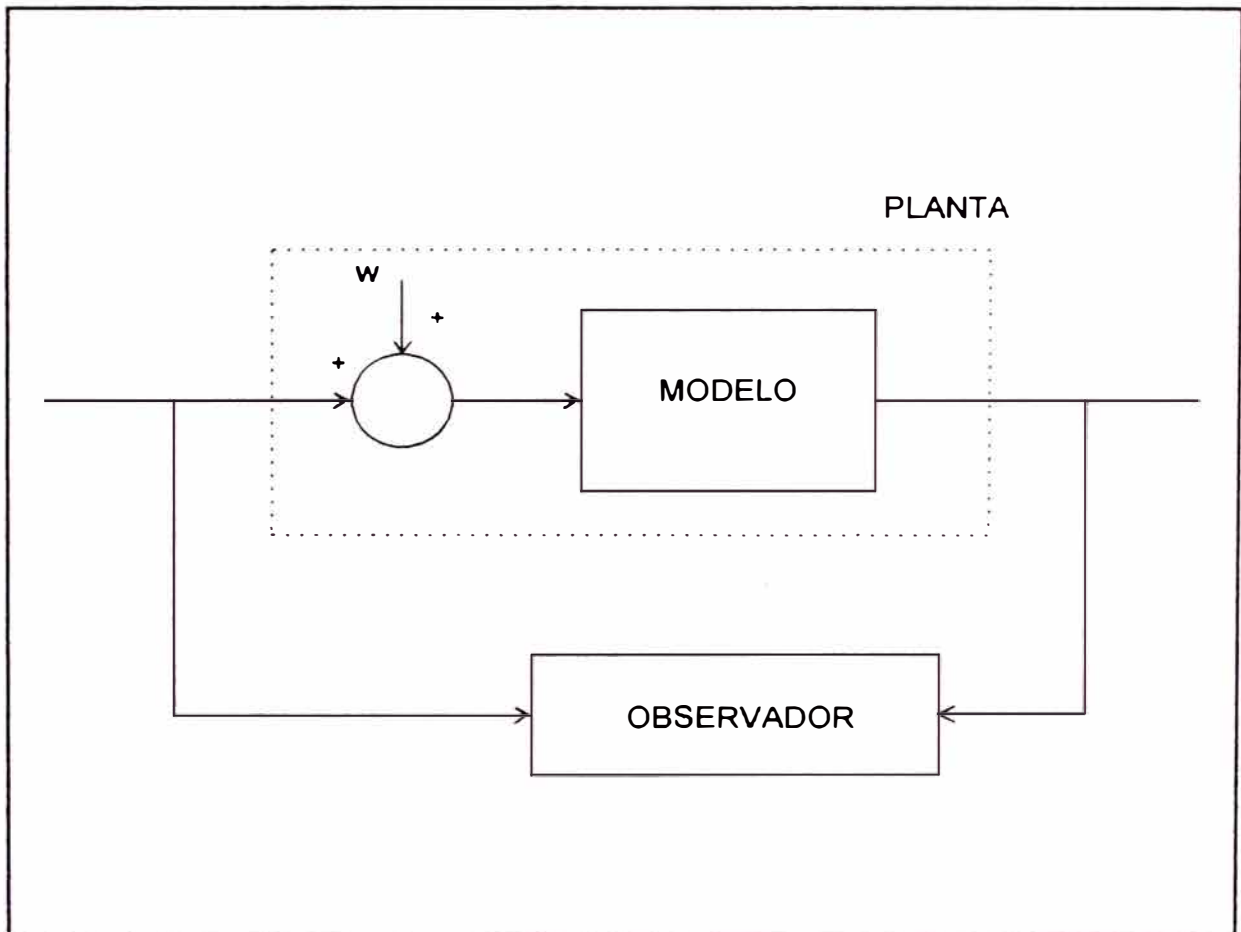


Figura 3.3

Representación de la Planta empleada por el Observador Modificado

dadas en el dominio del tiempo. Cuando se elige el modelo, sin embargo, algunas consideraciones deben ser tomadas en cuenta, a fin de asegurar la factibilidad de un controlador que permita al sistema alcanzar el comportamiento deseado. Con la finalidad de poder modificar la respuesta dinámica de la planta de acuerdo al modelo, el modelo debe satisfacer las dos siguientes condiciones [8]:

- El orden del modelo debe ser igual al orden de la planta.
- El orden relativo del modelo debe ser igual al orden relativo de la planta. El orden relativo se define como la diferencia entre el número de polos y el número de ceros.

Estas dos condiciones establecen que la estructura del modelo debe ser igual a la estructura de la planta.

En este punto, debe mencionarse que existen algunos estudios relacionados con la identificación de plantas que emplean modelos reducidos compuestos por la parte dominante del sistema.

En el caso de que la planta presente retardos, el modelo debe incluir esos retardos. Esto no representará un problema en la formulación del modelo debido a que el modelo será expresado como un sistema en tiempo discreto y el delay representará solamente polos adicionales en el origen [22].

3.5 Esquema de Control Propuesto

3.5.1 Controlador para seguir a un Modelo

Una vez que el sistema ha sido analizado por el observador, la información de los estados y el disturbio ficticio puede ser usada para diseñar un controlador, a fin de hacer que la planta siga al modelo.

De primera impresión, el controlador ideal para el sistema sería un simple controlador de corrección anticipante porque el disturbio ficticio representa a todas las diferencias entre la planta y el modelo y sólo por cancelar el disturbio, la planta seguirá al modelo. Este concepto, sin embargo, es equivocado porque cuando la planta es inestable, el disturbio crecerá sin límites y finalmente el sistema se volverá inestable. Una mejor idea sería usar una combinación de control por realimentación y por corrección anticipante a fin de asegurar la estabilidad del sistema y al mismo tiempo realizar la cancelación de todas las diferencias entre el modelo y la planta.

El controlador para seguir a un modelo satisface estas condiciones y también tiene las ventajas de ser simple de diseñar y emplea un modelo como parte del diseño[5].

La Figura 3.4 muestra la aplicación típica del controlador para seguir a un modelo.

3.5.2 Aplicación del Controlador para seguir a un Modelo a la Configuración Propuesta

Cuando se aplica el controlador para seguir a un modelo a la configuración propuesta para el sistema, algunas modificaciones deben ser hechas.

En el controlador para seguir a un modelo los estados de la planta deben ser empleados para construir la señal de realimentación. Debido a que en la configuración propuesta, la planta es desconocida y los estados también son desconocidos, la estimación de los estados proporcionada por el observador es empleada para construir la señal de realimentación.

Además en el controlador para seguir a un modelo la señal de corrección anticipante se construye con la señal de entrada. En la configuración propuesta, la señal de corrección anticipante no necesita ser construida porque proviene directamente de la estimación del disturbio ficticio hecha por el observador, y puede ser usada directamente (con signo opuesto) a fin de cancelar dicho disturbio.

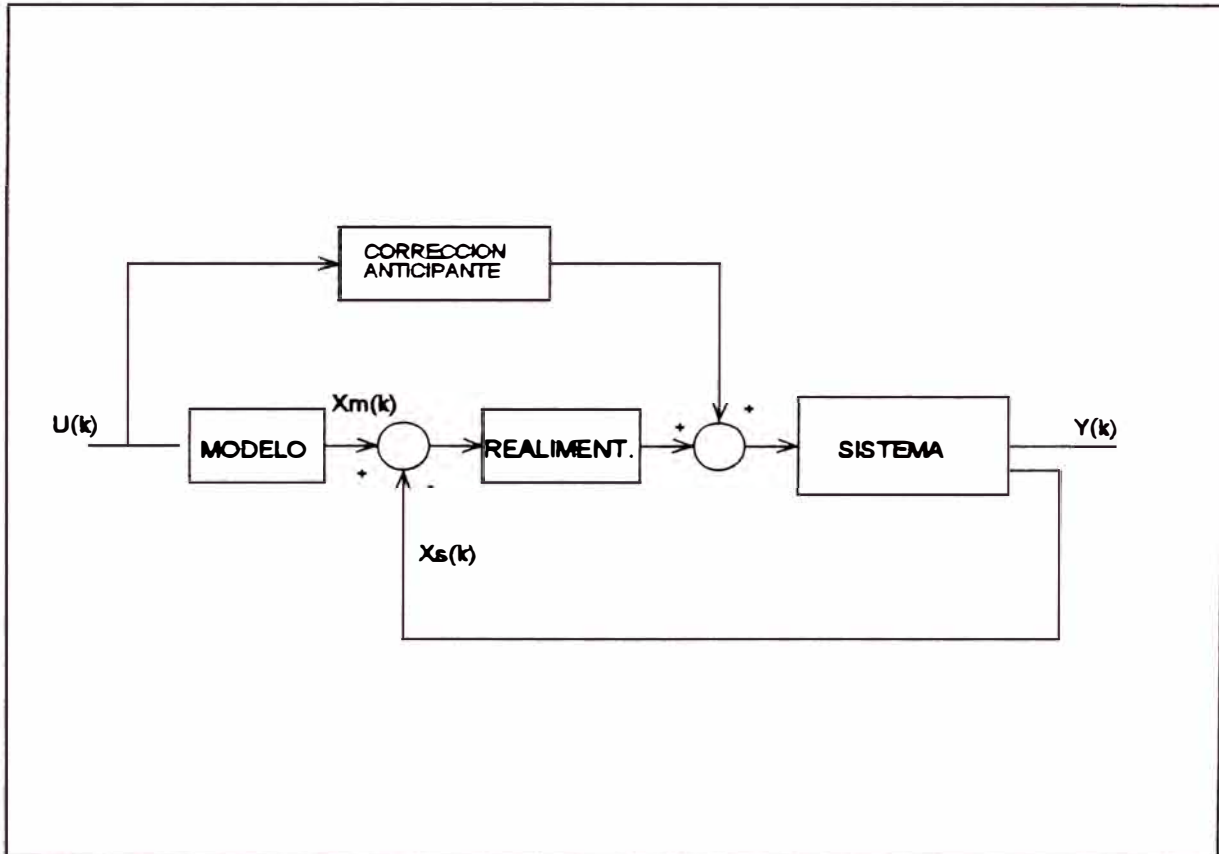


Figura 3.4 Controlador para seguir a un Modelo

El objetivo del esquema de control propuesto es muy claro. El observador modificado crea un disturbio ficticio que representa las diferencias entre la planta y el modelo; el controlador, por su parte, cancela el disturbio ficticio usando control de corrección anticipante y al mismo tiempo asegura la estabilidad del sistema y hace que los estados sigan los estados del modelo usando un control de realimentación. Cancelando las diferencias entre la planta y el modelo y haciendo que los estados sigan a los estados del modelo, la planta sigue al modelo.

La Figura 3.5 muestra el esquema de control propuesto.

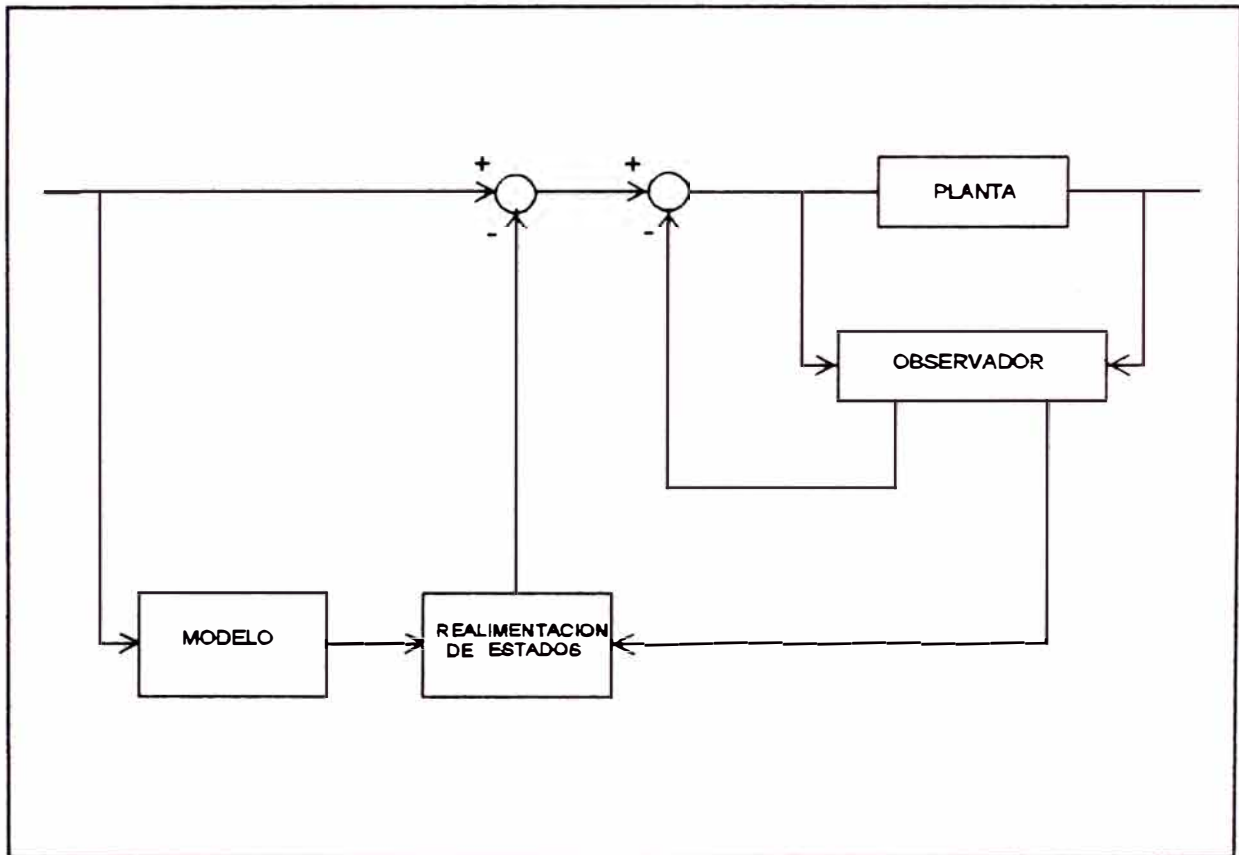


Figura 3.5

Esquema de Control Propuesto

CAPITULO 4

SIMULACION Y RESULTADOS

4.1 Introducción

El presente capítulo muestra el procedimiento para diseñar el controlador propuesto para un sistema típico de segundo orden, y el criterio recomendado para escoger los parámetros del controlador. También muestra los resultados de la simulación obtenidos para una planta arbitraria y el comportamiento del controlador diseñado bajo condiciones de variación de los parámetros de la planta.

4.2 Diseño para un Sistema de Segundo Orden

Para mostrar la efectividad del sistema propuesto, se ha efectuado el diseño para un sistema típico de segundo orden; sin embargo, debe mencionarse que el esquema de control puede ser aplicado a cualquier sistema con parámetros desconocidos o parámetros variables con el tiempo.

4.2.1 Modelo en Tiempo Continuo para el Sistema

Para empezar el diseño, el modelo tiene que ser definido con la misma estructura de la planta pero con los parámetros correctos para la respuesta deseada. Debido a que la planta es un sistema de segundo orden, el modelo también será un sistema de segundo orden, con función de transferencia :

$$G(s) = \frac{W_n^2}{s^2 + 2\zeta W_n s + W_n^2} \quad (4-1)$$

donde ζ y W_n representan el factor de amortiguamiento y la frecuencia natural del modelo respectivamente. Para el presente caso, el modelo será definido escogiendo los valores de estos parámetros.

Para el ejemplo considerado, los valores son :

$$\zeta = 0.5 \quad (4-2)$$

$$W_n = 10 \quad (4-3)$$

y la función de transferencia es :

$$G(s) = \frac{100}{s^2 + 10s + 100} \quad (4-4)$$

A fin de poder realizar el diseño, la función de transferencia del modelo tiene que ser transformada a un conjunto de ecuaciones de estado. Para la forma canónica controlable [10], el sistema es representado por :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1(t) \\ \dot{X}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -100 & -10 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 100 \end{bmatrix} U(t) \quad (4-5)$$

$$Y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

Las Figuras 4.1 y 4.2 muestran la respuesta escalón para las dos variables de estado del modelo. De acuerdo con las variables de estado escogidas, X_1 representa la salida del sistema y X_2 representa la derivada de la variable de estado X_1 .

4.2.2 Representación del Modelo en Tiempo Discreto

Finalmente, el modelo es transformado a un sistema en tiempo discreto (digital), escogiendo un período de muestreo apropiado y usando las ecuaciones (2-21) y (2-22) del Capítulo 2.

En Control Adaptativo, el período de muestreo es escogido

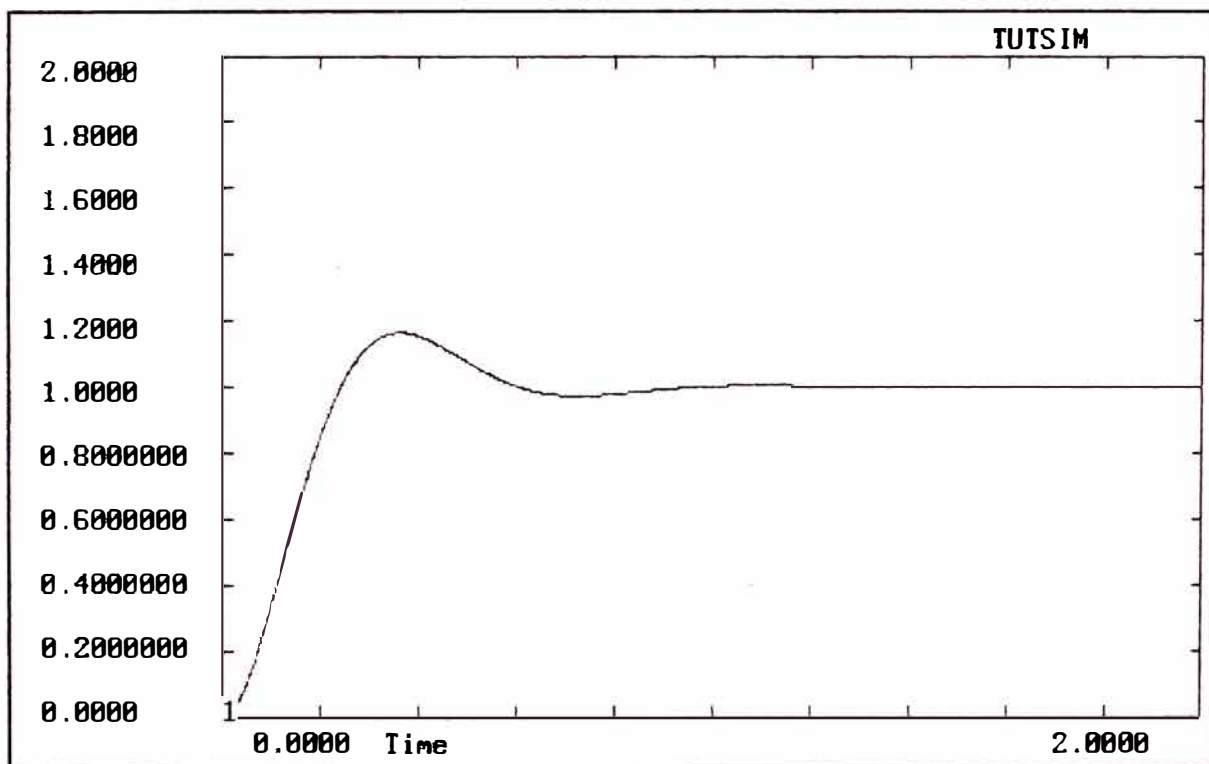


Figura 4.1 Respuesta Escalón para la Variable de Estado X_1 del Modelo

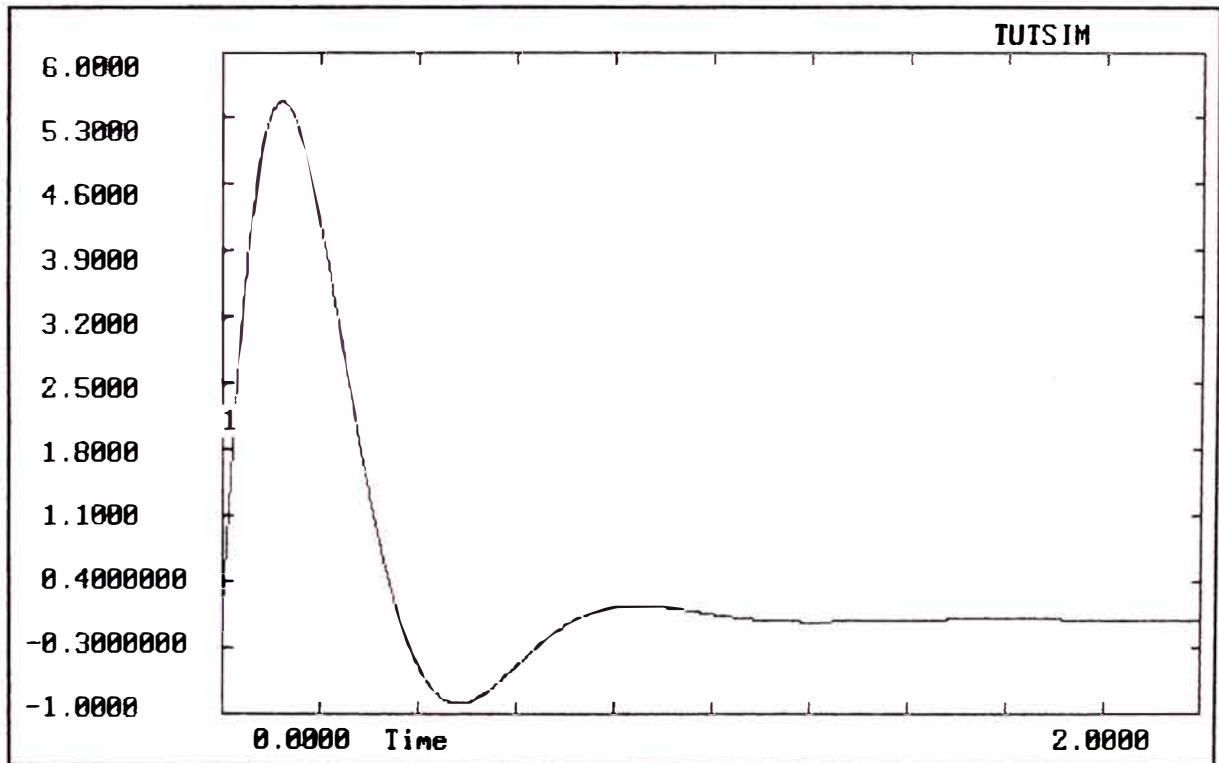


Figura 4.2 Respuesta Escalón para la Variable de Estado X_2 del Modelo .

considerando la respuesta transitoria del modelo, porque los parámetros del sistema son desconocidos y también porque se asume que el modelo se diseña para una respuesta más rápida que la del sistema. Debe mencionarse, sin embargo, que este criterio podría conducir a una condición inestable cuando la respuesta de la planta es más rápida que la del modelo, como se discutirá en la Sección 4.5.1.

