



**UNIVERSIDAD MICHOACANA DE
SAN NICOLAS DE HIDALGO**



**DIVISION DE ESTUDIOS DE POSGRADO
FACULTAD DE INGENIERIA QUIMICA**

**CONTROL DIFUSO DE PROCESOS QUE
EXHIBEN RESPUESTA INVERSA**

TESIS presentada por:

HUGO OJEDA ELIZARRARAS

**A la división de Estudios de Posgrado de la
Facultad de Ingeniería Química como
requisito parcial para obtener el
grado de:**

**MAESTRO EN CIENCIAS
EN
INGENIERÍA QUÍMICA**

Morelia, Mich.

Enero 2009

RESUMEN

CONTROL DE PROCESOS QUE EXHIBEN RESPUESTA INVERSA.

Por

Hugo Ojeda Elizarrarás

Enero del 2009

Maestro en Ciencias en Ingeniería Química

Dirigida por: Dr. Agustín Jaime Castro Montoya

Un proceso exhibe respuesta inversa (IR) cuando la respuesta inicial a una entrada es en dirección opuesta con respecto a las condiciones del nuevo estado estable. Este tipo de procesos presentan dificultades en la aplicación de control retroalimentado convencional. Se diseñaron estrategias de control difuso proporcional para sistemas IR linealizados y no lineales. Los algoritmos propuestos se compararon frente a estructuras de control convencional (P, PI, PID) sintonizados con las reglas clásicas de Ziegler-Nichols. Los desempeños de las estrategias se evaluaron mediante el paquete de software MATLAB-Simulink-Fuzzy Logic, se presentan resultados obtenidos mostrando la efectividad de las estrategias propuestas y se establecen conclusiones pertinentes.

CONTENIDO

TEMA	PÁGINA
RESUMEN	<i>iii</i>
LISTA DE FIGURAS	<i>iv</i>
LISTA DE TABLAS	<i>vii</i>
AGRADECIMIENTOS	<i>viii</i>
CAPITULO 1. INTRODUCCIÓN.	
1.1 Motivación.	1
1.2 Estructura de la tesis.	3
1.3 Planteamiento del problema.	4
1.4 Justificación.	10
1.5 Hipótesis.	10
1.6 Objetivos.	10
CAPITULO 2. MARCO TEÓRICO.	
2.1 Introducción.	11
2.2 Control convencional.	13
2.3 Lógica difusa.	17
2.4 Descripción del <i>software</i> .	28
CAPITULO 3. ANTECEDENTES.	
3.1 Control de sistemas con respuesta inversa.	35
3.2 Aplicación de la lógica difusa al control de procesos.	37
CAPITULO 4. CASOS DE ESTUDIO.	
4.1 Sistema lineal de segundo orden (<i>SOPIR</i>).	40
4.2 Reactor de Van de Vusse.	50
4.3 <i>CSTR</i> no isotérmico.	59
CONCLUSIONES.	66
REFERENCIAS.	70

LISTA DE FIGURAS

FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
1.1	<i>(a) Diagrama de bloques de dos sistemas opuestos de primer orden. (b) Respuesta inversa resultante.</i>	5
2.1	<i>Operación de un controlador PID en sistemas con respuesta inversa.</i>	11
2.2	<i>Diagrama esquemático de un sistema de mezclado con un lazo de control retroalimentado.</i>	13
2.3	<i>Lógica clásica versus lógica difusa.</i>	19
2.4	<i>Algunas de las funciones de membrecía más comunes.</i>	21
2.5	<i>Esquema general de un sistema basado en lógica difusa.</i>	27
2.6	<i>Editor de Sistemas de Inferencia Difusa (FIS).</i>	28
2.7	<i>Editor de Funciones de Membrecía.</i>	29
2.8	<i>Editor de Reglas.</i>	29
2.9	<i>Visor de Reglas.</i>	30
2.10	<i>Visor de superficies.</i>	31
2.11	<i>Navegador de bibliotecas de Simulink.</i>	32
2.12	<i>Sistema difuso en Simulink.</i>	34
4.1	<i>(a) Diagrama de bloques en Simulink, Caso1. (b) Respuesta del sistema en lazo abierto ante un cambio escalón en el set-point.</i>	41
4.2	<i>Sistema de Control Difuso.</i>	41
4.3	<i>Conjuntos difusos para el error de la respuesta y salida del controlador difuso.</i>	42
4.4	<i>(a) Modelo en lazo cerrado. (b) Respuesta del sistema usando distintos intervalos para la entrada y la salida.</i>	43
4.5	<i>Respuesta del sistema empleando distinto número de conjuntos difusos.</i>	44
4.6	<i>Funciones de membrecía probadas.</i>	45
4.7	<i>Respuesta del sistema usando distintas formas de las funciones de membrecía.</i>	45