El período de muestreo normalmente se escoge muy pequeño comparado con la respuesta transitoria de la salida del modelo y es una buena práctica escoger un valor no mayor que $1/10$ del tiempo de levantamiento del sistema, a fin de permitir que la representación en tiempo discreto pueda capturar toda la dinámica del sistema [3]. En el presente caso, sin embargo, el período de muestreo no puede ser escogido simplemente mirando a la salida del sistema porque el observador modificado operará simultáneamente en la estimación de las dos variables de estado del modelo : la salida y la derivada de la salida. Si el período no es lo suficientemente pequeño para ambos, los valores estimados por el observador entre dos muestreos consecutivos será muy diferente y la estimación oscilará o se aproximará a un valor grande y divergirá.

Observando las Figuras 4.1 y 4.2 puede apreciarse que el tiempo de levantamiento de la variable de estado X_1 es 200 ms y el tiempo de

levantamiento de la variable de estado X_2 es 100 ms. Debido a que X_2 representa un caso más crítico, el período de muestreo es escogido respecto a esta variable de estado. El valor escogido para el período de muestreo es 10 ms.

La transformación a sistema en tiempo discreto ha sido hecha directamente usando el Software Matlab. La función usada es "c2d.m" (Transformación Continua a Discreta) [39] y la transformación obtenida es :

$$\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9952 & 0.0095 \\ -0.950 & 0.9002 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.0048 \\ 0.95 \end{bmatrix} U(k) \quad (4-7)$$

$$Y(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

4.2.3 Representación de la Planta

De acuerdo a la idea presentada en el Capítulo 3, la planta es representada en términos del modelo usando un disturbio ficticio actuando a la entrada del modelo.

Incluyendo la ecuación del disturbio en las ecuaciones de estado del modelo, la planta queda representada por :

$$\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \\ W(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9952 & 0.0095 & 0.0048 \\ -0.95 & 0.9002 & 0.95 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \\ W(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.0048 \\ 0.9500 \\ 0 \end{bmatrix} U(k) \quad (4-9)$$

$$Y(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \\ W(k) \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

4.2.4 El Observador Modificado

Una vez que la planta ha sido definida, el observador puede ser usado para estimar las variables de estado y el disturbio ficticio. Usando la ecuación (2-27) para el Observador Actual, las ecuaciones de estimación son expresadas en forma matricial como :

$$\hat{X}(k) = \begin{bmatrix} 0.9952 (1-K_1) & 0.0095 (1-K_1) & 0.0048 (1-K_1) \\ -0.9952 K_2 - 0.95 & -0.0095 K_2 + 0.9002 & -0.0048 K_2 + 0.95 \\ -0.9952 K_3 & -0.0095 K_3 & -0.0048 K_3 + 1 \end{bmatrix} \hat{X}(k-1) + \begin{bmatrix} 0.0048 (1-K_1) \\ -0.0048 K_2 + 0.95 \\ -0.0048 K_3 \end{bmatrix} U(k-1) + \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} Y(k) \quad (4-11)$$

En el presente caso, debido a que la variable de estado X_1 es la salida del sistema, ésta puede ser medida directamente y, por lo tanto, no tiene que ser estimada por el observador. Observando a la primera ecuación del observador, puede notarse que este criterio puede ser satisfecho escogiendo $K_1=1$; la ecuación de estimación de X_1 , entonces se convierte en

$$X_1(k) = Y(k) \quad (4-12)$$

El siguiente paso es definir los valores de K_2 y K_3 , los cuales están relacionados con la estimación de X_2 y W , respectivamente.

Considerando que la mayor parte del comportamiento transitorio el sistema va a ser definido por los estados del sistema, es razonable escoger un valor de K_2 que proporcione una estimación rápida de la variable de estado X_2 . Esto puede lograrse escogiendo K_2 para una respuesta inmediata (deadbeat). Observando la segunda ecuación

del observador, haciendo el coeficiente de $X_2(k-1)$ igual a cero, la estimación tendrá la respuesta deseada. El valor de K_2 para el caso en análisis es $K_2=94.7579$ y la ecuación de estimación para X_2 es :

$$\begin{aligned} \hat{X}_2(k) = & 94.7579Y(k) - 95.2530Y(k-1) + 0.495\hat{W}(k-1) \\ & + 0.495U(k-1) \end{aligned} \quad (4-13)$$

El controlador de corrección anticipante, construido en base al disturbio ficticio, corregirá las otras desviaciones del sistema con respecto al modelo especificado. Debido a que, en el caso del control de corrección anticipante es deseable que la estimación no tenga excesivos picos, el valor de K_3 tiene que escogerse de modo que la estimación del disturbio sea muy lenta y esto puede lograrse localizando un polo cerca a uno (integrador). Observando la tercera ecuación del observador, puede notarse que es imposible localizar el polo exactamente en uno, porque en tal situación, el valor de K_3 sería igual a cero y todos los términos de la ecuación de estimación del disturbio serían cero; consecuentemente, no habría ninguna estimación. Con la finalidad de satisfacer este criterio, el valor de K_3 es escogido de modo que el polo de la estimación esté ubicado en 0.95; esto puede lograrse haciendo el coeficiente del término $W(k-1)$ igual a 0.95. El valor de K_3 para el caso analizado es $K_3=10.0$ y la ecuación de la estimación para W es :

$$\begin{aligned} \hat{W}(k) = & 10.0Y(k) - 9.952Y(k-1) - 0.095\hat{X}_2(k-1) + 0.952\hat{W}(k-1) \\ & - 0.048U(k-1) \end{aligned} \quad (4-14)$$

4.2.6 Controlador Propuesto

Finalmente, con todos los valores ya estimados, el controlador se implementa de acuerdo con el esquema propuesto en la Figura 3.5. Los valores de las ganancias de realimentación a ser escogidos dictarán el tiempo de convergencia del sistema al comportamiento deseado y debido a que, en el presente caso, el sistema tiene dos variables de estado, habrán dos ganancias a ser ajustadas.

La ganancia de realimentación de la variable X_1 , será analizada en primer lugar. De acuerdo a la descripción del sistema de control propuesta, puede deducirse que esta ganancia tendrá un efecto importante en el sistema porque ésta tratará de ajustar la respuesta dinámica del sistema al modelo correspondiente. Por simple intuición puede concluirse que ganancias mayores tendrán una convergencia más rápida a la respuesta deseada que ganancias menores. De acuerdo a los resultados obtenidos, sin embargo, se ha encontrado que esta ganancia depende de la ganancia de alta frecuencia de la planta y debe escogerse de modo que ganancias mayores correspondan a menores valores de ganancia de alta frecuencia de la planta.

Esta dependencia proporciona una regla para escoger el valor de la ganancia de realimentación. Sin embargo, debe mencionarse que una

una vez que el valor ha sido escogido, el sistema se convierte muy robusto a la ganancia de la planta y proporciona buenos resultados aún cuando la ganancia de la planta cambie en un rango bastante grande.

La ganancia de realimentación para la variable de estado X2 será analizada ahora. De acuerdo a los resultados obtenidos, la ganancia de realimentación para esta variable es muy pequeña y puede ser escogida en el rango entre 0.1 y 0.3. Esto es debido a que la estimación de la variable de estado X2 es hecha muy rápida por el observador, y al acoplar la variable de estado X1 del sistema a la del modelo, la variable de estado X2 tratará automáticamente de seguir el comportamiento deseado y no requerirá mayor control.

Para una planta con ganancia de alta frecuencia alrededor de 400, y siguiendo el criterio explicado anteriormente, los valores escogidos para las ganancias de realimentación son $G_1=10.0$ y $G_2=0.1$ para las variables X1 y X2 respectivamente.

4.3 Planta Elegida para la Simulación

Con la finalidad de proporcionar alguna señal de respuesta a ser controlada durante la simulación, una planta ha sido escogida con la siguiente función de transferencia

$$G(S) = \frac{400}{S^2 - S + 400} \quad (4-15)$$

Como puede notarse la planta tiene polos en el lado derecho del plano S y por consiguiente es inestable. La respuesta escalón para esta planta se muestra en la Figura 4.3.

Debe mencionarse que el controlador diseñado es válido no sólo para esta planta. La simulación con variación de parámetros confirmará esta idea.

4.4 Resultados de la Simulación

Usando los valores previamente obtenidos, una serie de simulaciones se han realizado para demostrar la efectividad del esquema de control propuesto. Las simulaciones se han hecho usando el software TUTSIM [37], el cual nos permite simular plantas análogas y controladores en tiempo discreto en el mismo sistema, por la simple definición de un juego de bloques conectados apropiadamente. Los resultados de la simulación se muestran en las Figuras 4.4, 4.5 y 4.6. Como puede verse en la Figura 4.4 el sistema converge muy rápido a la respuesta del modelo y sigue la trayectoria deseada. La Figura 4.5 muestra la estimación de la variable X2 para el sistema y el comportamiento esperado de X2 del modelo y la Figura 4.6 muestra la estimación del disturbio ficticio actuando a la entrada del sistema.

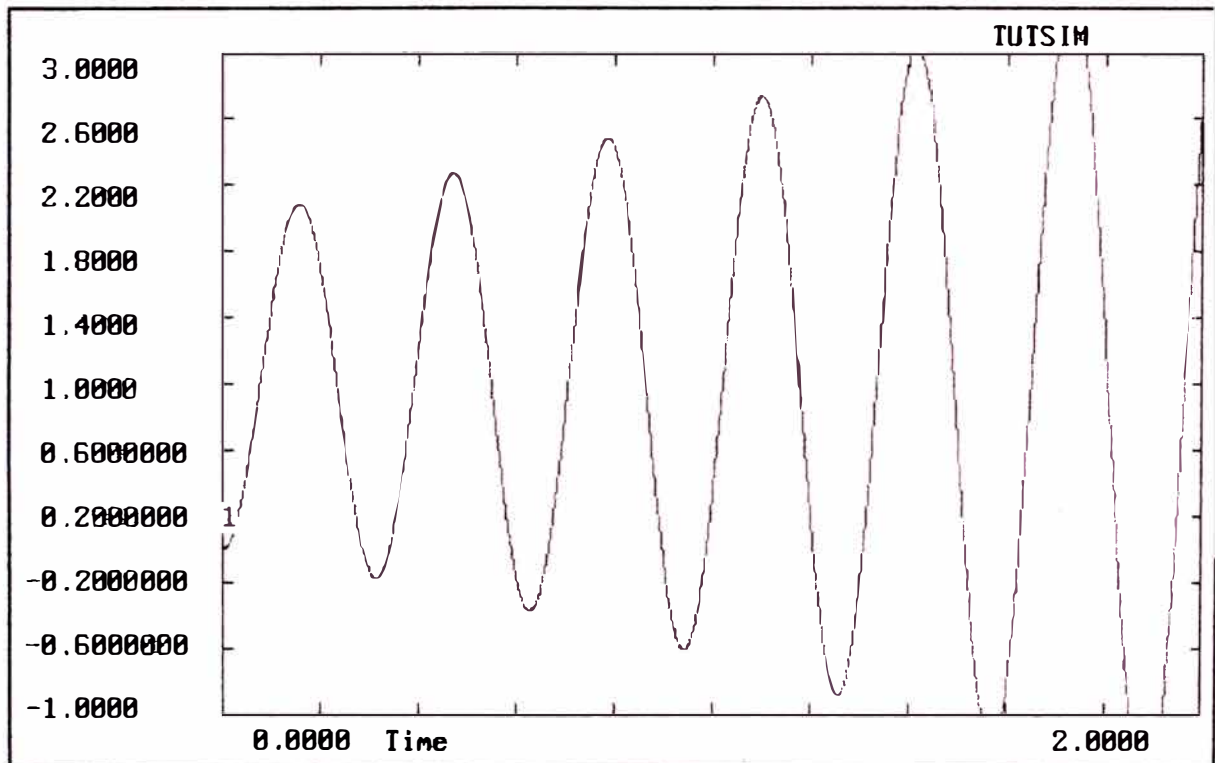


Figura 4.3

Respuesta Escalón para la Planta

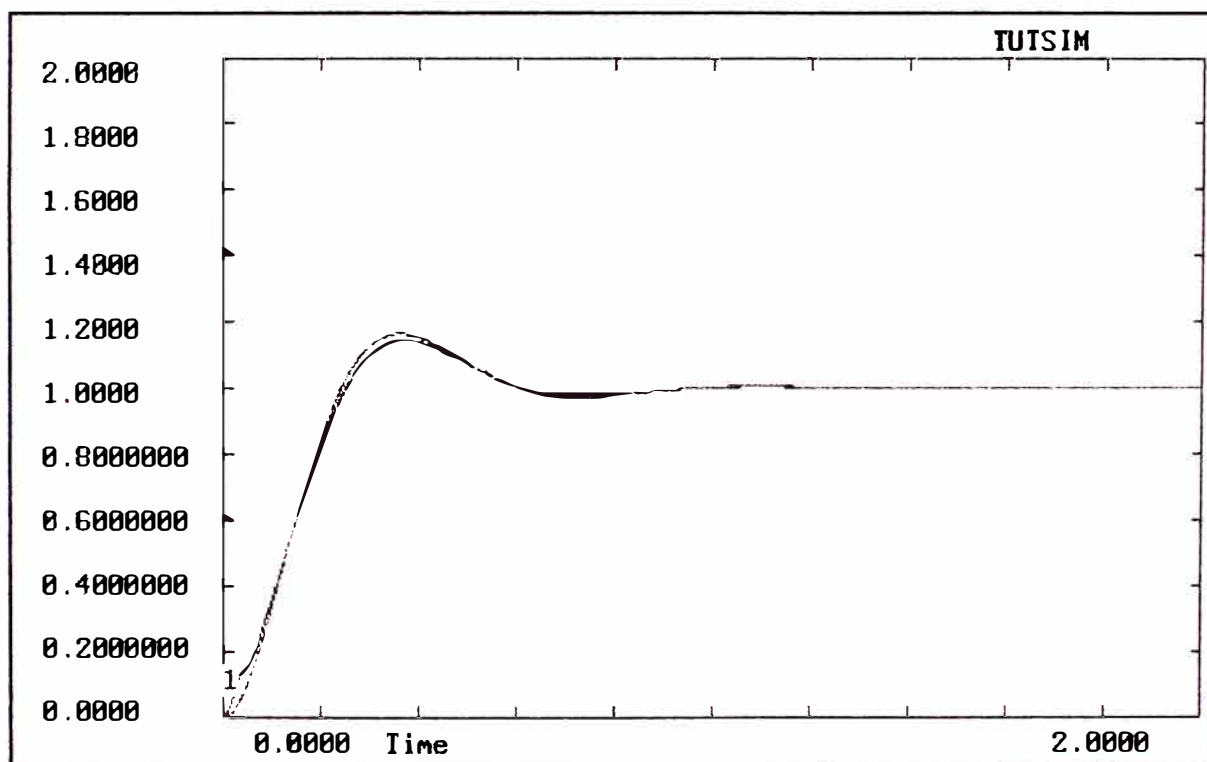


Figura 4.4

Respuesta Escalón para la Variable de Estado X_1 del Modelo y el Sistema

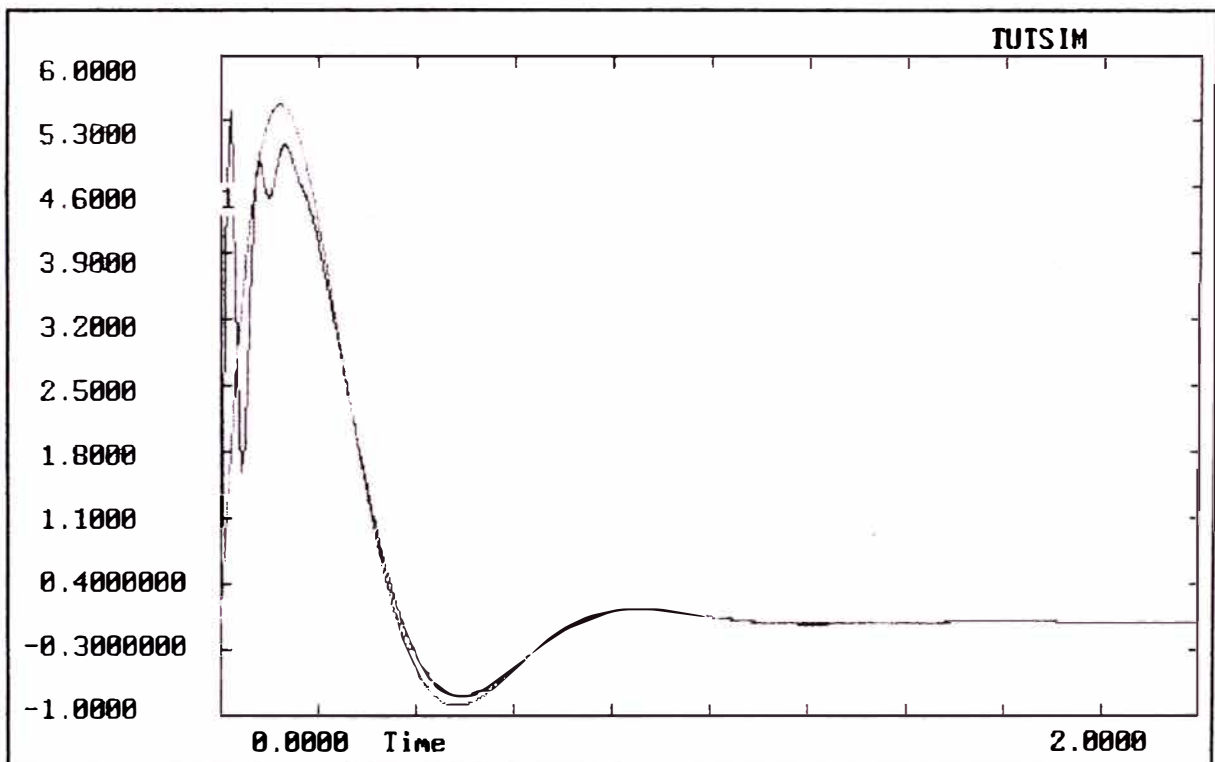


Figura 4.5

Respuesta Escalón para la Variable de Estado X_2 del Modelo y de la Estimación del Sistema.

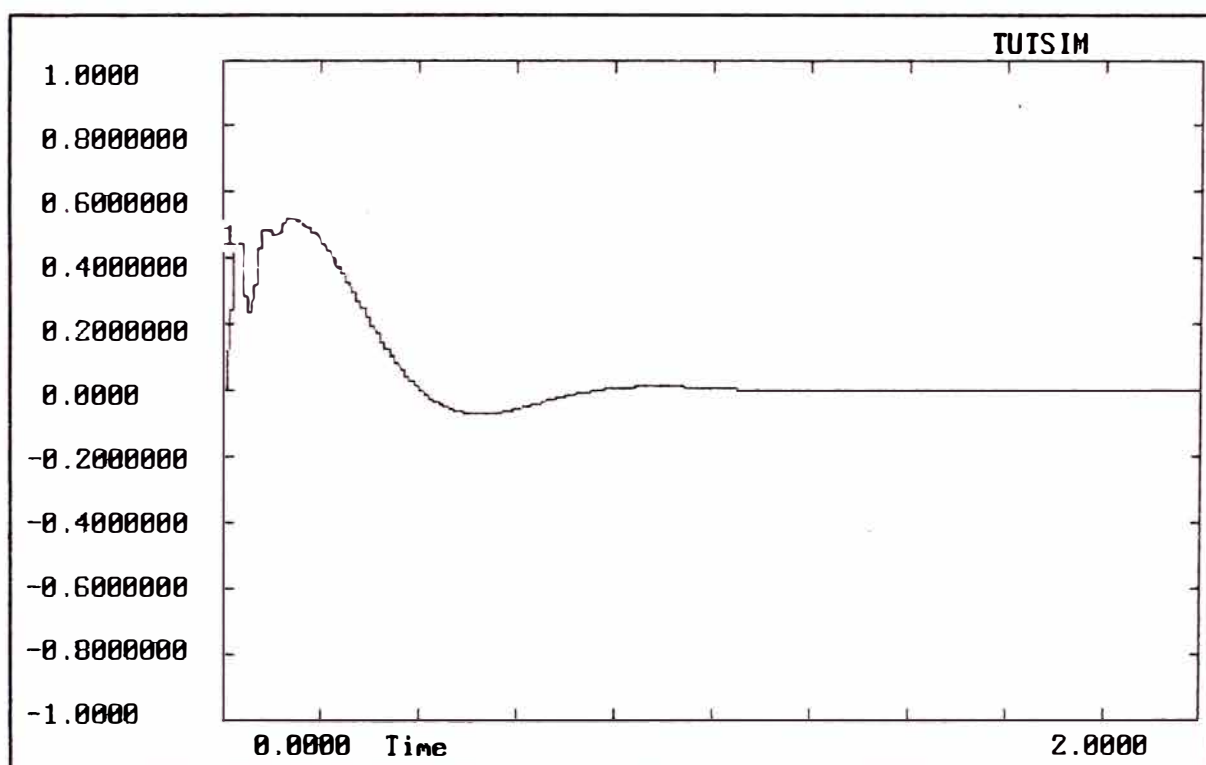


Figura 4.6

Disturbio Ficticio

4.5 Efecto de la Variación de Parámetros de la Planta en el Sistema

Como se mencionó en la Sección 4.4, los resultados obtenidos del procedimiento de diseño correspondieron a la planta escogida para el análisis. Los presentes detalles tratan de analizar la respuesta del sistema cuando los parámetros del sistema son diferentes y debido a que el análisis se realiza para un sistema de segundo orden, el efecto de variación de la ganancia de alta frecuencia y de los polos del sistema son analizados.

4.5.1 Efecto de la Variación de la Ganancia de Alta Frecuencia de la Planta

Con la finalidad de mostrar el comportamiento del esquema de control con respecto a la variación de la ganancia de alta frecuencia, una serie de simulaciones han sido hechas, cambiando el valor desde 1 hasta 800 y los resultados se muestran en las Figuras 4.7, 4.8 y 4.9.

Los resultados obtenidos muestran que para el rango de valores entre 100 y 800, el controlador realizó una compensación satisfactoria y canceló todas las diferencias en la respuesta transitoria y en las condiciones estables; consecuentemente, el sistema sigue al modelo con un error despreciable.

Para valores entre 30 y 100, el controlador puede hacer la

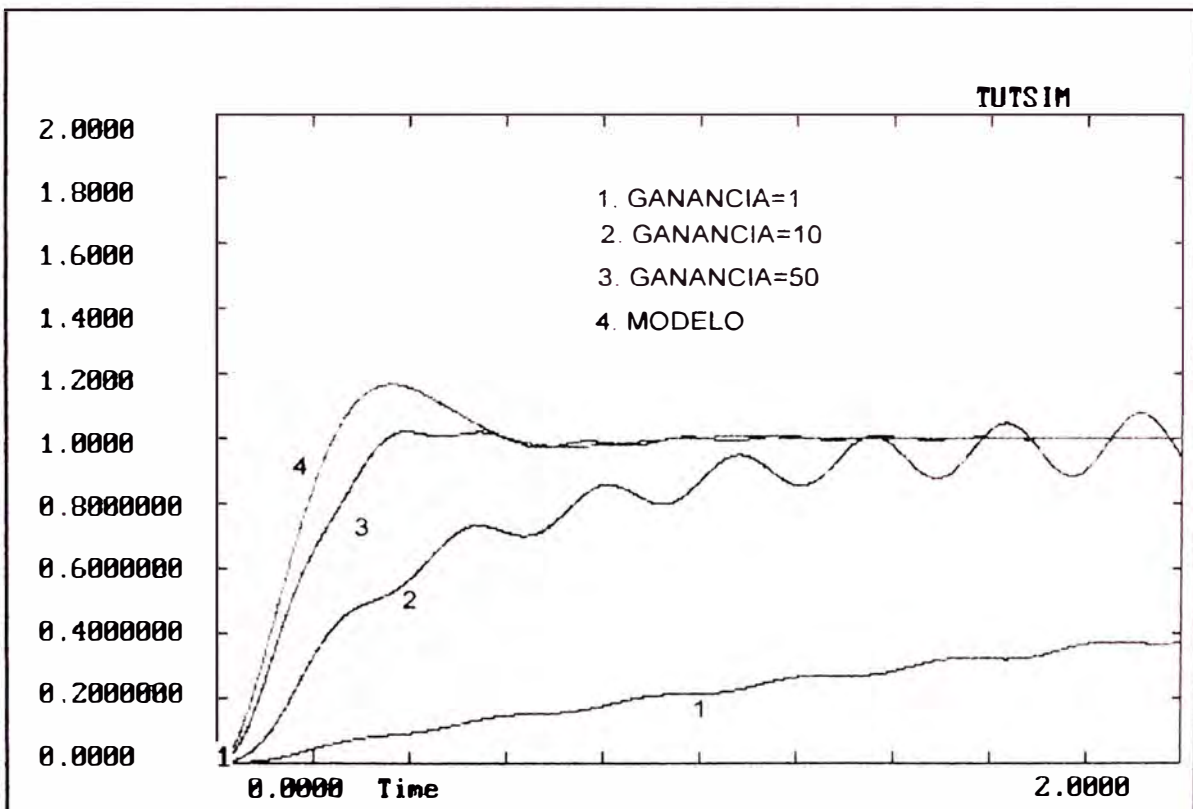


Figura 4.7 Respuesta del Sistema para Valores muy Pequeños de la Ganancia de Alta Frecuencia

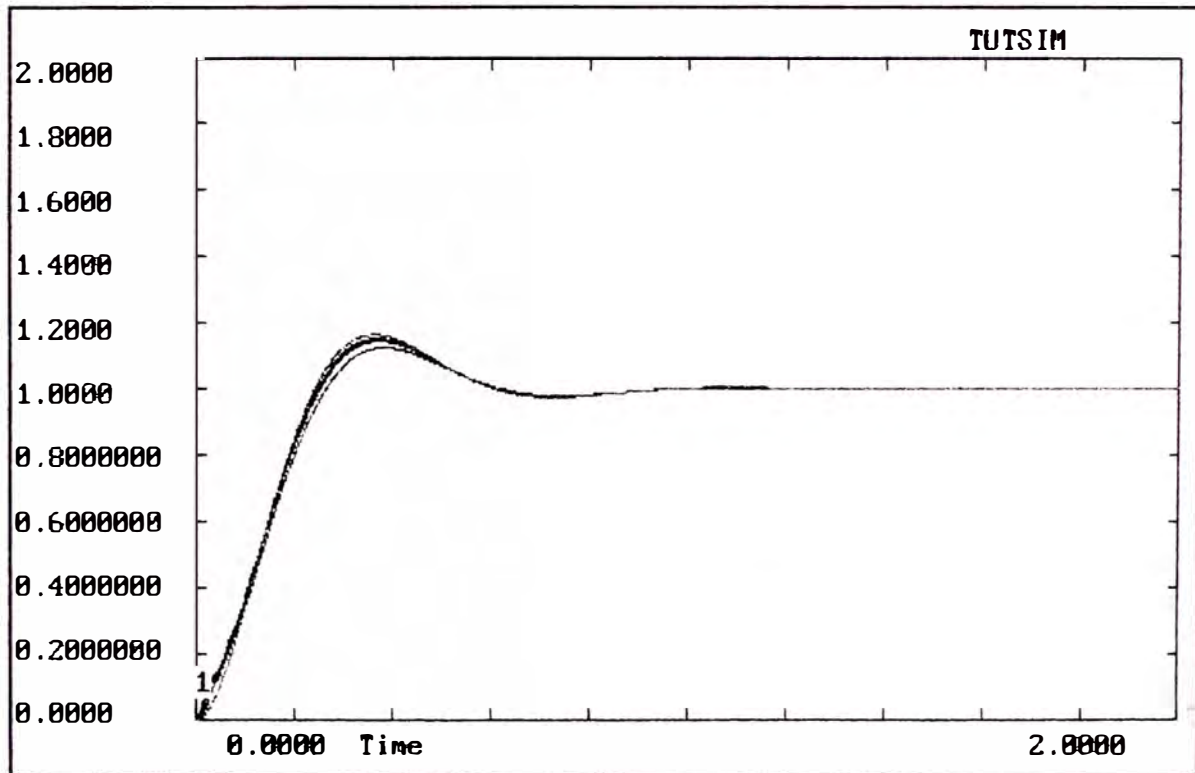


Figura 4.8 Respuesta del Sistema para Valores de la Ganancia de Alta Frecuencia en el Rango 100-700

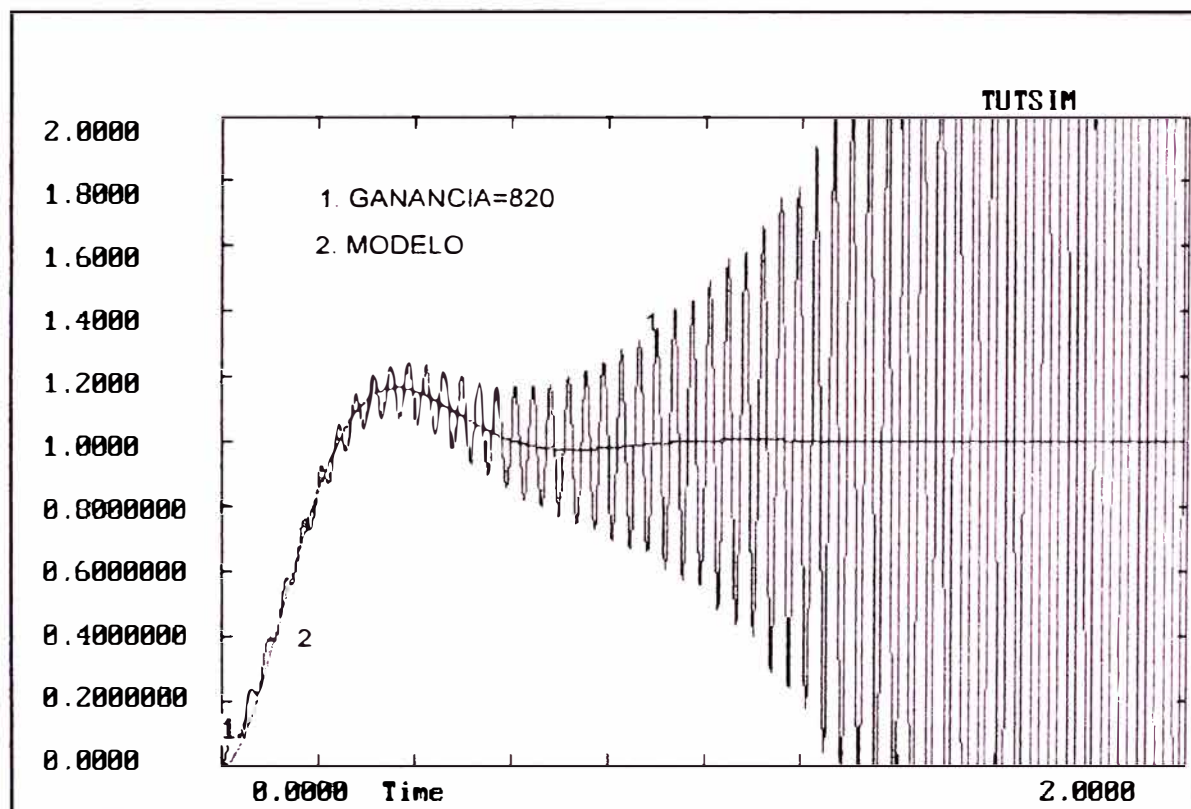


Figura 4.9 Respuesta del Sistema para un Valor muy Grande de Ganancia de Alta Frecuencia

compensación en condiciones de estado estable pero no en la respuesta transitoria, y para valores menores que 30 el sistema oscila y se convierte en inestable. Los resultados obtenidos para valores muy pequeños pueden ser explicados por el hecho que el sistema requiere valores más altos de la ganancia de realimentación para hacer que el sistema siga al modelo y cuando la compensación no es lo suficientemente grande, el sistema es inestable como la planta.

Para valores mayores que 800, el sistema se vuelve inestable y la compensación no es válida. Este efecto puede ser fácilmente explicado por el hecho que para ganancias muy grandes de la planta, la respuesta del sistema es muy rápida comparada con la respuesta del modelo. Esta situación, como se mencionó anteriormente, fuerza al observador a estimar valores muy grandes para la variable de estado X_2 , pero debido a que el período de muestreo no es lo suficientemente pequeño para hacer la estimación gradualmente, la respuesta es oscilatoria; al mismo tiempo las ganancias del controlador tratan de imponer una compensación rápida para hacer que los estados sigan al modelo. Como resultado de estos dos efectos el sistema se vuelve inestable.

Los resultados obtenidos se resumen en la Tabla 4.1.

TABLA 4.1
Comportamiento del Sistema con la Variación de
la Ganancia de Alta Frecuencia

Ganancia de Alta Frecuencia	Comportamiento
Menos de 30	Inestable
Entre 30 y 100	Lentamente converge pero llega al valor final
Entre 100 y 700	Buen comportamiento
Más de 700	Inestable

De acuerdo a este análisis, el controlador puede manejar mayores valores de ganancia de alta frecuencia si el período de muestreo es suficientemente pequeño o la ganancia del controlador es más pequeña.

La Figura 4.10 muestra el disturbio ficticio para los diferentes valores de ganancia de alta frecuencia considerados en el análisis. Puede notarse que, en este caso, el disturbio ficticio está tratando de ajustar sus valores a fin de hacer que el sistema compense el error en estado estable originado por la variación de la ganancia.

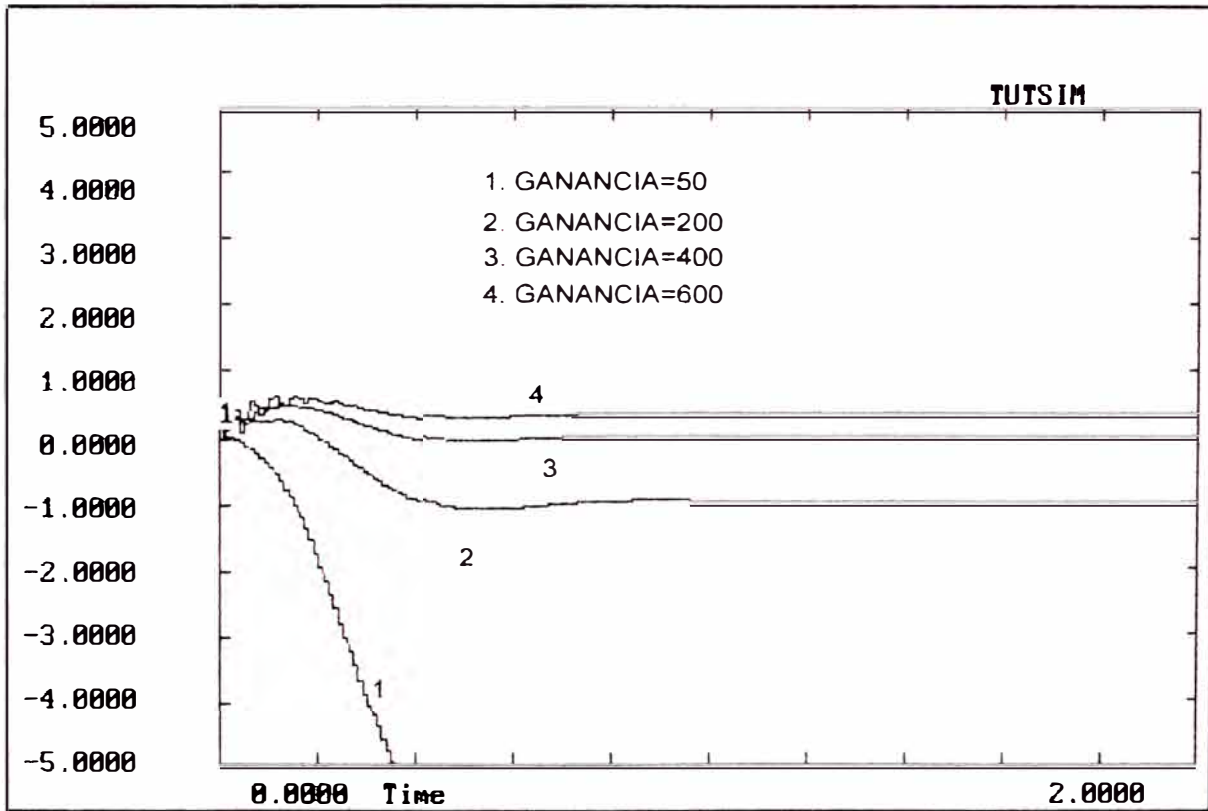


Figura 4.10 Respuesta del Disturbio Ficticio para Compensar el Error en Estado Estable

4.5.2 Efecto de la Variación de la Ecuación Característica de la Planta

Con la finalidad de mostrar la respuesta del sistema con la variación de los términos de la ecuación característica, una serie de simulaciones se han realizado cambiando los dos coeficientes en el denominador de la planta. En este caso, aún cuando es bien sabido que la variación de cada término modificará el factor de amortiguamiento y la frecuencia natural de la planta simultáneamente, los resultados han mostrado que la variación de cada término produce diferente efecto en el sistema, y estos efectos son prácticamente independientes uno del otro. Considerando esta idea, las simulaciones se han realizado cambiando uno de los coeficientes mientras se mantiene el otro constante.

Con fines de simulación, los términos de la ecuación característica han sido llamados de acuerdo a la siguiente designación

$$S^2 + a_1 S + a_2 = 0 \quad (4-16)$$

Las Figuras 4.11, 4.12 y 4.13 muestran el efecto en el sistema de la variación del término a_1 . Como puede notarse, el sistema tiene un muy buen comportamiento en el rango entre -30 y 100. Para valores menores, el sistema se convierte en inestable y para valores por encima de 100 el sistema muestra excesivo sobrepaso máximo y oscilación.