LISTA DE FIGURAS

FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
4.8	<i>Casos considerados para evaluar el efecto del % de traslape entre conjuntos en la respuesta del sistema. (b) Resultados de la simulación.</i>	46
4.9	<i>Comparación de la respuesta usando tres diferentes controladores.</i>	47
4.10	<i>Comparación de la respuesta ante un cambio en uno de los parámetros del proceso.</i>	49
4.11	<i>Reactor tanque agitado continuo (CSTR).</i>	50
4.12	<i>Diagrama de bloques para la simulación del reactor de Van de Vusse.</i>	53
4.13	<i>Respuesta de la concentración C_b ante un cambio escalón en la velocidad espacial caso A.</i>	54
4.14	<i>Respuesta a un cambio escalón en la velocidad espacial, caso B.</i>	54
4.15	<i>Respuesta a un cambio escalón en la velocidad espacial (condiciones del caso C).</i>	55
4.16	<i>Conjuntos difusos para el error de C_b (entrada) y la variable manipulada F_s/V (salida).</i>	56
4.17	<i>Diagrama de bloques para la simulación del reactor de Van de Vusse.</i>	56
4.18	<i>Simulación de la concentración C_b ante un cambio en el set-point usando diferentes controladores.</i>	57
4.19	<i>Comparación de la respuesta del sistema empleando diferentes controladores.</i>	58
4.20	<i>Reactor CSTR no isotérmico.</i>	59
4.21	<i>Diagrama de bloques en Simulink para la simulación del CSTR no isotérmico.</i>	61
4.22	<i>Respuesta de la concentración del componente A y de la temperatura en el reactor ante un cambio escalón en la variable de perturbación C_{A0}.</i>	61

LISTA DE FIGURAS

FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
4.23	<i>Respuesta de la concentración del componente A y de la temperatura en el reactor ante un cambio escalón en la variable de perturbación T_0.</i>	62
4.24	<i>Respuesta de la concentración del componente A y de la temperatura en el reactor ante un cambio escalón en la variable de perturbación F_C.</i>	62
4.25	<i>Conjuntos difusos para el error de T y la variable manipulada F_C.</i>	63
4.26	<i>Diagrama de bloques para la simulación del modelo en lazo cerrado.</i>	63
4.27	<i>Comportamiento de la concentración C_A ante un cambio en la perturbación C_{A0}, usando un controlador difuso.</i>	64
4.28	<i>Comportamiento de la temperatura ante un cambio en C_{A0}, usando un controlador difuso.</i>	64
4.29	<i>Actuación de las reglas construidas en el controlador difuso propuesto.</i>	65

LISTA DE TABLAS

TABLA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
1.1	<i>Sistemas con Respuesta Inversa</i>	7
2.1	Algunas recomendaciones para el diseño de controladores difusos.	23
4.1	<i>Valores de los parámetros de sintonía Z-N de los controladores convencionales empleados, Caso 1.</i>	47
4.2	<i>Índices de desempeño (ITSE) de los controladores empleados para el Caso 1.</i>	48
4.3	<i>Índices de desempeño ante un cambio en un parámetro del proceso: Caso 1.</i>	49
4.4	<i>Valores de los parámetros de sintonía Z-N de los controladores empleados: Caso 2.</i>	57
4.5	<i>Índices de desempeño (ITSE) de los controladores empleados para el Caso 2.</i>	58
4.6	<i>Valores de los parámetros del reactor CSTR no isotérmico.</i>	60

AGRADECIMIENTOS

A mi asesor Dr. Agustín Jaime Castro Montoya por su invaluable apoyo y colaboración en el desarrollo de la tesis.

A mis Sinodales, Dr. Rafael Maya Yescas, Dr. Medardo Serna González, Dr. Pedro Alberto Quintana Hernández y Dr. Vrani Ibarra Junquera por enriquecer el trabajo de tesis con sus comentarios.