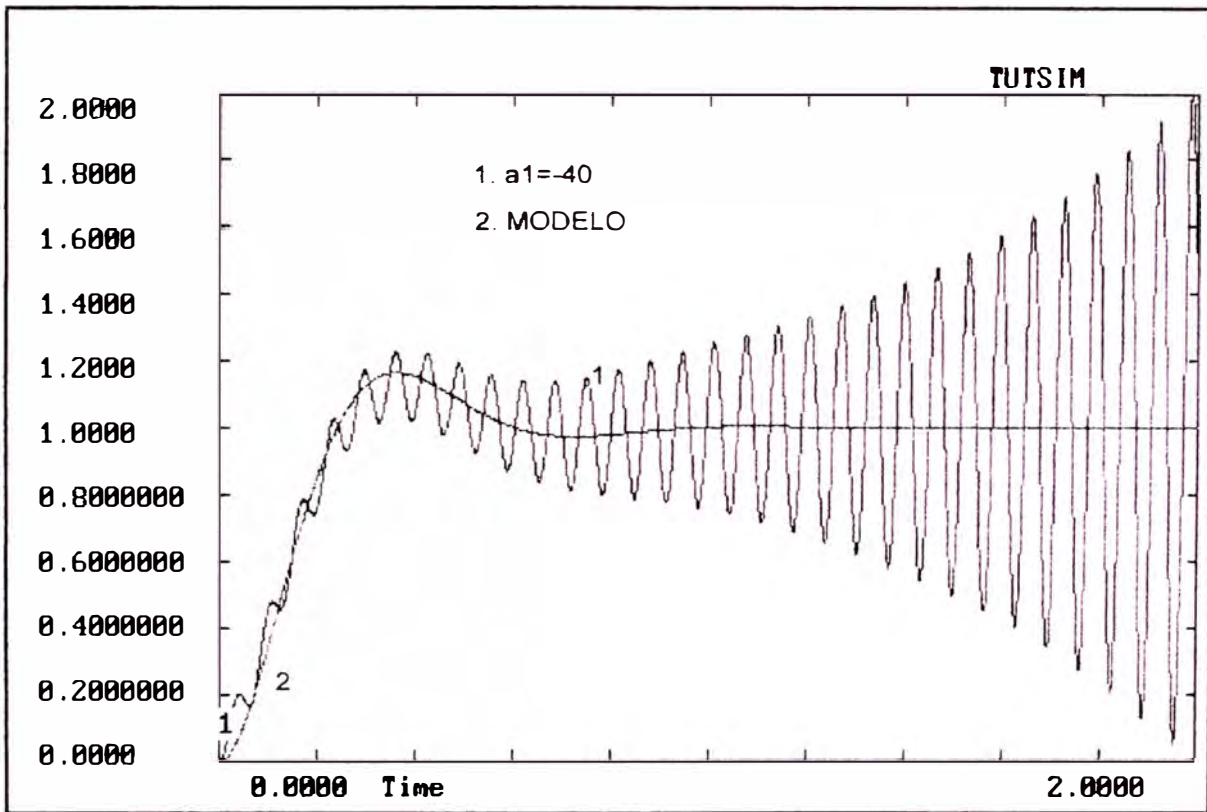


Figura 4.11 Respuesta del Sistema para un Valor muy Pequeño de a_1

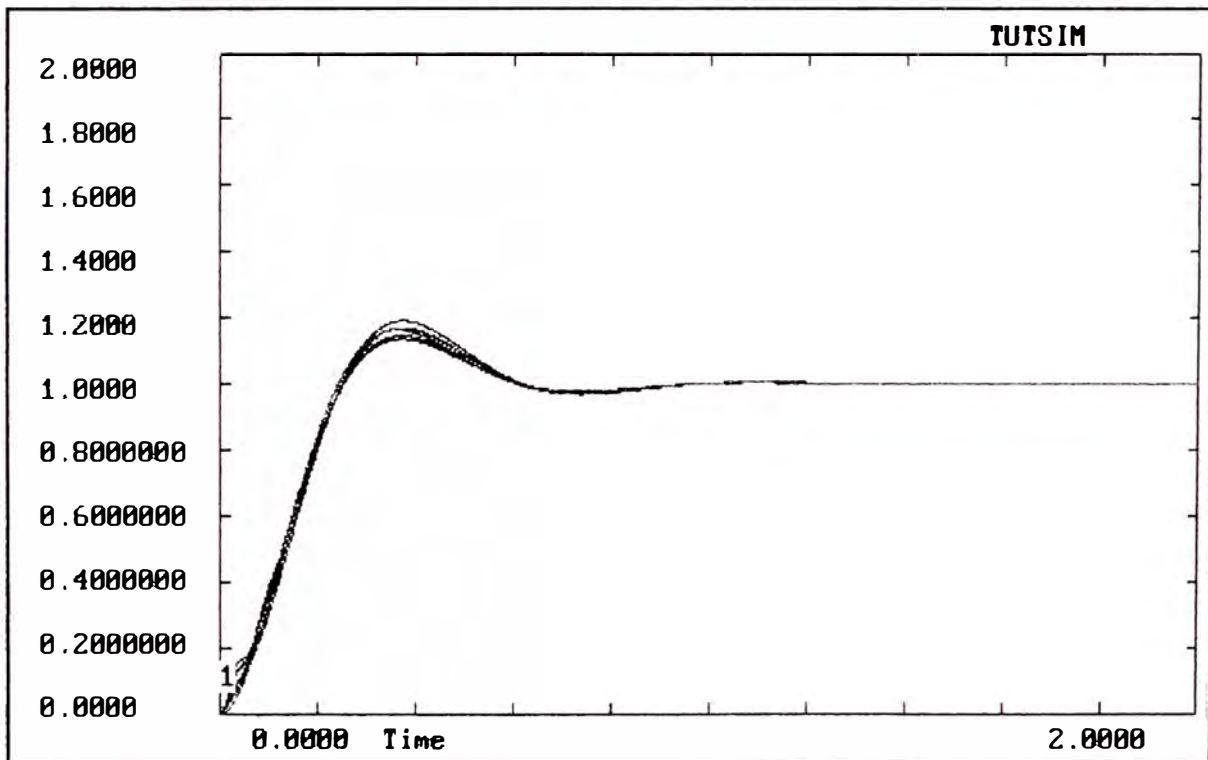


Figura 4.12 Respuesta del Sistema para Valores de a_1 en el Rango -30, 100

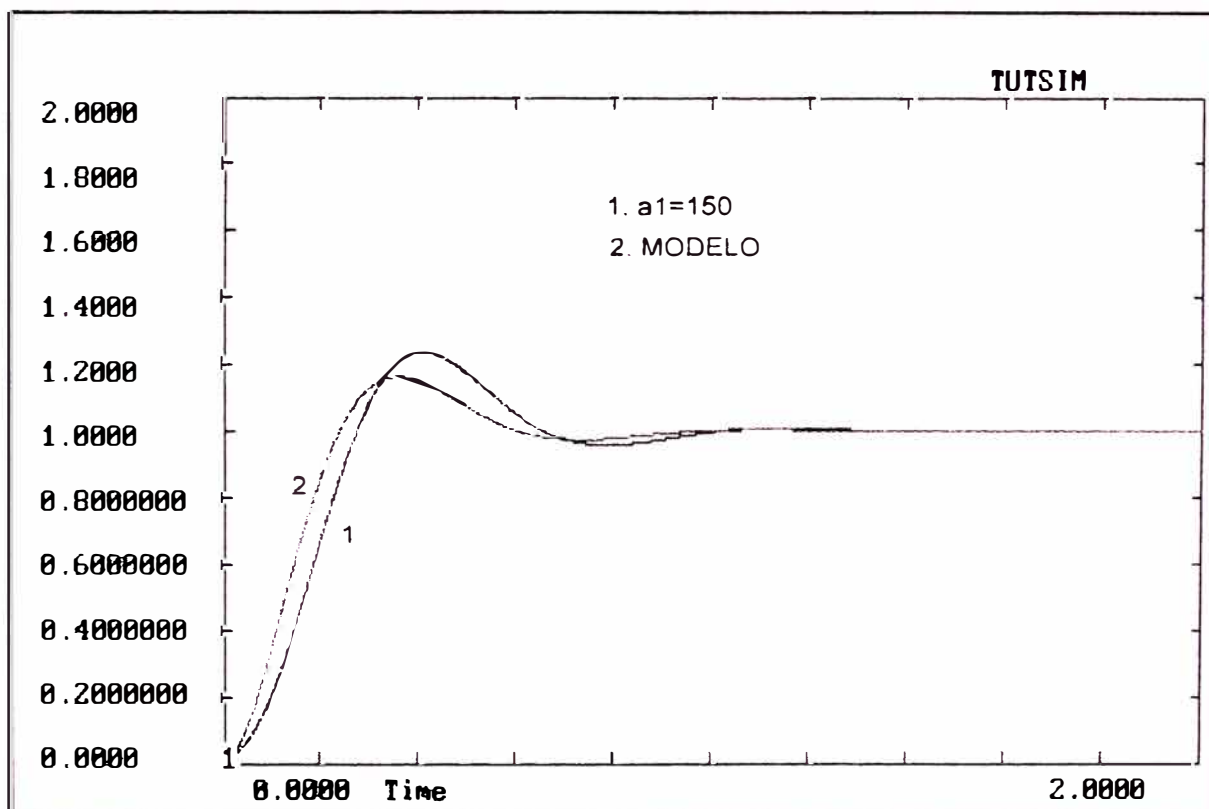


Figura 4.13

Respuesta del Sistema para un Valor muy Grande de a_1

Los resultados obtenidos están resumidos en la Tabla 4.2.

TABLA 4.2

Comportamiento del Sistema con la Variación del Coeficiente a_1

Coeficiente a_1	Comportamiento
Menos de -30	Inestable
Entre -30 y 100	Buen Comportamiento
Más de 100	Oscilación y mayor sobrepaso máximo

Las Figuras 4.14, 4.15 y 4.16 muestran los efectos de la variación del término a_2 .

Como puede verse, el sistema muestra un buen comportamiento en el rango entre -300 y 1000. Para valores menores, el sistema muestra una respuesta más rápida pero con un pequeño sobrepaso máximo con respecto a la respuesta deseada y para valores por encima de 1000 el sistema muestra menos sobrepaso máximo que el modelo. Los resultados obtenidos están resumidos en la Tabla 4.3.

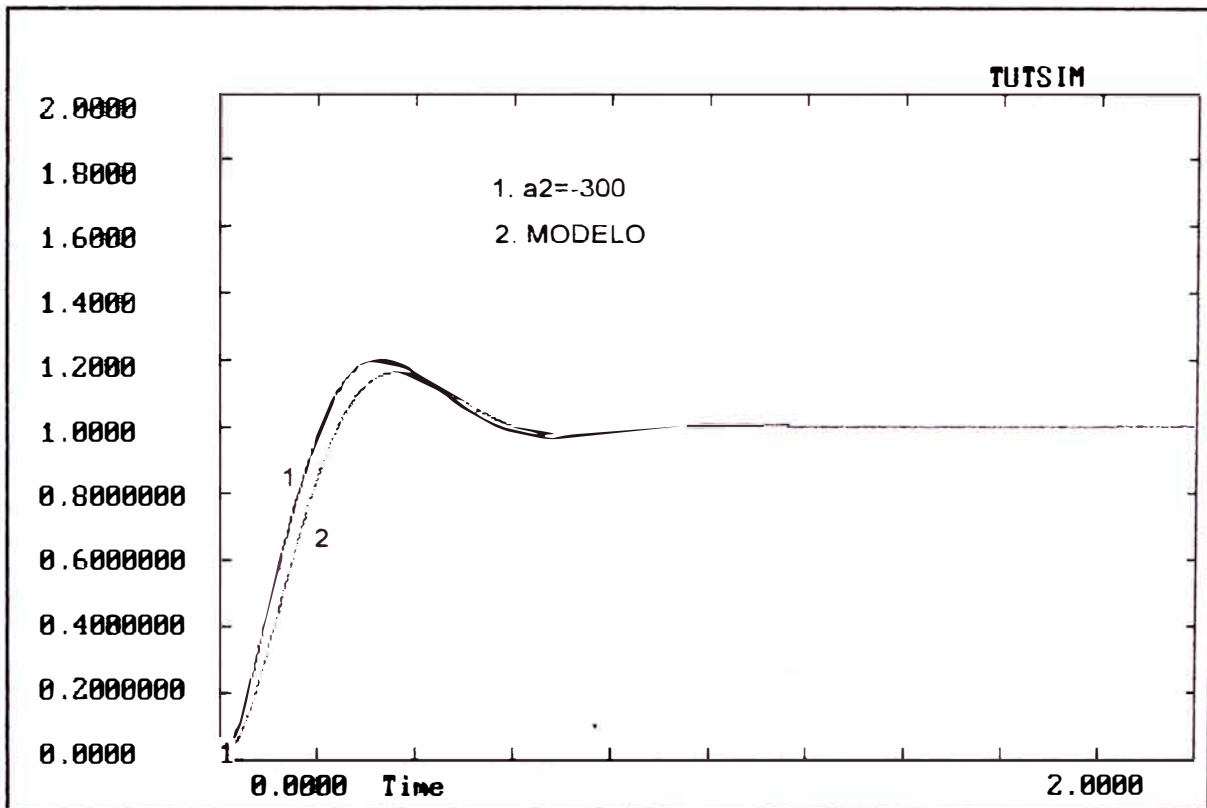


Figura 4.14 Respuesta del Sistema para un Valor muy Pequeño de a_2

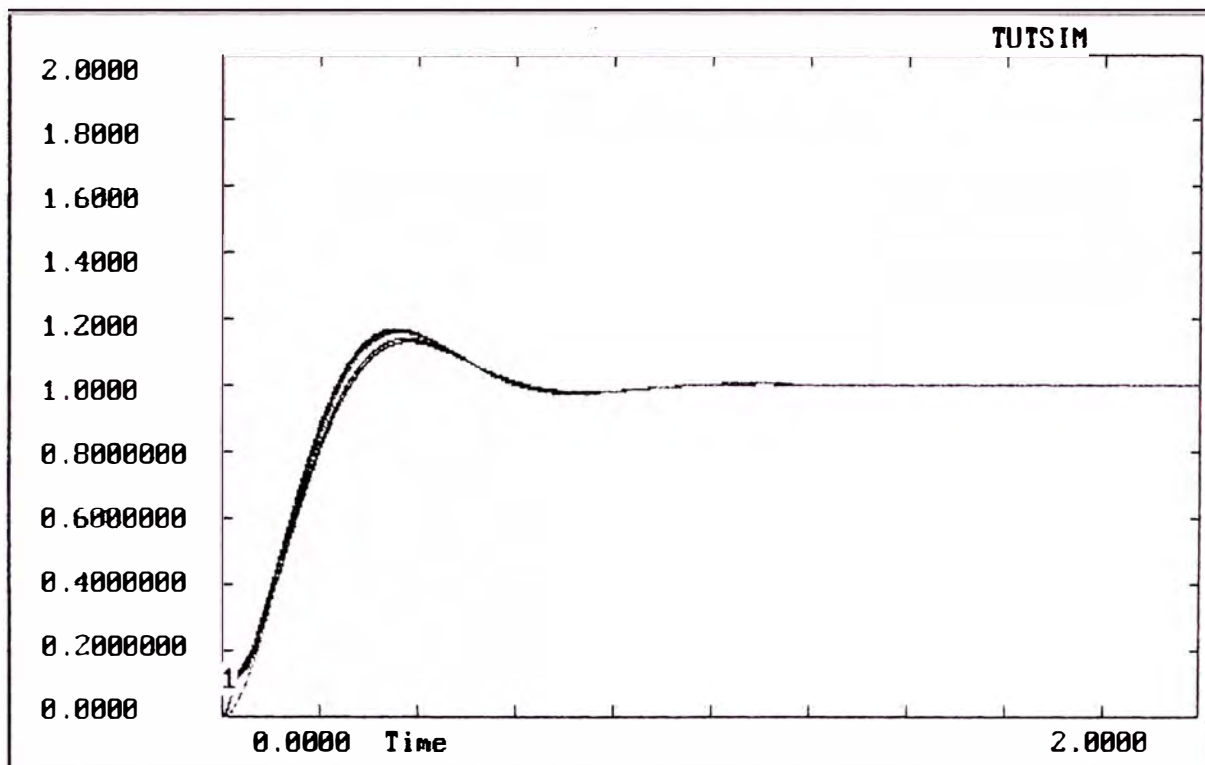


Figura 4.15 Respuesta del Sistema para Valores de a_2 en el Rango - 300,1000

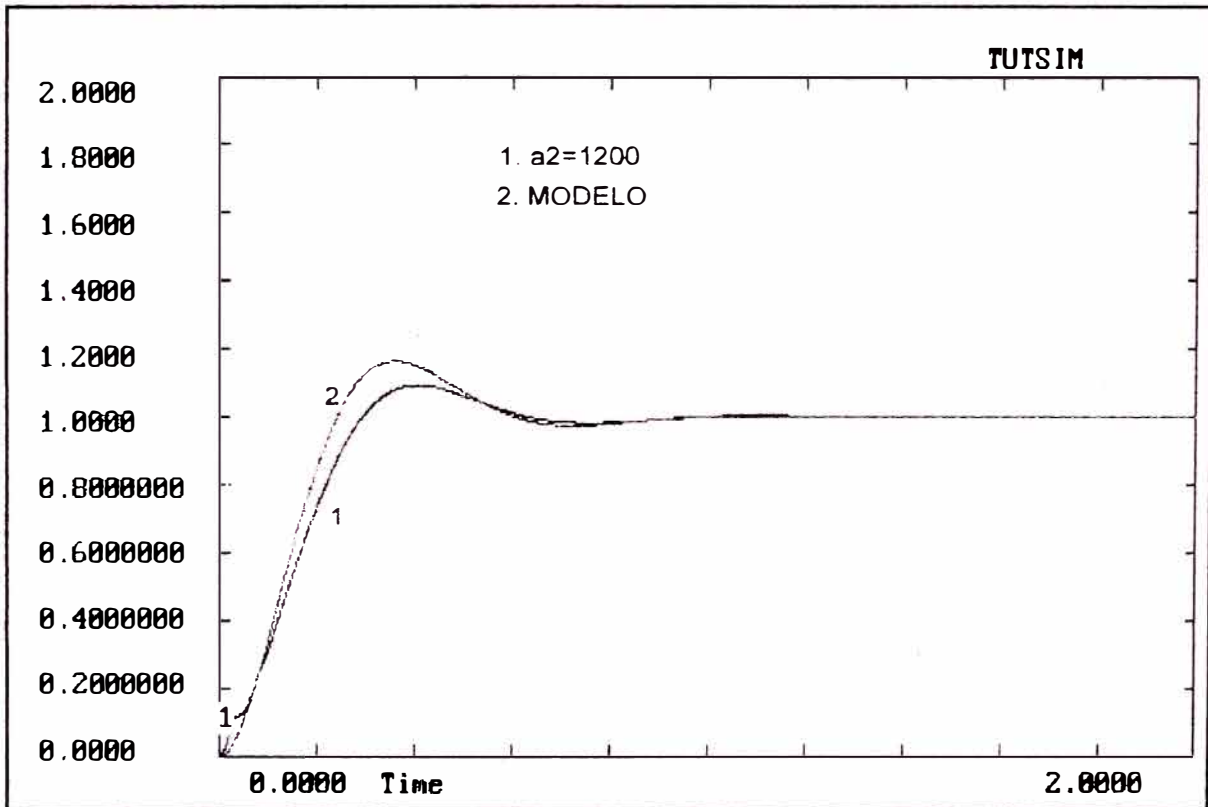


Figura 4.16 Respuesta del Sistema para un Valor muy Grande de a_2

TABLA 4.3

Comportamiento del Sistema con la Variación del Coeficiente a_2

Coeficiente a_2	Comportamiento
Menos de -300	Respuesta más rápida y mayor sobrepaso máximo
Entre -300 y 1000	Buen comportamiento
Más de 1000	Más lento y menos sobrepaso máximo

4.5.3 Observaciones sobre la Variación de Parámetros de la Planta en el Sistema

De los resultados obtenidos, puede apreciarse que el controlador se ajusta por sí mismo a fin de compensar una gran variación de los parámetros de la planta. La variación de los parámetros no es ilimitada, pero el controlador muestra un buen comportamiento para un amplio rango de los parámetros. El rango de operación puede ajustarse modificando el coeficiente del controlador; esta situación es similar al procedimiento de sintonización para los controladores adaptativos existentes. Aún cuando el esquema de control propuesto puede ajustarse automáticamente no puede compensar infinitos valores de los parámetros y algunos ajustes tienen que hacerse a fin de asegurar un buen comportamiento del sistema en el rango de operación.

CAPITULO 5

CONTROL DE POSICION CON MOTORES DC Y EL ESQUEMA DE CONTROL PROPUESTO

5.1 Introducción

Este capítulo muestra el control de posición usando motores DC como una aplicación potencial del esquema de control propuesto. Se explican los problemas en el control de posición y las técnicas existentes para resolverlos y se efectúa una comparación con el esquema de control propuesto para mostrar las ventajas de éste último.

5.2 Motores DC en el Control de Posición

Los motores DC se han utilizado ampliamente para el control de posición y de velocidad en muchas aplicaciones industriales debido a que es fácil de modelar y tienen baja inercia e inductancia. Con su bajo costo y alta confiabilidad el motor DC es una elección excelente como actuador para sistemas de control de alta eficiencia.

La Figura 5.1 muestra el diagrama de bloques típico de un motor DC para control de posición, el cual es obtenido de las ecuaciones mecánicas y eléctricas del motor [9]. De esta figura, es fácil de obtener la función de transferencia entre la posición a la salida y el voltaje del entrada usando la Ley de Mason; cuando el torque externo es cero. La función de transferencia es:

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} \Big|_{\tau_i=0} = \frac{K_i}{s(L_a J m s^2 + (R_a J m + L_a B m)s + (R_a B m + K_i K_b))} \quad (5-1)$$

donde :

R_a = Resistencia de Armadura

L_a = Inductancia de Armadura

Jm = Coeficiente de inercia del motor

Bm = Coeficiente de viscosidad del motor

K_b = Constante de fuerza electromotriz

K_i = Constante de Torque

En la mayoría de los casos, sin embargo, la inductancia del sistema es muy pequeña y puede ser despreciada ($L_a = 0$), de modo que la forma simplificada de la función de transferencia del motor puede expresarse como

:

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{K_i}{s(R_a J m s + R_a B m + K_i K_b)} \quad (5-2)$$

Esta ecuación corresponde a un sistema de segundo orden típico el cual ha

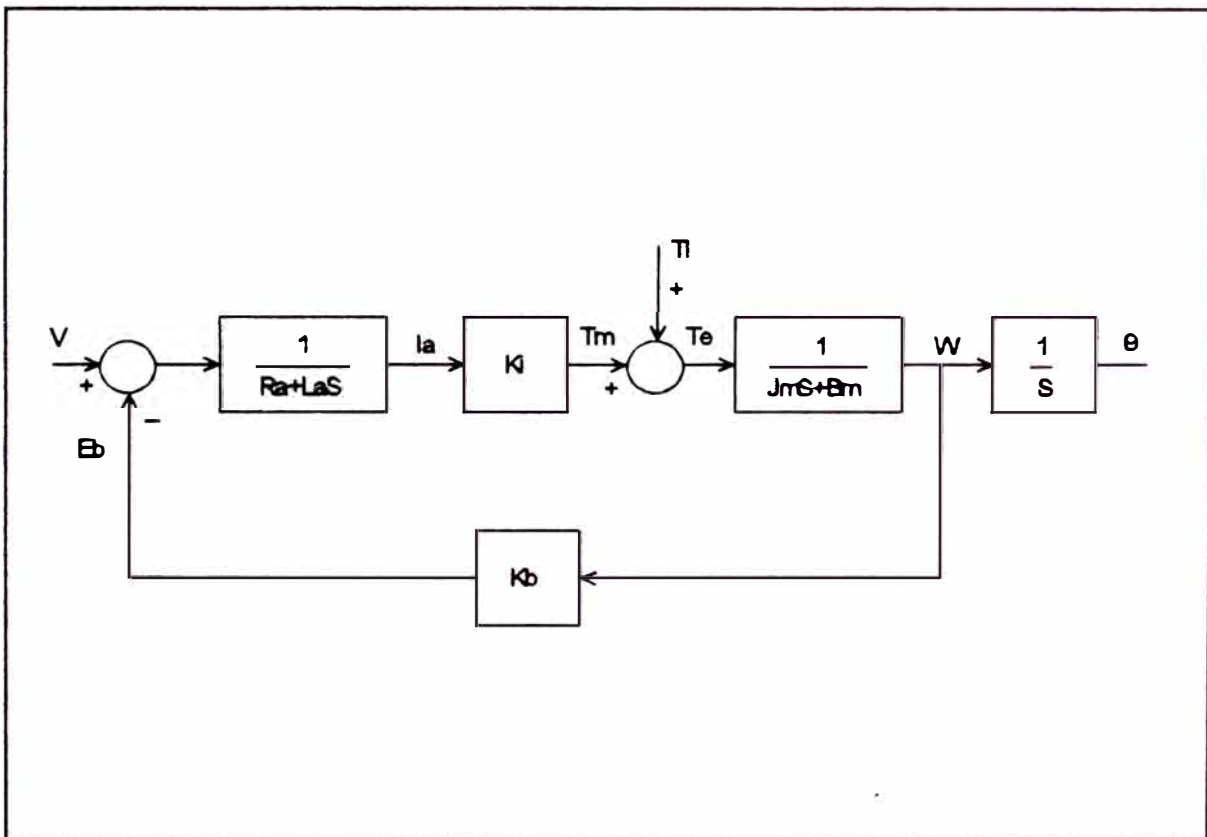


Figura 5.1 Diagrama de Bloques de un Motor DC para Control de Posición

sido ampliamente analizado en la Teoría de Control. El diseño del controlador, entonces, puede realizarse usando toda la información disponible para el comportamiento de un sistema de segundo orden.

5.3 Problema en el Control de Posición cuando se emplea un Motor DC

La función de transferencia obtenida en la sección previa considera el caso ideal cuando el torque externo es cero; esto significa que el motor está trabajando sin ninguna carga aplicada en el eje. En la mayoría de los casos, sin embargo, el motor va conectado a otras partes, y ellas representan una carga desde el lado del motor. En el caso de un robot, por ejemplo, el motor tendrá que mover las extremidades del robot a la posición deseada y tendrá que proporcionar el torque necesario para compensar los efectos de la gravedad, viscosidad y fuerzas de coriolis del sistema.

Del diagrama de bloques del motor, puede verse que el torque externo añadirá un término adicional en la posición del motor y por consiguiente creará un error con respecto a la posición deseada.

Una manera de resolver este problema es usar un juego de engranajes con una muy alta relación de transmisión con la finalidad de reducir el efecto del torque en el eje del motor incrementando la velocidad. Esta solución, sin embargo, no puede usarse en aplicaciones en las que el motor tiene que estar conectado directamente a la carga.

Otra manera de resolver este problema, es considerar un torque externo como una variación de los coeficientes de inercia y del viscosidad del motor y luego usar, ya sea el algoritmo de control del MRAC o el STF para adaptar los coeficientes del controlador de acuerdo con la variación de los parámetros del motor [30][31]. El problema con estos esquemas de control es que ellos requieren una continua excitación a fin de que el controlador converja, por lo tanto, requieren un algoritmo especial para deshabilitar la parte de la adaptación cuando la entrada es constante [7].

Una manera más simple para resolver este problema, sin embargo, es usar un observador para estimar el torque externo actuando sobre el sistema y usar esta estimación en una señal de corrección anticipante a fin del cancelar el torque. Este esquema de control será explicado en la siguiente sección.

5.4 Control de Posición con Motores DC empleando los Observadores Convencionales

5.4.1 Esquema de Control

Como se mencionó anteriormente los observadores pueden usarse para resolver el problema creado por el torque externo actuando en un motor DC.

La idea del esquema de control se muestra en la Figura 5.2 [29].

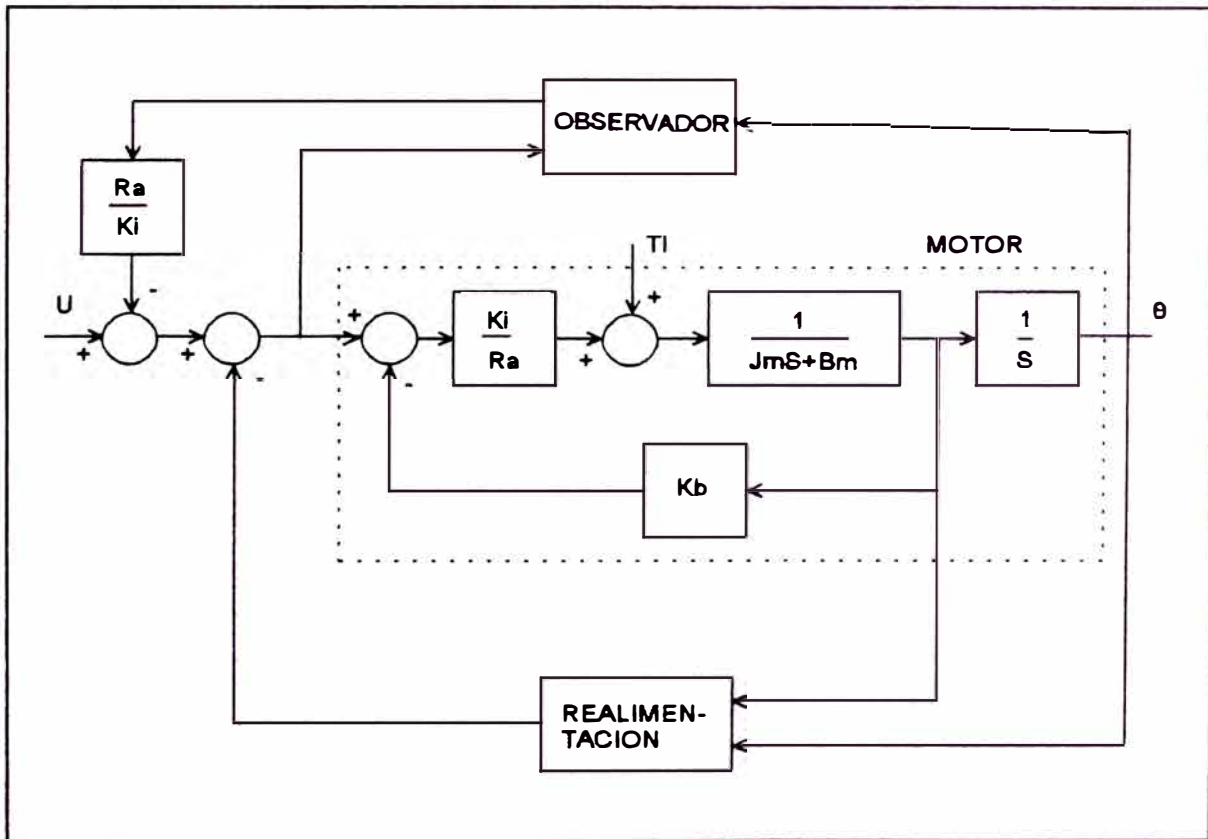


Figura 5.2 Uso Convencional de Observadores en Control de Posición con Motores DC

Como puede apreciarse, en la Figura 5.2, el observador usa los parámetros del motor para estimar el torque externo actuando en el sistema. Debido a que la inductancia del motor se desprecia, la estimación sólo necesita multiplicarse por una constante (R_a/K_i) a fin de permitir una cancelación exacta del torque externo.

Considerando que los parámetros del motor no cambian, el sistema sólo requerirá un controlador de realimentación para alcanzar la respuesta deseada.

La cancelación de la carga externa usando observadores es muy simple y no requiere excitación continua para converger al comportamiento deseado.

5.4.2 Problemas con el Esquema de Control

El esquema de control mostrado anteriormente es simple de diseñar e implementar. Sin embargo, tiene que ser construido sobre la asunción que los parámetros del sistema no cambian. Esta situación no es cierta y algunos parámetros pueden afectar el comportamiento del controlador.

Como se apreció anteriormente, en este esquema de control, la estimación del torque externo se usa en una señal de corrección

anticipante, a fin de cancelar el torque, y haciendo esta compensación, la estimación tiene que multiplicarse por una constante que envuelve la constante del torque y la resistencia de armadura; la constante de torque podría considerarse invariable, pero la resistencia de la armadura varía constantemente con el cambio de temperatura del motor. Debido a que el valor usado en el controlador no cambia, el sistema muestra un error con respecto a la posición deseada, aún cuando la estimación del torque externo es correcta.

5.5 Esquema de Control Propuesto

Con la finalidad de resolver este problema y al mismo tiempo mantener la simplicidad del controlador, el esquema de control propuesto en el presente trabajo puede aplicarse.

De acuerdo con el procedimiento descrito en el Capítulo 3, el modelo tiene que ser definido con la misma estructura del sistema; debido a que el motor DC es sólo un sistema de segundo orden, el modelo se define de la misma manera.

Una vez que el modelo se ha definido, el motor se representa por el modelo y un disturbio ficticio actuando a la entrada del modelo. El observador y el controlador se implementan como se muestra en la Figura 5.3.

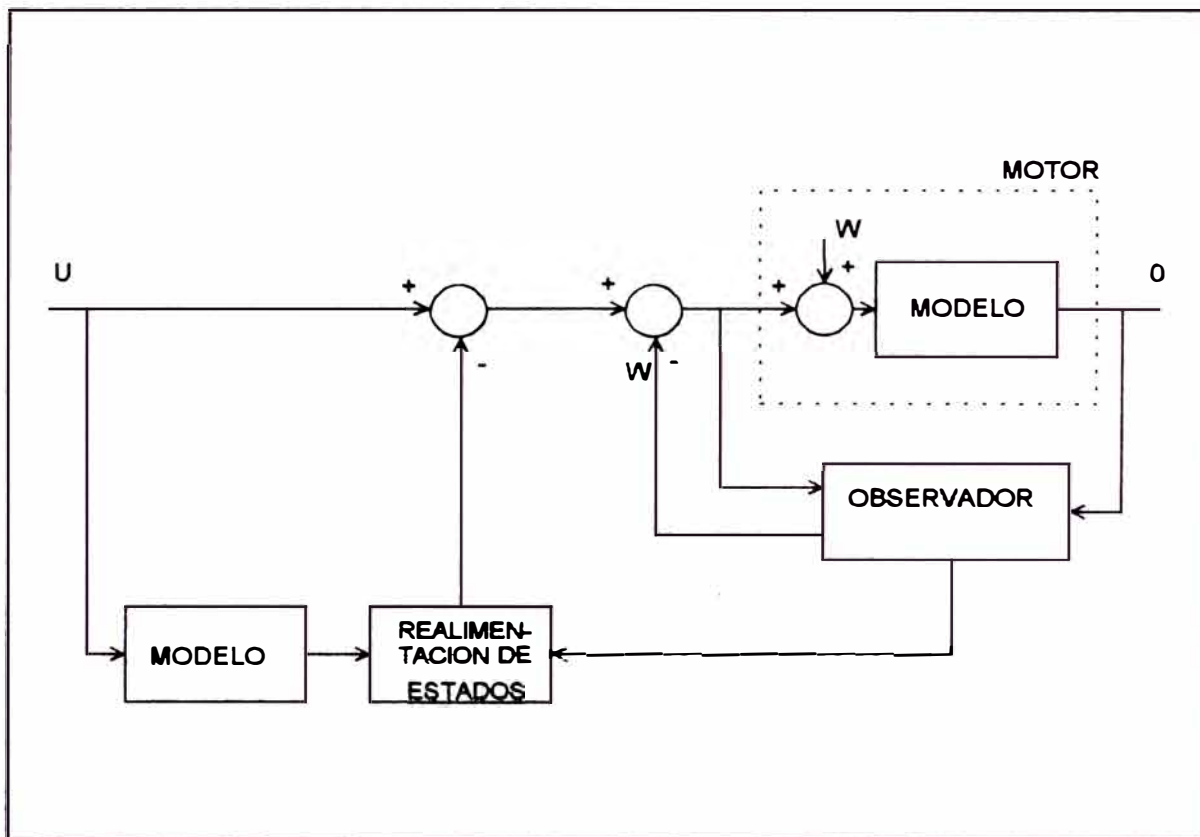


Figura 5.3 Esquema de Control Propuesto para Control de Posición con Motores DC

De la Figura 5.3, puede apreciarse que para este esquema de control la carga externa del motor será vista por el observador como parte del disturbio ficticio que asume la diferencia entre el modelo y el motor. Debido a que el disturbio ficticio es considerado actuando a la entrada del sistema, el torque externo será reflejado automáticamente a la entrada y podrá ser cancelado exactamente por la señal de corrección anticipante sin importar la variación de la resistencia de la armadura del motor.

El controlador propuesto también ofrece la ventaja que éste no se afecta por la variación de las constantes de torque, coeficiente de inercia y de viscosidad porque está basado en los parámetros del modelo.

CAPITULO 6

IMPLEMENTACION EN TIEMPO REAL DEL ESQUEMA DE CONTROL PROPUESTO PARA EL CASO DE CONTROL DE POSICION CON UN MOTOR DC

6.1 Introducción

Este capítulo presenta la implementación en tiempo real del esquema de control propuesto en el Capítulo 5 para el caso de control de posición usando un motor DC en presencia de carga externa; el controlador se implementa usando un procesador digital de señal (DSP). Las características del equipo usado son descritas y el controlador diseñado para esta aplicación es mostrado. Los resultados obtenidos en las simulaciones son comparados con los resultados obtenidos con los de la implementación en tiempo real y las modificaciones introducidas en el controlador a fin de resolver las diferencias entre el sistema real y el sistema asumido, son mostradas.

6.2 Descripción del Motor DC y su Equipo Asociado

6.2.1 El Motor DC y su Equipo Asociado

El equipo del motor usado para el control de posición es el sistema MS150 [36] que está compuesto por los siguientes elementos

1. Un preamplificador, con una ganancia de 50, cuyo objetivo es incrementar la ganancia del sistema y al mismo tiempo reducir el efecto de la zona muerta, causado por la fuerza de fricción en el motor.
2. Un servoamplificador que convierte las señales positivas y negativas a su entrada en rotación bidireccional en el motor. El servoamplificador además permite un acceso externo a las bobinas de campo del motor a fin de permitir la conexión para control de armadura y control de campo. Para el presente caso, el servoamplificador está conectado para control de armadura, debido a que bajo esta configuración, el motor presenta mejores características de controlabilidad.
3. El motor DC, con las siguientes características nominales :

$$R_s = 5 \Omega$$

$$K_s = 1 \text{ V/rad}$$

$$K_t = 0.02 \text{ N-m/A}$$

$$K_b = 0.02125 \text{ V/rad/sec}$$

$$J_m = 9 \times 10^{-5} \text{ kg-m}^2$$

El motor DC tiene un tacogenerador incorporado en el mismo cuerpo, a fin de proporcionar una señal proporcional a la velocidad del eje. La ganancia del tacogenerador es 0.026 V/rad/sec.

4. El sensor de posición para la señal de salida que convierte el ángulo del eje del motor en voltaje. La ganancia del sensor de posición puede ser ajustada arbitrariamente escogiendo los valores de voltaje apropiado que correspondan con las posiciones extremas. Para el presente caso, la ganancia ha sido ajustada en 0.0636 V/rad.

El diagrama del motor DC y su equipo asociado se muestra en la Figura 6.1.

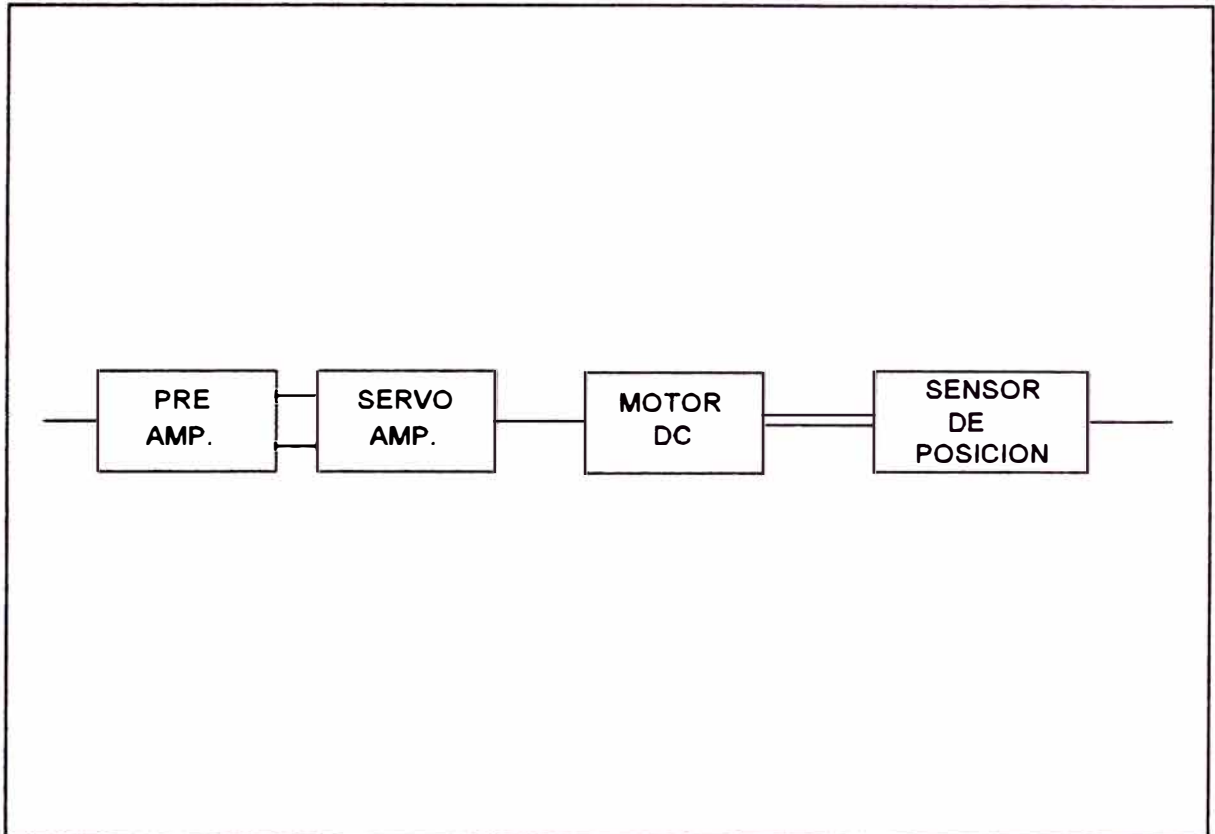


Figura 6.1 Motor DC

6.2.2 Consideraciones Especiales del Motor DC

La función de transferencia para motores pequeños (como el usado en esta implementación) es difícil obtener y normalmente no puede ser calculada de los parámetros nominales del motor. Estudios previos con el mismo equipo de motor DC [34], sin embargo, ha mostrado que la función de transferencia del motor puede expresarse aproximadamente como :

$$G(s) = \frac{44}{s(s+1.5)} \quad (6-1)$$

Con el preamplificador y el sensor de posición conectados al motor, la función de transferencia de lazo abierto del motor DC es :

$$G(s) = \frac{140}{s(s+1.5)} \quad (6-2)$$

También de acuerdo a estudios previos [33], el preamplificador representa un problema serio para el control del motor. Como se mencionó anteriormente, el preamplificador (con una ganancia muy grande) es introducido en el sistema, a fin de reducir la zona muerta del motor; pero debido a esta ganancia la operación lineal del amplificador se limita a 0.2 V. Considerando que la zona muerta del motor es aproximadamente de 0.1 V el rango de operación de la señal de control se reduce a 0.1 - 0.2 V, el cual no sería suficiente para controlar el motor. A fin de solucionar este problema, el equipo cuenta con el tacogenerador que proporciona una señal que puede ser sustraída de la señal de entrada antes de que entre al preamplificador, y alimentando esta diferencia, la operación lineal del sistema puede extenderse a 0.1 - 12.5 voltios [35].

La configuración descrita anteriormente es empleada en el presente estudio, y en este caso, la función de transferencia del motor es expresada aproximadamente como :

$$G(s) = \frac{140}{s(s+50.9)} \quad (6-3)$$

6.3 Descripción del Sistema Sproclab

El Sistema Sproclab es un desarrollo basado en un procesador digital de

de señal (Digital Signal Processor DSP) [38]. Permite realizar la implementación de controladores en tiempo discreto (digitales) mediante la construcción de una representación gráfica del sistema. El Sproclab trabaja junto con el software ORCAD a fin de permitir al diseñador la selección y conexión de los bloques de acuerdo con la aplicación.

El DSP empleado en el Sproclab es de punto fijo y 24 bits, con 1K de memoria RAM en el chip para la memoria del programa y 1K de memoria RAM en el chip para el almacenamiento de datos. Está configurado para trabajar con dos entradas analógicas y dos salidas analógicas ya sea con período de muestreo pre-establecido o con período de muestreo definido por un reloj externo.

A fin de facilitar el diseño, el sistema Sproclab tiene tres utilitarios que tienen que ser usados en secuencia

1. El Sprocview que permite la interfase con el software ORCAD para realizar el diseño empleando las funciones de librería disponibles en el sistema y también permitir la conversión de la representación gráfica en un programa en lenguaje Assembly.
2. El Sprocbuild que compila el programa y crea un archivo objeto que puede ser ejecutado en el procesador digital de señal.

3. El Sprocdrive que carga el archivo objeto en el DSP y ejecuta la simulación en tiempo real del diseño.

6.4 Diseño del Controlador

Usando el procedimiento descrito en el Capítulo 4, se diseñó un controlador para el motor DC descrito.

En este caso, el modelo escogido tiene la siguiente función de transferencia

$$G(s) = \frac{300}{s^2 + 30s + 300} \quad (6-4)$$

y el período de muestreo usado para el controlador digital es de 10 ms.

Las ecuaciones obtenidas para el observador modificado son :

$$\begin{aligned} \hat{X}_2(k) = & -86.1352Y(k-1) + 84.7093Y(k) + \\ & + 1.4269\hat{W}(k-1) + 1.4269U(k-1) \end{aligned} \quad (6-5)$$

$$\begin{aligned} \hat{W}(k) = & -3.6265Y(k-1) + 3.6765Y(k) + \\ & -0.0316\hat{X}_2(k-1) + 0.95\hat{W}(k-1) + \\ & -0.05U(k-1) \end{aligned} \quad (6-6)$$

y las ganancias de realimentación, siguiendo el criterio descrito en el Capítulo 4, para un sistema con una ganancia de 140 aproximadamente, se eligen como :

$$G_1=10 \quad (6-7)$$

$$G_2=0.1 \quad (6-8)$$

6.5 Implementación del Controlador en el Sistema Sproclab

6.5.1 Ecuaciones del Controlador

Usando las ecuaciones obtenidas, el controlador fue implementado en el Sistema Sproclab con algunas modificaciones, a fin de satisfacer las restricciones impuestas por el sistema.

Como se mencionó en la Sección 6.3, el Sistema Sproclab trabaja con 24 bits en sistema de punto fijo, pero su rango de operación está entre -2.00 y 2.00; este rango es válido, no sólo para los valores que el sistema usa durante los cálculos, sino también para los parámetros de los bloques. Debido a que el controlador a ser implementado, considera parámetros y valores que están fuera del rango establecido, se requirió efectuar un escalamiento.

A fin de poder realizar la implementación, la ecuación de estimación para la variable de estado X_2 fue escalada por el factor $1/64$ y la estimación del disturbio fue escalada por $1/2$.

6.5.2 Consideraciones respecto a la Señal de Entrada

Para la simulación, el sistema fue probado para una señal de entrada tipo escalón debido a que representa la condición de operación más crítica para el sistema. Originalmente esta señal debería ser generada por un generador de función y luego digitalizada e introducida en el controlador para los cálculos correspondientes. Debido a que un generador externo podría introducir ruido indeseable en el sistema un generador de pulsos interno fue preferido. La señal de entrada, entonces, fue generada por el Sistema Sproclab y consistió en una señal de tipo escalón con una frecuencia de 0.1 Hz. La amplitud del escalón fue mantenida en 0.1 V a fin de evitar sobrepasar los rangos de operación del sistema durante los cálculos.