A mis Padres, Sr. José Luis Ojeda Martínez y Sra. María Florina Elizarrarás González, a quienes les debo tanto en la vida.

De manera especial a mi esposa, Sra. Amparo Guzmán Tinoco por su comprensión y apoyo incondicional en todo momento.

A mis compañeros de generación, Carmina, Mario Guillermo, Maritza Elizabeth y Sandy Edith, que tantas veces me brindaron su apoyo. Así mismo a mi Amigo, Ing. Guillermo González Guzmán, cuya generosidad no conoce límites.

CAPÍTULO 1. Introducción

1.1 MOTIVACIÓN.

A pesar de que se han realizado diversas investigaciones en el área de control y de un gran número de soluciones propuestas, la mayoría de los sistemas de control en la industria están basados en reguladores convencionales *PID* (proporcional-integral-derivativo). Diversas fuentes (Seborg, 1989) estiman que los controladores *PID* abarcan entre el 90 y el 99% de las aplicaciones industriales. Algunas de las razones de esto pueden ser las siguientes:

- a) Los controladores *PID* lineales son robustos y de diseño simple.
- b) Existe una clara relación entre *PID* y los parámetros de respuesta del sistema. Debido a que un controlador *PID* tiene solamente tres parámetros, los operadores de la planta tienen conocimiento profundo acerca de la influencia de esos parámetros y de la respuesta específica de cada uno de ellos sobre el otro.
- c) Muchas técnicas de sintonía han sido elaboradas durante décadas recientes, lo cual facilita la tarea del operador.
- d) Debido a su flexibilidad, el control *PID* se ha beneficiado del avance de la tecnología. La mayoría de los controladores clásicos industriales han sido proveídos de procedimientos especiales para automatizar el ajuste de sus parámetros (sintonía y auto-sintonía).

Sin embargo, los controladores *PID* no pueden proveer una solución general a los problemas de control. Los procesos son por lo general complejos, variantes en el tiempo, exhiben retardos, no-lineales y a menudo con dinámicas pobremente conocidas. Cuando un proceso es demasiado complejo para ser descrito por modelos analíticos, es difícil que sea controlado eficientemente por técnicas convencionales.

En estos casos una metodología de control clásico puede simplificar el modelo de la planta pero no proveer buen desempeño, por lo cual un operador es aún necesario para controlar la planta.

El control humano es vulnerable y dependiente de la experiencia y de las aptitudes del operador, y como resultado muchos controladores *PID* son sintonizados pobremente en la práctica.

Una manera obvia de automatizar las actividades del operador es emplear una técnica de inteligencia artificial. El control difuso se encuentra entre la línea divisora de la inteligencia artificial y la ingeniería de control. De acuerdo a un estudio de la industria de tecnología de control japonesa hecho por la Sociedad Japonesa de Instrumentación e Ingeniería de Control (*Takatsu e Itoh*, 1999), el control difuso y el control neuronal constituyen dos de las áreas de desarrollo de tecnología de control de más rápido crecimiento, y con mejores perspectivas para el futuro.

Lo interesante de un controlador difuso (*FC*) desde el punto de vista del control de procesos se puede explicar por el hecho de que provee un buen soporte para trasladar tanto el conocimiento heurístico de un operador experto acerca del proceso, así como los procedimientos de control (expresados en enunciados lingüísticos imprecisos), dentro de algoritmos numéricos.

1.2 ESTRUCTURA DE LA TESIS.

Esta tesis consta de cuatro capítulos, una sección de conclusiones y una de referencias. A continuación se da una breve descripción del contenido.

En el Capítulo 1, se da a conocer la complejidad del comportamiento dinámico de un proceso con respuesta inversa así como la justificación y los objetivos del proyecto.

En el Capítulo 2, se realiza un estudio de las técnicas para el desarrollo del control difuso, en donde se abordan los tópicos referentes a estrategias, dictado de reglas, etc., Se presenta también una semblanza acerca del control convencional y de las herramientas de *software* a utilizar, como son los *toolboxes Fuzzy Logic* y *Simulink* de *MATLAB*.

En el Capítulo 3, se presentan los antecedentes en el tratamiento de sistemas con respuesta inversa así como una breve descripción de la aplicación de la lógica difusa en el control de procesos.