6.5.3 Consideraciones respecto al Período de Muestreo

Como se mencionó anteriormente el Sistema Sproclab puede ser configurado para trabajar con un reloj interno o con uno externo. El reloj interno puede proporcionar tres frecuencias de muestreo

diferentes : 10, 20 y 50 kHz. Debido a que en el presente caso, la frecuencia de muestreo es de sólo 0.1 kHz (período de muestreo de 10 ms) un reloj externo tuvo que ser usado. Cuando se emplea esta configuración, la frecuencia del reloj debe ser 80 veces la frecuencia de muestreo deseada, de modo que para el presente caso la frecuencia del reloj debe ser de 8 kHz.

6.5.4 Ganancias de Compensación para los Convertidores A/D - D/A

Durante los primeros experimentos de prueba realizados con el Sproclab se encontró que las interfases mostraban un factor de ganancia con respecto a los valores reales a la entrada y salida del sistema. Esta ganancia variaba con la interfase empleada.

Para la implementación hecha en el presente trabajo, las interfases empleadas y las ganancias correspondientes se muestran en la Tabla 6.1 :

TABLA 6.1

Ganancias de Corrección para las Interfases

Interfase	Designación	Ganancia de Corrección
Convertidor A/D	ADCIN1	2.23478
Convertidor D/A	DACOUT2	0.80339

6.5.5 Diagrama de Bloques

Considerando el diseño descrito previamente, se creó un diagrama de bloques usando las funciones de librería disponibles en el Sistema Sproclab. El diagrama de bloques final se muestra en el Apendice A.

6.6 Resultados de las Simulaciones en Tiempo Real

Después de implementar el controlador en el Sistema Sproclab, se realizaron simulaciones pero los resultados iniciales no reflejaron los resultados obtenidos en las simulaciones para las condiciones ideales. Por esta razón se realizaron una serie de pruebas para determinar los problemas existentes en el sistema real.

6.6.1 Problema del Ruido en el Sistema

Durante el arranque del sistema se encontró que el motor mostraba excesiva vibración y también rotaba en una forma inestable. Debido a esta situación, el controlador fue desconectado del motor, la señal de corrección anticipante fue temporalmente cancelada y la estimación de valores del controlador comparada con los resultados de la simulación.

Durante esta prueba se encontró que las estimaciones realizadas por el observador mostraban excesiva oscilación y siempre conducían al controlador a la inestabilidad. Los resultados de la estimación del disturbio y de la variable de estado X_2 se muestran en las figuras 6.2 y 6.3. Después de verificar las entradas y salidas de los bloques involucrados, se encontró que este problema era creado por el ruido introducido en el sistema por el convertidor A/D el cual estaba compuesto por ruido blanco y pulsos con frecuencias cercanas a la mitad del periodo de muestreo. Con la finalidad de resolver el problema, un filtro digital fue introducido en el sistema inmediatamente después de la ganancia de compensación del convertidor A/D . La necesidad de un filtro pasa bajos era clara, pero debido a que en Sistemas de Control es necesario evitar excesivos retrasos, un filtro de primer orden fue implementado [32].

La ecuación del filtro escogido fue :

$$Y(k)=0.5X(k)+0.5X(k-1) \quad (6-9)$$

la cual básicamente proporciona el promedio de los valores de entrada entre dos muestreos consecutivos. La respuesta en frecuencia del filtro se muestra en las Figuras 6.4 y 6.5 y las estimaciones obtenidas después de incluir el filtro en el controlador se muestran en las Figuras 6.6 y 6.7.

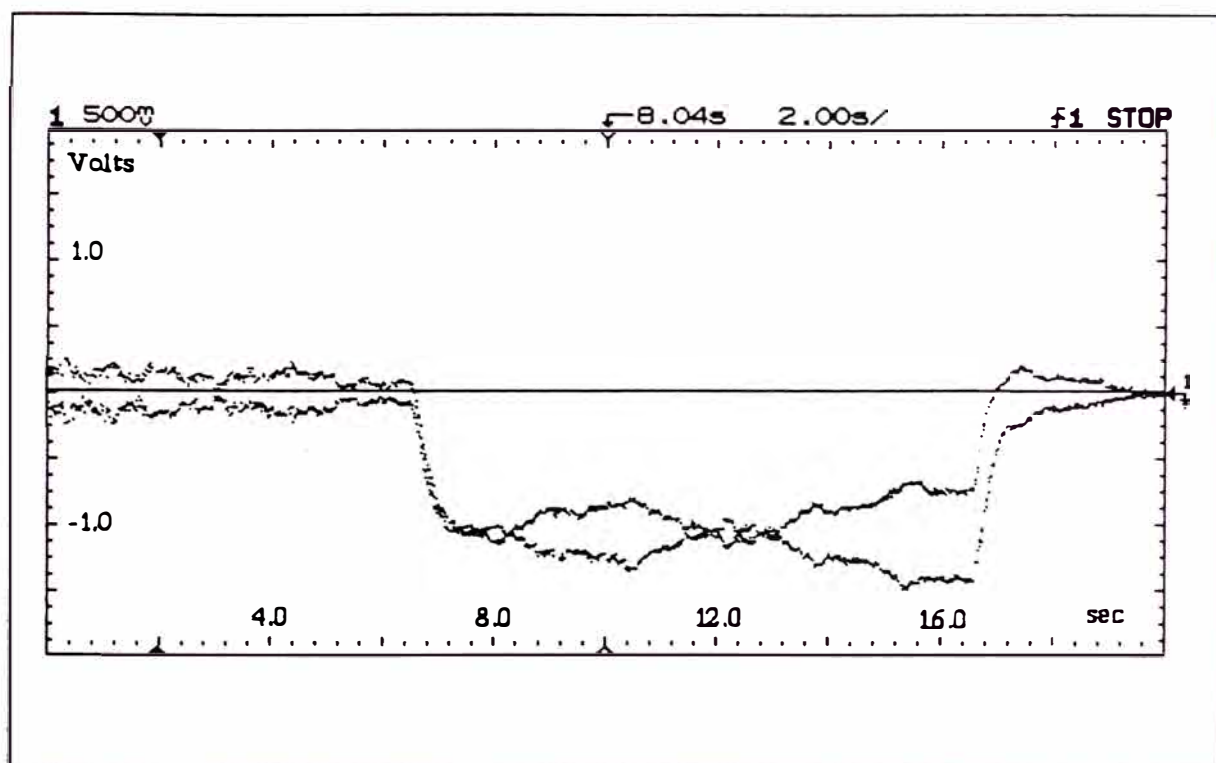


Figura 6.2 Estimación del Disturbio Ficticio sin el Empleo del Filtro

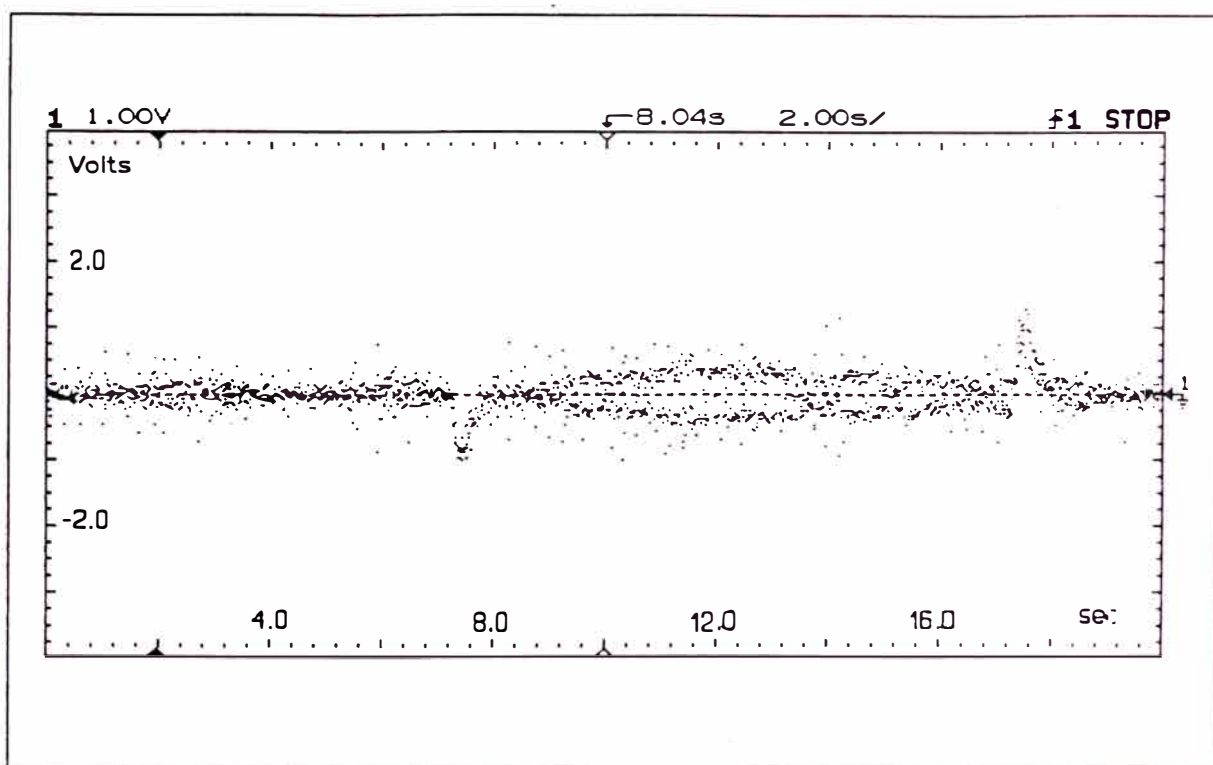


Figura 6.3 Estimación de la Variable de Estado X_2 sin el Empleo del Filtro

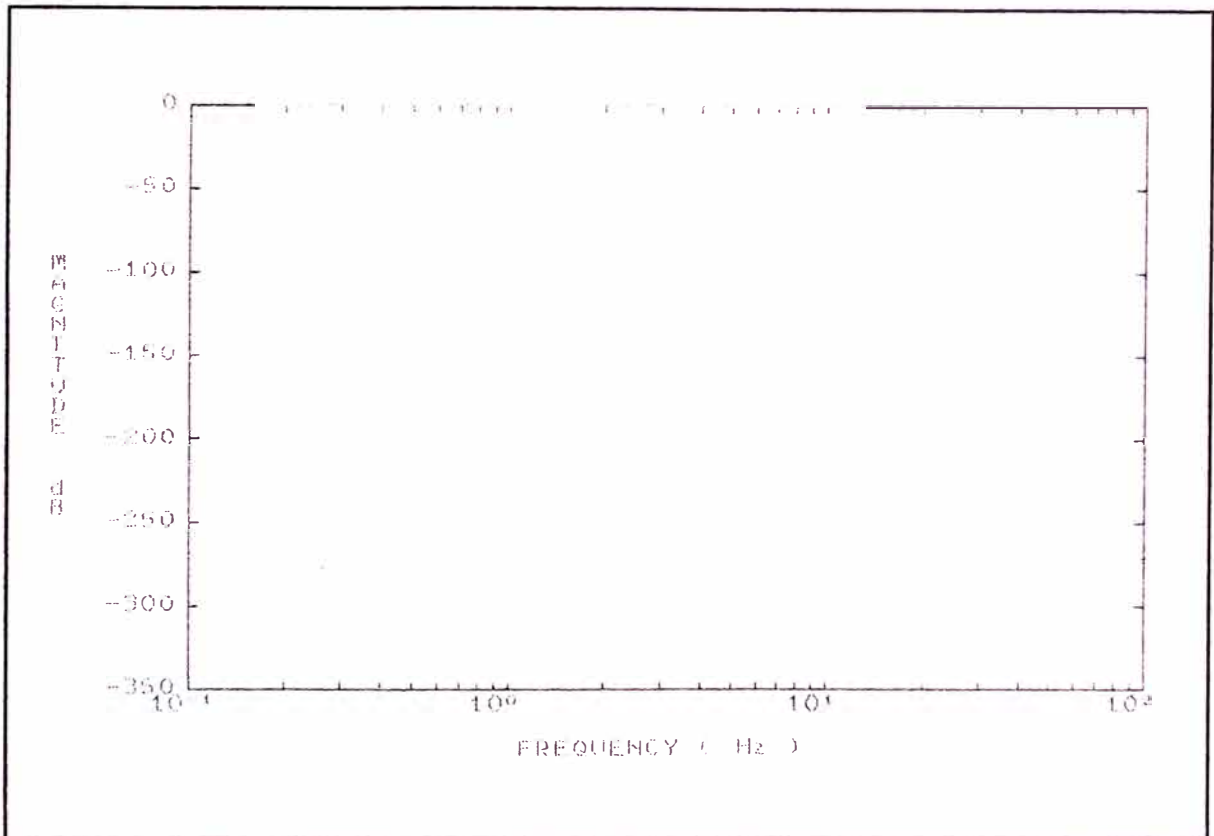


Figura 6.4 Respuesta en Magnitud del Filtro

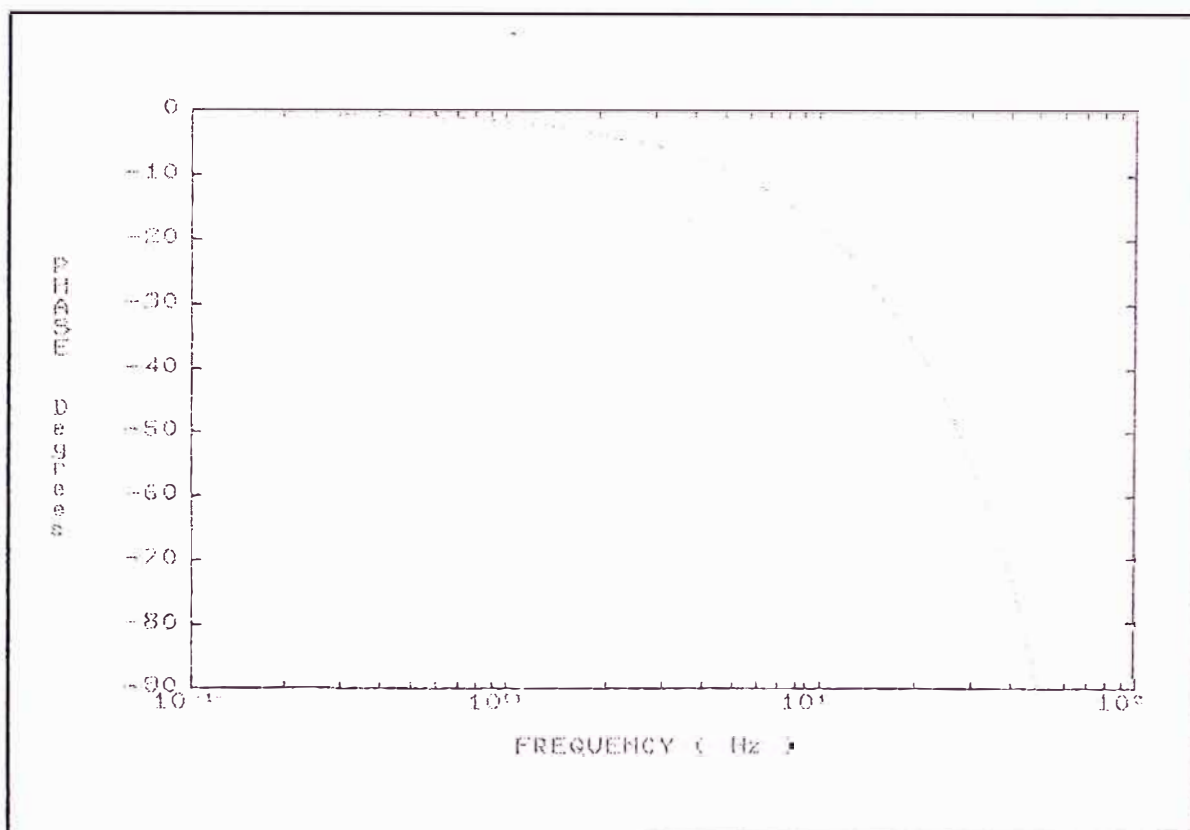


Figura 6.5 Respuesta en Fase del Filtro

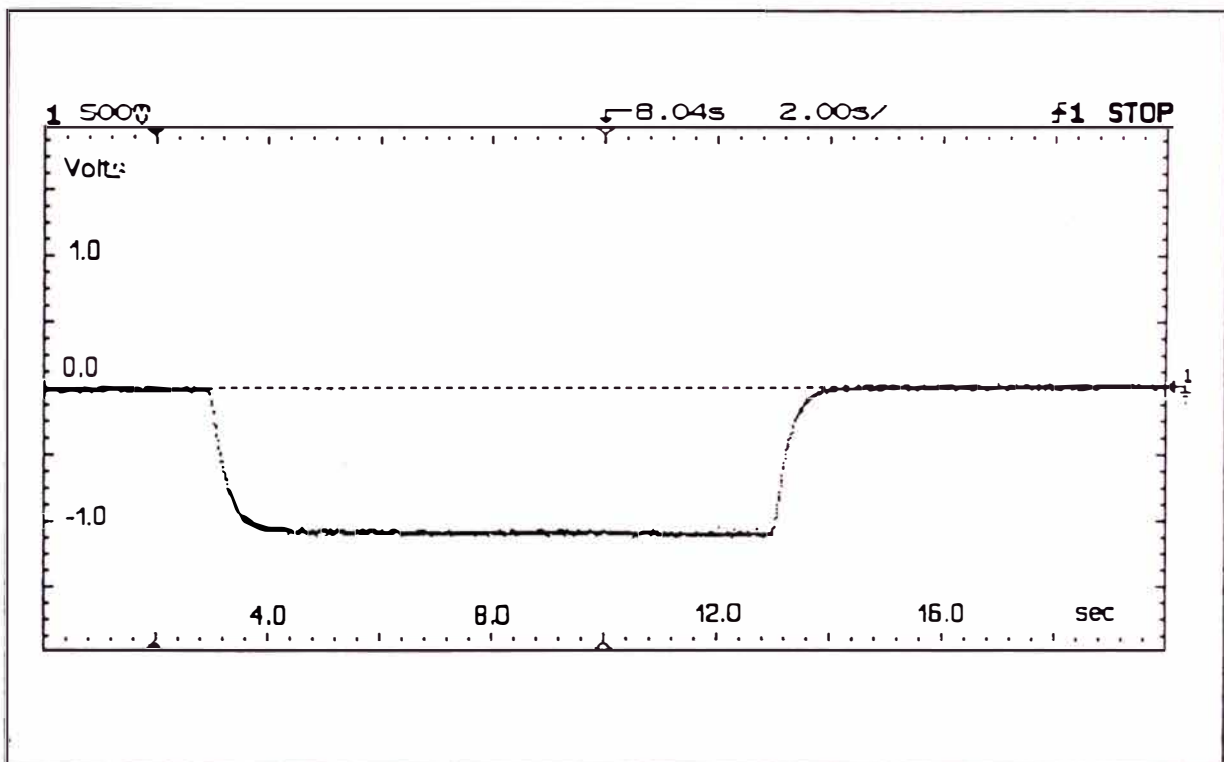


Figura 6.6 Estimación del Disturbio Ficticio con el Empleo del Filtro

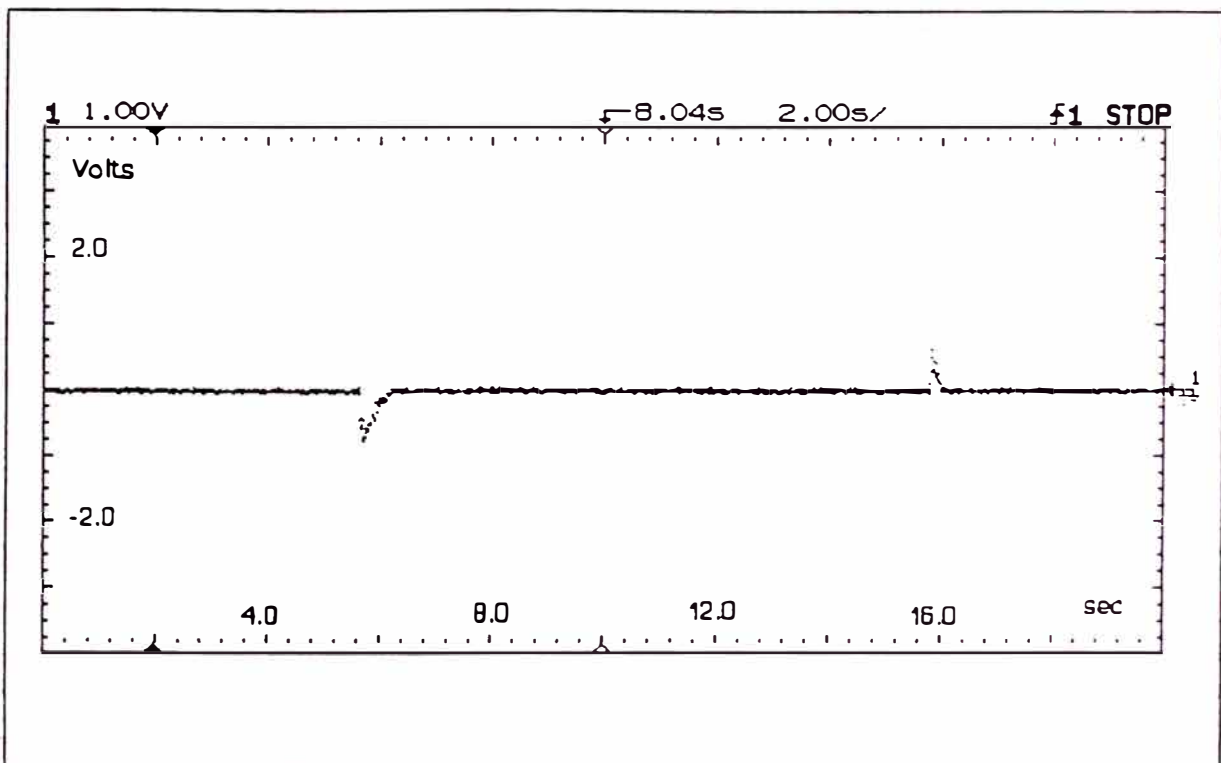


Figura 6.7 Estimación de la Variable de Estado X_2 con el Empleo del Filtro

6.6.2 Efecto de la Zona Muerta en el Sistema

Después de la inclusión del filtro digital, el motor se conectó nuevamente al controlador para la simulación en tiempo real. En este caso, el sistema alcanzó la posición deseada, pero la respuesta escalón mostró sobrepaso y la señal de control y el disturbio ficticio estimado mostraron alguna oscilación. Los resultados de la simulación en tiempo real se muestran en las Figuras 6.8, 6.9 y 6.10. Una comparación de la respuesta de posición del sistema y el comportamiento deseado se muestra en la Tabla 6.2.