En el Capítulo 4, se tratan los casos de estudio para los que, siguiendo la metodología propuesta, se realiza el diseño del controlador lógico difuso (*FLC*), lo cual incluye definición de variables, conjuntos difusos y reglas difusas. Se obtiene el modelo en lazo cerrado y se efectúa la simulación del sistema en *MATLAB* para observar la respuesta. Para cada caso se evalúa el desempeño del *FLC* comparándolo con controladores *P*, *PI* y *PID* convencionales.

Por último, se presenta una sección en la que se exponen las conclusiones del trabajo, referencias y algunas perspectivas a futuro de esta investigación.

1.3 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

Un proceso exhibe respuesta inversa (*IR*), cuando la respuesta inicial a una entrada es en dirección opuesta con respecto a las condiciones del estado estable al que se llegará. En control de procesos pueden encontrarse comúnmente sistemas con respuesta inversa, ejemplos clásicos son ilustrados en la literatura (*Stephanopoulos*, 1984; *Ogunnaike y Ray*, 1994) en los cuales una estructura simple de control *PID* puede generar oscilaciones inaceptables, comprometiendo seriamente la estabilidad del proceso mismo. De entre éstos esta el nivel de una caldera ante variaciones en el flujo del medio de calentamiento, la concentración del plato de una columna de destilación ante variaciones en el flujo de vapor y la temperatura de salida de un reactor exotérmico tubular a cambios en la temperatura del reactante de entrada. Más recientemente, *Rovaglio et al.* (1996) mostraron que un decremento inicial de la temperatura de un incinerador de desechos municipales es inevitable cuando la carga de desechos se incrementa, debido al contenido de humedad. *Jacobsen* (1997) ilustra que uno de los efectos de reciclar corrientes en plantas integradas origina también respuesta inversa.

En algunos casos el efecto de la respuesta inversa puede ser eliminado en la etapa del diseño con un dimensionamiento apropiado de los equipos pero en muchos casos esto no es posible. Por ejemplo, *Kuhlmann et al.* (1997) mostraron que en algunos casos, debido a cinéticas especiales, el beneficio de la optimización requiere la operación de un reactor químico en la región de respuesta inversa.

Cuando se adopta una representación linealizada de los procesos dinámicos, la presencia de la respuesta inversa está asociada a un cero positivo (RHP) de la función de transferencia. Un número impar de ceros es una condición necesaria y suficiente para tener el signo de la derivada diferente al del valor en estado estable en el tiempo cero (*Rosenbrock*, 1970); en el caso de que se tenga mas de un cero la salida va a cambiar de signo más veces en el estado transitorio antes de alcanzar el estado estable (*Holt y Morari*, 1985).

La Figura 1.1 b, muestra la respuesta de este tipo de sistemas para un cambio escalón en la entrada. Se nota que inicialmente la respuesta es en dirección opuesta a donde eventualmente termina. Tal comportamiento es llamado *respuesta inversa* ó *respuesta de fase no mínima*.