Tabla 6.2.

Comparación entre la respuesta de posición del sistema
y la respuesta del modelo

	Sistema	Respuesta Deseada
Tiempo de Levantamiento	100 ms	110 ms
Sobrepaso Máximo	50 %	0.0 %
Valor Final	0.1	0.1

De las Figuras 6.9 y 6.10 puede apreciarse que la señal de control y el disturbio ficticio muestran oscilación cuando la salida ya se ha estabilizado en su posición final. Esta observación puede conducir a la conclusión que el problema que está afectando al sistema es la

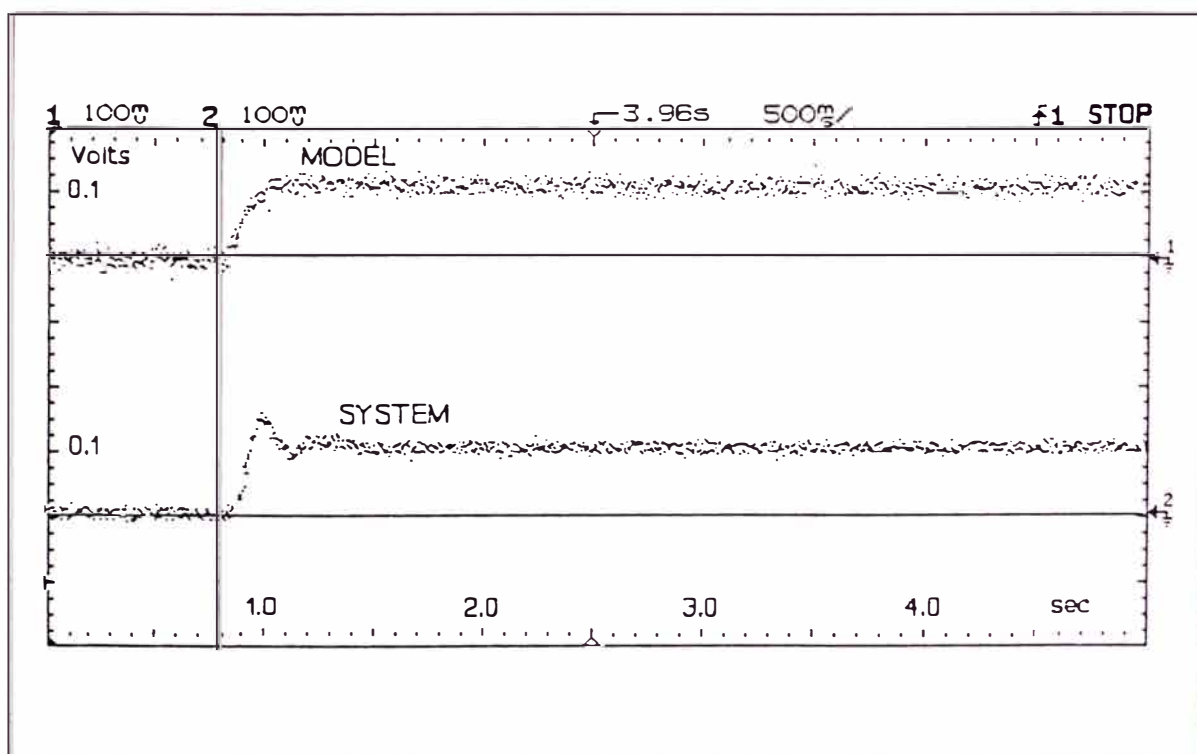


Figura 6.8 Variable de Estado X_1 (Posición)

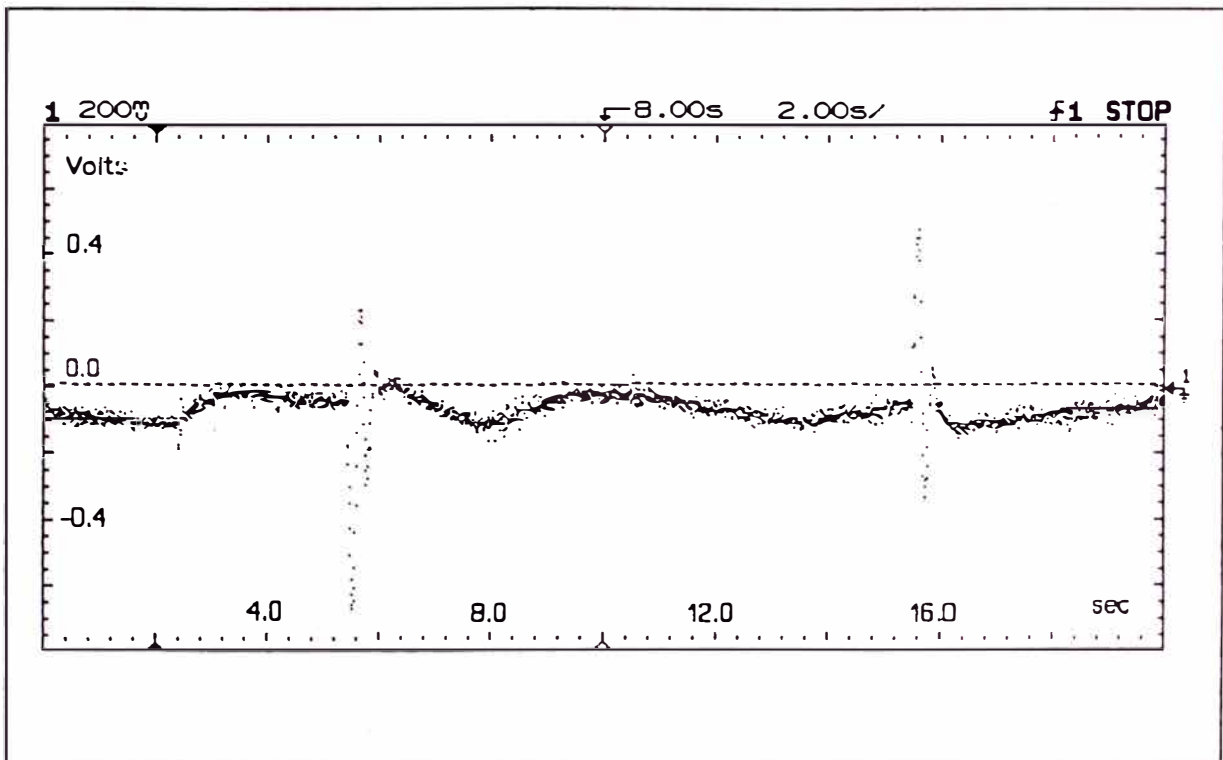


Figura 6.9 Señal de Control

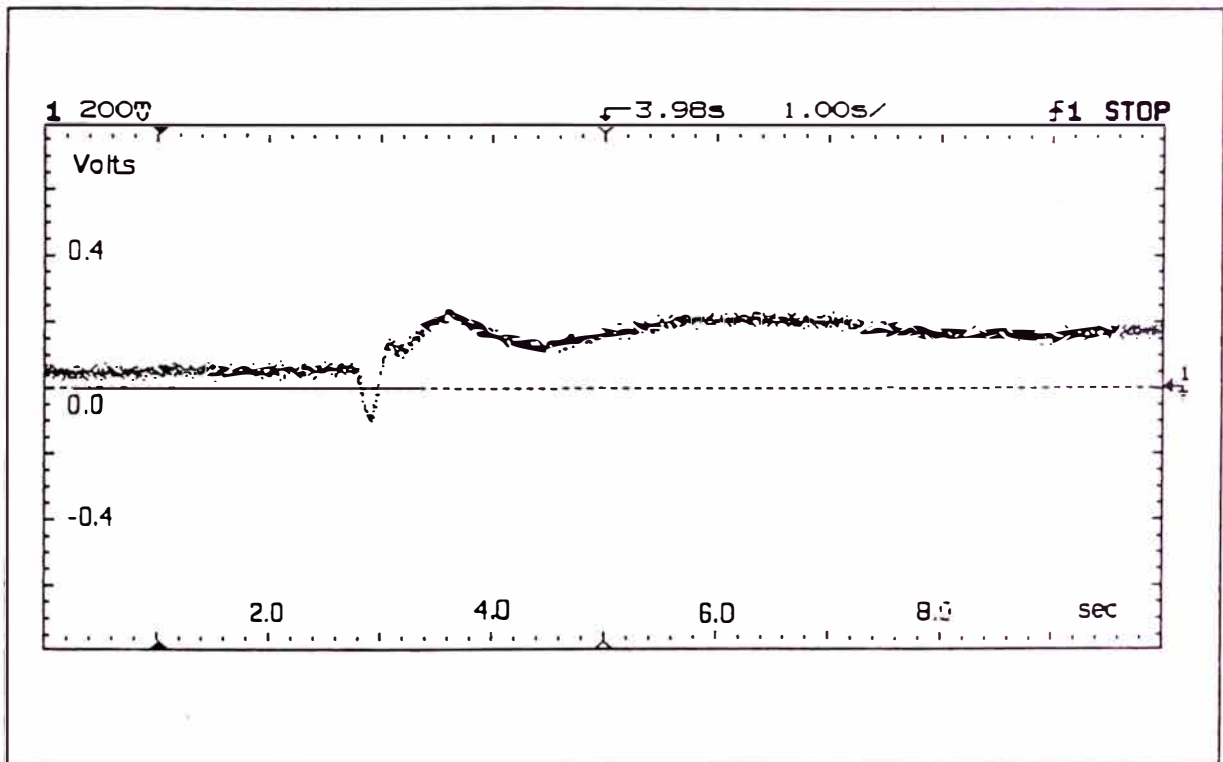


Figura 6.10 Disturbio Ficticio

zona muerta en el rango de operación. En el presente caso, cuando la magnitud de la señal de entrada cayó dentro de este rango de operación, el motor nunca respondió a la señal y el controlador tuvo que incrementar la entrada y el disturbio ficticio hasta que el motor corrigió la posición. Una vez que la corrección se había hecho, si existía un pequeño error en la otra dirección, el controlador trató de actualizar la entrada; pero debido a que este valor cayó nuevamente dentro de la zona muerta, el controlador tuvo que corregir su señal hasta que el motor empezó a moverse. Este efecto explica la oscilación en la estimación del disturbio y de la entrada del sistema.

En la misma manera, el sobrepaso en la respuesta de posición puede ser explicada. Cuando el controlador ha hecho que el sistema se mueva cerca de la posición deseada la señal de error se reduce para permitir el debido seguimiento de la respuesta deseada. Si la señal está dentro de la zona muerta, el sistema se mueve libremente en este rango hasta que la señal es suficientemente grande como para hacer necesaria una corrección.

A fin de verificar esta suposición se efectuaron simulaciones incluyendo la zona muerta en el modelo. La zona muerta fue encontrada simplemente midiendo el voltaje necesario para iniciar el movimiento en cada dirección de rotación; el rango de la zona muerta estaba entre $-0.1 < V < 0.01$.

Los resultados de las simulaciones se muestran en las Figuras 6.11, 6.12 y 6.13 y ellos confirman el efecto de la zona muerta en el sobrepaso de la respuesta escalón, la oscilación de la señal de control y del disturbio ficticio.

El efecto de la zona muerta no puede ser compensada en este sistema debido a que zona muerta es representativa respecto a la señal de entrada.

6.7 Respuesta del Controlador a Disturbios por Efecto de la Carga en el Eje del Motor

El objetivo de implementar el esquema de control para el control de posición en motores DC era mostrar la capacidad de cancelar el error creado por cargas externas aplicadas al eje del motor.

Usando el freno magnético disponible en el equipo del motor DC, el sistema fue probado bajo diferentes condiciones de carga. Variando la posición del freno respecto a un disco fijado al eje del motor, la carga del motor podía ser alterada. La condición de mínima carga fue designada como posición 0 mientras que la posición de máxima carga fue designada como posición 10. La secuencia de la prueba se muestra en la Tabla 6.3 :

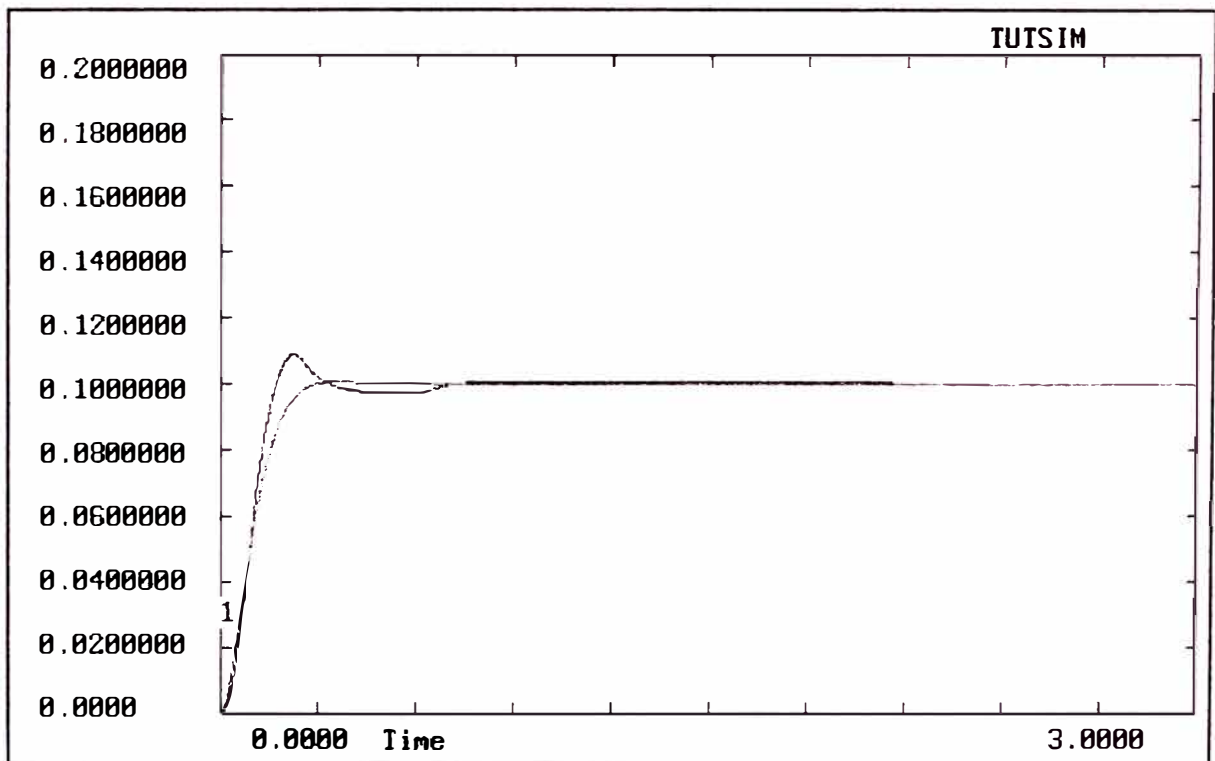


Figura 6.11 Variable de Estado X_1 (Posición) - Resultados de la Simulación

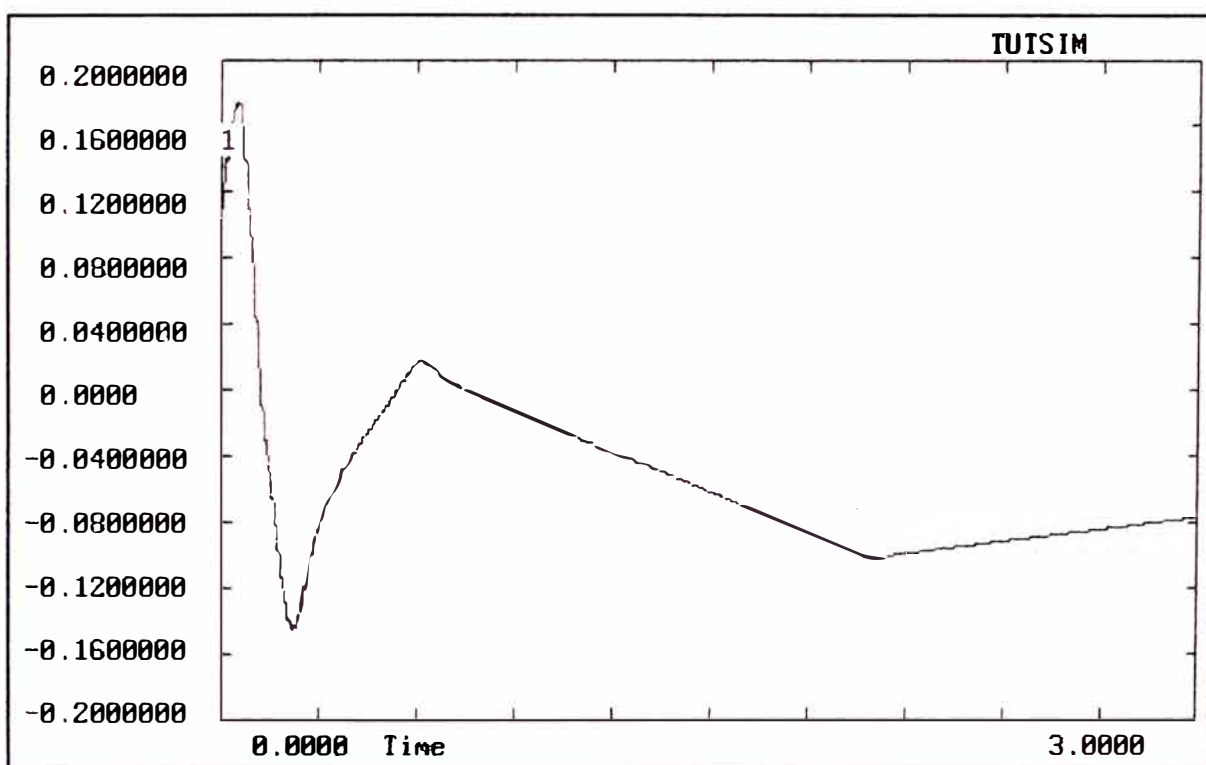


Figura 6.12 Señal de Control - Resultados de la Simulación

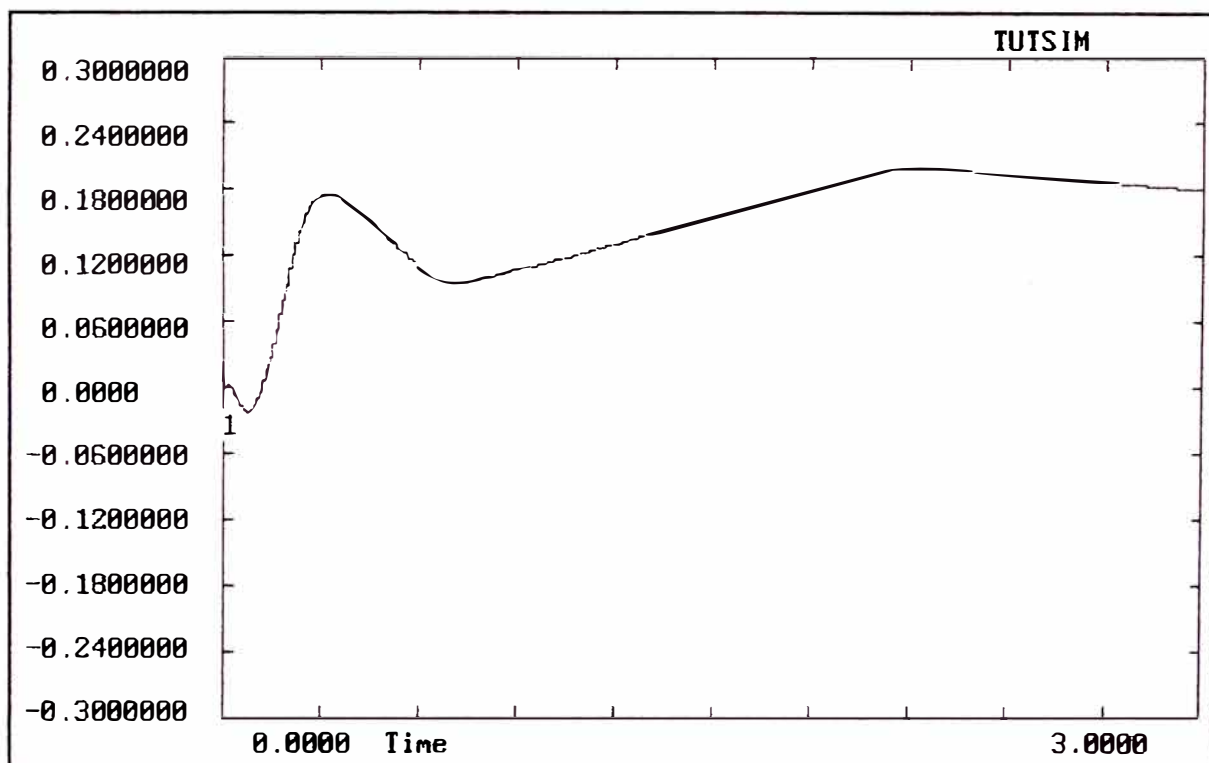


Figura 6.13 Disturbio Ficticio - Resultados de la Simulación

Tabla 6.3

Pruebas de Carga para el Motor DC

PRUEBA	POSICION FRENO 1	POSICION FRENO 2
1	0	0
2	5	0
3	10	0
4	10	10

La respuesta de posición del sistema para las pruebas efectuadas se muestran en las Figuras 6.14, 6.15, 6.16 y 6.17 y los resultados se muestran resumidos en la Tabla 6.4.

Tabla 6.4

Resultados de las pruebas de carga

PRUEBA	TIEMPO DE LEVANTAMIENTO (ms)	SOBREPASO MAXIMO (%)	VALOR FINAL (V)
1	110	45	0.1
2	110	45	0.1
3	110	50	0.1
4	120	45	0.1

De los resultados obtenidos, puede apreciarse que el esquema de control compensa exitosamente el efecto de la carga externa en el sistema y la posición final del sistema es la misma para todas las pruebas realizadas. Aún cuando la respuesta transitoria es siempre afectada por el efecto de la zona muerta (sobrepaso), el sistema muestra ser robusto respecto a la presencia de cargas externas.

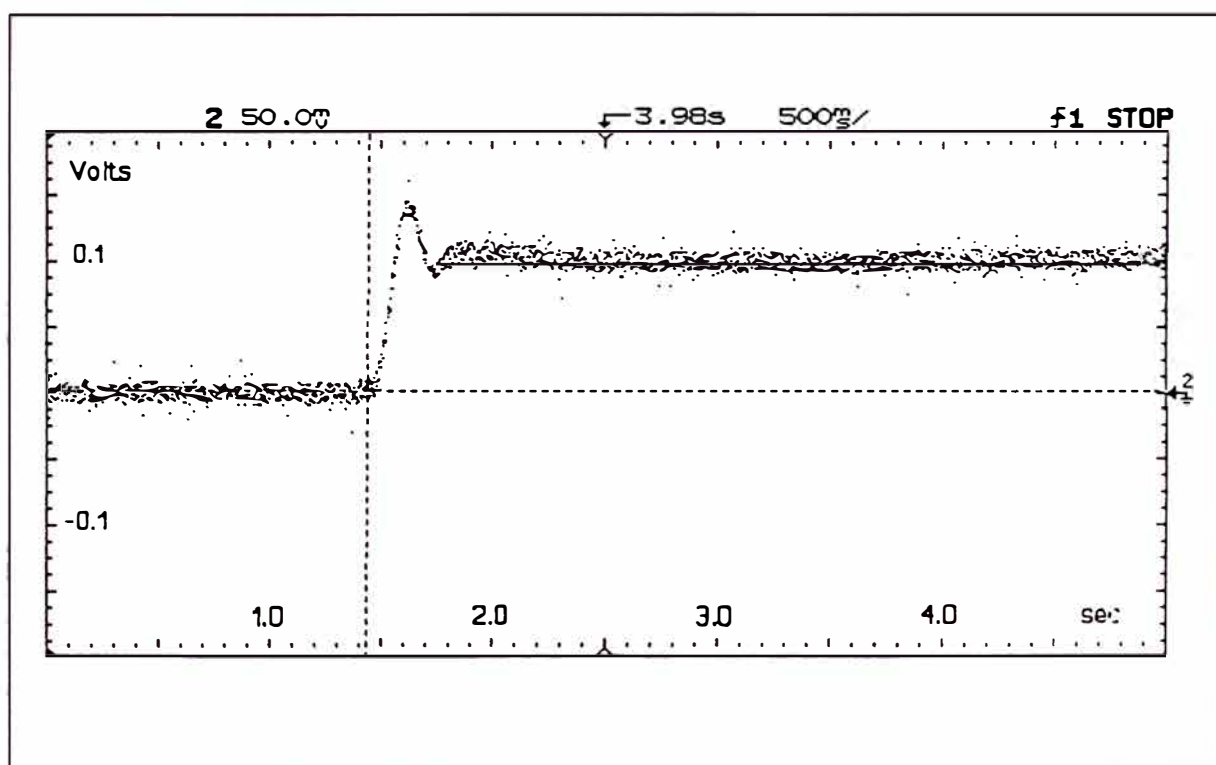


Figura 6.14 Respuesta del Sistema para la Prueba 1

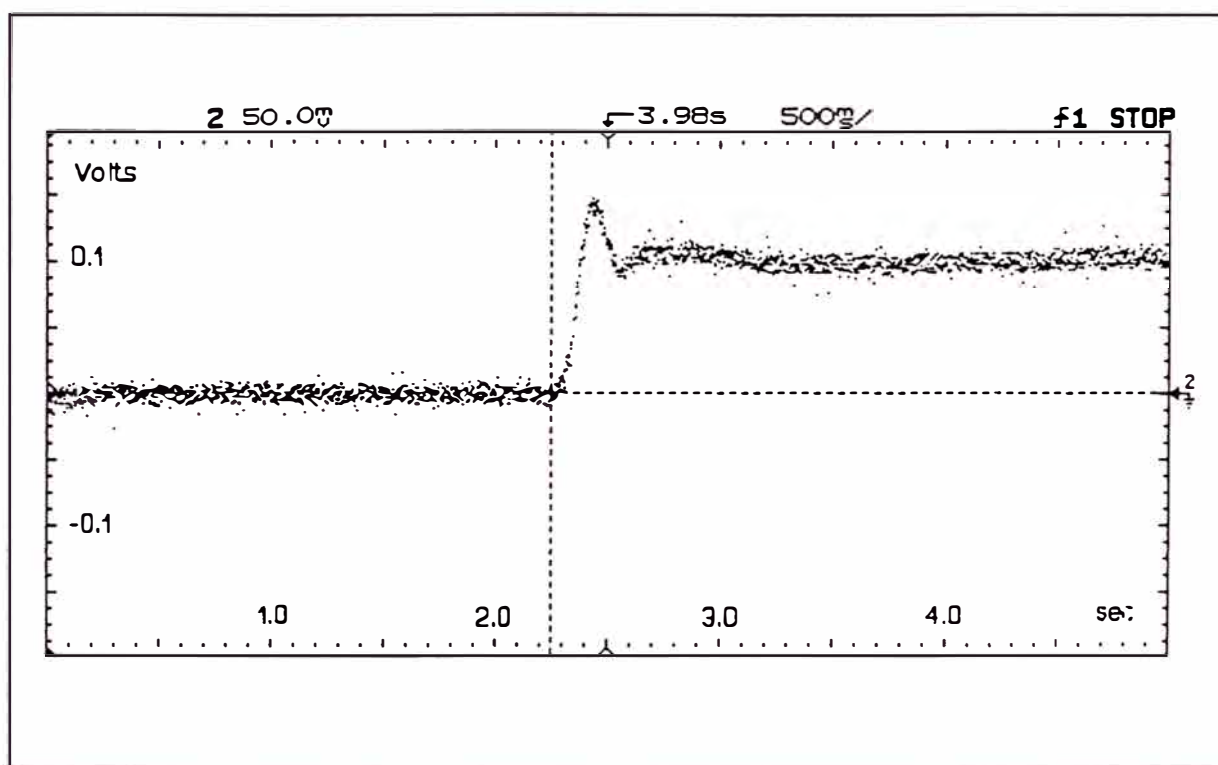


Figura 6.15 Respuesta del Sistema para la Prueba 2

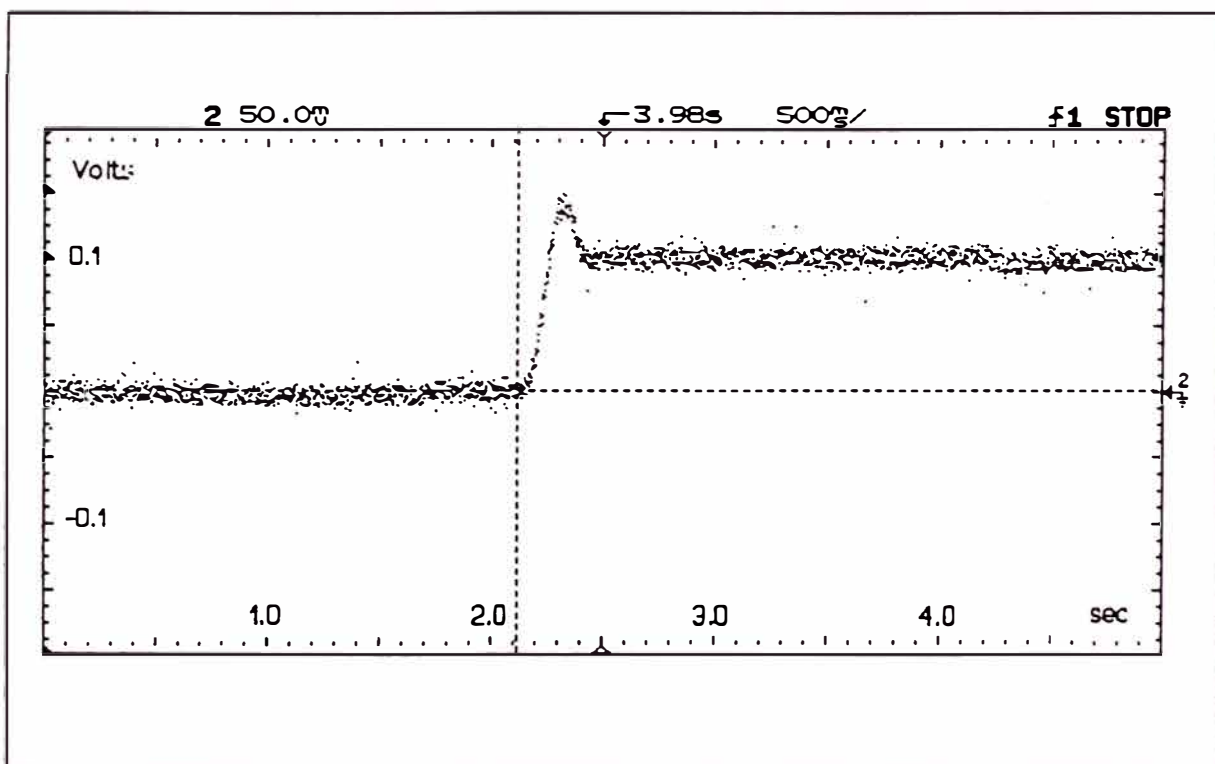


Figura 6.16 Respuesta del Sistema para la Prueba 3

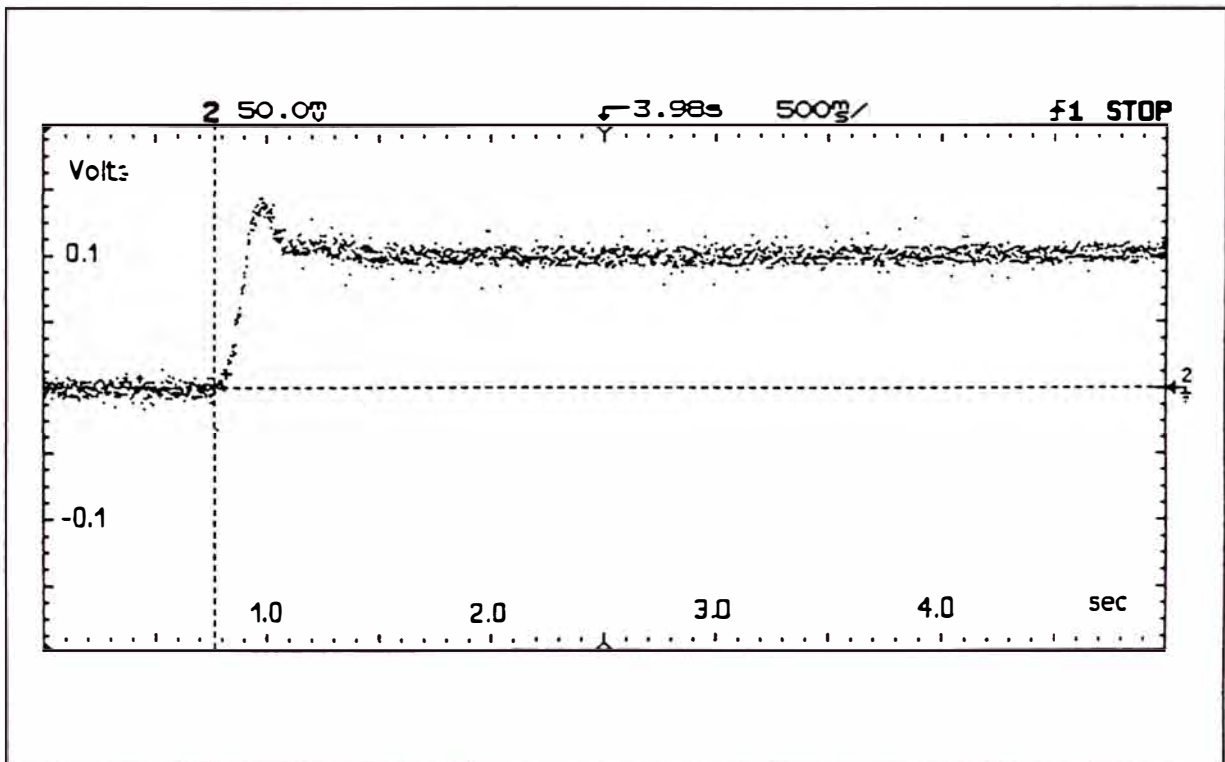


Figura 6.17 Respuesta del Sistema para la Prueba 4

CONCLUSIONES Y CONTRIBUCIONES

Este trabajo ha demostrado la factibilidad de formular un nuevo esquema de control adaptativo usando la teoría de los observadores y su habilidad para estimar disturbios en un sistema. Usando esta nueva aproximación un controlador simple ha sido propuesto usando los conceptos tradicionales de realimentación y de corrección anticipante.

Los resultados de la simulación han demostrado el buen comportamiento del controlador propuesto en la cancelación de las diferencias entre la planta y el modelo, y también ha demostrado su adaptabilidad para compensar variaciones en los parámetros de la planta.

La implementación en tiempo real en el control de posición usando motores DC ha demostrado ser un buen campo de aplicación del controlador propuesto. También ha demostrado la simplicidad del controlador y su habilidad para cancelar los efectos de las cargas externas. Los problemas con la zona muerta

del motor no permitieron conseguir un seguimiento perfecto del modelo, pero aún operando bajo los efectos de esta no-linearidad, el controlador pudo compensar la carga externa.

Como una contribución, este trabajo ha propuesto el concepto del disturbio ficticio, para permitir la representación de un sistema (con parámetros desconocidos o con parámetros variables con el tiempo) por un modelo que describe el comportamiento deseado del sistema. El disturbio ficticio, como fue explicado en el Capítulo 3, fue definido como una señal externa que actúa a la entrada del modelo y hace que la salida del modelo sea igual a la de la planta que está siendo estudiada.

Otra contribución es el observador modificado propuesto, el cual emplea los parámetros del modelo en vez de los parámetros de la planta y estima los estados del sistema y del disturbio ficticio simultáneamente. Los observadores convencionales normalmente requieren de la información de los parámetros de la planta para poder efectuar las estimaciones.

Además un controlador ha sido propuesto, basado en la idea del controlador para seguir a un modelo. Este controlador ha sido modificado con la finalidad de usar la información obtenida del observador para cancelar todas las diferencias entre el modelo y la planta y de esta manera hacer que la planta siga al modelo. El controlador es simple de implementar y consiste en una señal de realimentación y una de corrección anticipante.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Karl J. Astrom and Bjorn Wittenmark, Computer-Controlled Systems-Theory and Design. New Jersey : Prentice Hall International Editions, 1990, pp 130-134.
- [2] Karl J. Astrom and Bjorn Wittenmark, Computer-Controlled Systems-Theory and Design. New Jersey : Prentice Hall International Editions, 1990, pp 148-157.
- [3] Karl J. Astrom and Bjorn Wittenmark, Computer-Controlled Systems-Theory and Design. New Jersey : Prentice Hall International Editions, 1990, pp 250-253.
- [4] Karl J. Astrom and Bjorn Wittenmark, Computer-Controlled Systems-Theory and Design. New Jersey : Prentice Hall International Editions, 1990, pp 256-261.
- [5] Karl J. Astrom and Bjorn Wittenmark, Computer-Controlled Systems-Theory and Design. New Jersey : Prentice Hall International Editions, 1990, pp 283-330.
- [6] Jean-Jaques E. Slotine and Weiping Li, Applied Nonlinear Control. New Jersey : Prentice Hall, 1991, pp 311-323.
- [7] Jean-Jaques E. Slotine and Weiping Li, Applied Nonlinear Control. New Jersey : Prentice Hall, 1991, pp 331-332.
- [8] Jean-Jaques E. Slotine and Weiping Li, Applied Nonlinear Control. New Jersey : Prentice Hall, 1991, pp 339-350.

- [9] Benjamin Kuo, Automatic Control Systems. New Jersey : Prentice Hall, 1991, pp 164-175.
- [10] Benjamin Kuo, Automatic Control Systems. New Jersey : Prentice Hall, 1991, pp 231-236.
- [11] Benjamin Kuo, Automatic Control Systems. New Jersey : Prentice Hall, 1991, pp 237-241.
- [12] Benjamin Kuo, Automatic Control Systems. New Jersey : Prentice Hall, 1991, pp 243-250.
- [13] Katsuhiko Ogata, Discrete-Time Control Systems. New Jersey : Prentice Hall Inc., 1987, pp 698-703.
- [14] Katsuhiko Ogata, Discrete-Time Control Systems. New Jersey : Prentice Hall Inc., 1987, pp 714-717.
- [15] David G. Luenberger, "An Introduction to Observers", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol AC-16, pp 596-602, December 1971.
- [16] David G. Luenberger, "Observing the State of a Linear System", IEEE Transaction on Military Electronics, MIL-8, pp 74-80, 1964.
- [17] C.T. Leondes and L.M. Movak, "Reduced Order Observers for Linear Discrete Time Systems", IEEE Transaction on Automatic Control, pp 42-46, February 1974.
- [18] Yoan D. Landau, Adaptive Control-The Model Reference Approach. New York : Marcel Dekker, Inc., 1979, pp 1-46.
- [19] Charles L. Phillips and H. Troy Nagle, Digital Control System-Analysis and Design. New Jersey : Prentice Hall Inc., 1990, pp 336-340.
- [20] Madan M. Gupta and Chi-Chau Chen, Adaptive Methods for Control System Design. New York : IEEE Press, 1986, pp xv-xxii.
- [21] Rolf Isermman, Digital Control Systems-Vol 1-Fundamentals, Deterministic Control. New York : Springer-Verlag, 1989, pp 202-204.
- [22] Benjamin Kuo, Digital Control Systems. New York : Holt, Rinehart and Winston, Inc., 1990, pp 78-127.

- [23] John J. D`azzo and Constantine H. Houppis, Linear Control System Analysis and Design - Conventional and Modern. New York : McGraw-Hill, 1988, pp 619-622.
- [24] John J. D`azzo and Constantine H. Houppis, Linear Control System Analysis and Design - Conventional and Modern. New York : McGraw-Hill, 1988, pp 624-626.
- [25] William J. Palm III, Modeling, Analysis and Control of Dynamic Systems. New York : John Wiley & Sons, pp 615-620.
- [26] William J. Palm III, Modeling, Analysis and Control of Dynamic Systems. New York : John Wiley & Sons, pp 648-651.
- [27] M. Gopal, Modern Control System Theory, New Delhi : Wiley Eastern Limited, 1984, pp 399-405.
- [28] Masato Nagasawa, Eiji Yokoyama and Yoshinobu Ishida, "Precision Motor Control System for VCR using Disturbance and Velocity Observer", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol 38, No 4, pp 747-754, November 1992
- [29] Kiyoshi Ohishi, Masato Nakao, Kouhei Ohnishi and Kunio Miyachi, "Microprocessor-Controlled DC motor for Load-Insensitive Position Servo System", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol IE-34, No 1, pp 44-49, February 1987.
- [30] Rafael Kelly, "A linear State Feedback plus Adaptive Feedforward Control for DC motor", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol IE-34, No 2, pp 153-157, May 1987.
- [31] L.A. Dessaint, B.J. Herbert, Hoang Le-Huy, Gianni Cavuoti, "A DSP based adaptive controller for a Smooth Position Control", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol IE 37, No 5, pp 372-377, October 1990.
- [32] Texas Instruments, Digital Applications with the TMS320 Family, Texas Instruments Inc., 1991, pp 111-125.
- [33] Darren Castle, Model Reference Adaptive Control of the DC Motor Configured within a Close Loop Velocity System. Northern Illinois University, August 1992, pp 13-19.

- [34] Darren Castle, Model Reference Adaptive Control of the DC Motor Configured within a Close Loop Velocity System. Northern Illinois University, August 1992, pp 20-25.
- [35] Darren Castle, Model Reference Adaptive Control of the DC Motor Configured within a Close Loop Velocity System. Northern Illinois University, August 1992, pp 35-37.
- [36] Feedback Instruments Ltd, Modular Servo System MS150 Mk2 DC, Synchro, & AC Basic - Experiments Book 1. Crowborough, England : FI Ltd., 1992.
- [37] TUTSIM, TUTSIM Products, Palo Alto, CA.
- [38] Star Semiconductor Corp., User's Guide Sproclab Development System. New York, April 1992.
- [39] The Math Works Inc., The Student Edition of MATLAB for MS-DOS Personal Computers. New Jersey : Prentice Hall, 1992.

APENDICE A

**DIAGRAMA DE BLOQUES PARA LA IMPLEMENTACION EN
TIEMPO REAL DEL ESQUEMA DE CONTROL PROPUESTO
EMPLEANDO EL SISTEMA SPROCLAB**