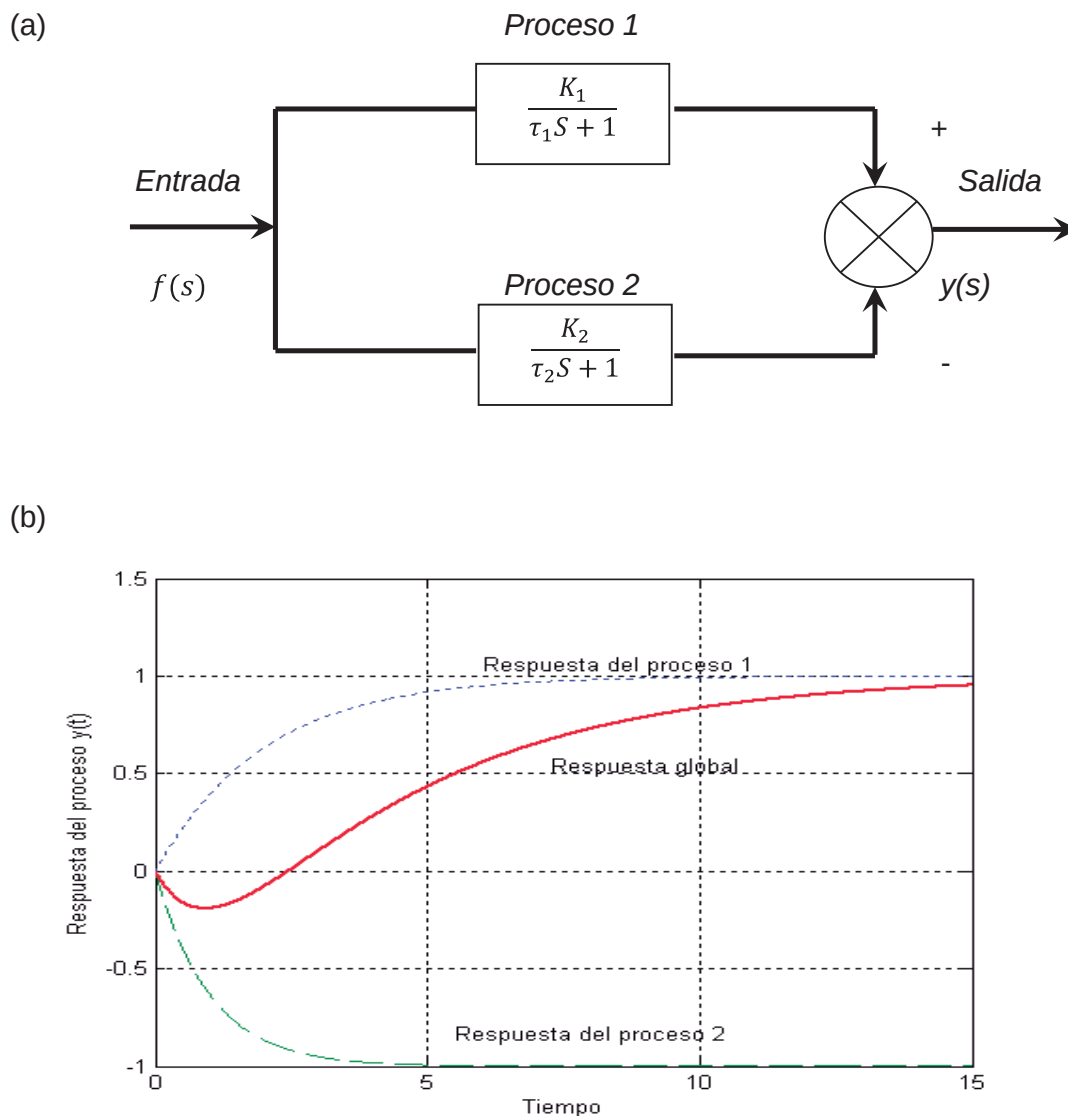


Figura 1.1. (a) Diagrama de bloques de dos sistemas opuestos de primer orden. (b) Respuesta inversa resultante

La presencia de esta fase no mínima (*NMP*) característica del proceso afecta el desempeño factible a lazo cerrado debido a que el controlador opera sobre información con signo erróneo en el tiempo inicial del estado transitorio.

Para mejorar la calidad de los resultados, se puede incluir más información del proceso en el diseño del controlador adoptando un regulador basado en el modelo o aumentando un regulador estándar por medio de un compensador diseñado en analogía con el predictor *Smith* (*Smith*, 1957). Obviamente, esto incrementa la complejidad de la estructura de control; además el desempeño se verá afectado por las diferencias intrínsecas planta/modelo.

Debido a ello, los sistemas con respuesta inversa son particularmente difíciles de controlar y requieren atención especial. Un caso común de un proceso con respuesta inversa es el que resulta del conflicto de dos sistemas de primer orden con efectos opuestos (Figura 1.1 a).

Este ejemplo muestra que la respuesta inversa es el resultado de dos efectos opuestos. En la Tabla 1.1 se muestran varios casos en los cuales los efectos opuestos entre sistemas de primer o segundo orden producen respuesta inversa. En todos los casos notamos que cuando el sistema posee respuesta inversa, su función de transferencia tiene un cero positivo. En general la función de transferencia de un sistema con respuesta inversa está dada por:

$$G(S) = \frac{b_m S + b_{m-1} S^{m-1} + \dots + b_1 S + b_0}{a_n S^n + a_{n-1} S^{n-1} + \dots + a_1 S + a_0}$$

donde una de las raíces del numerador (o sea, uno de los ceros de la función de transferencia) tiene una parte real positiva. Dos efectos opuestos que resultan de dos diferentes procesos de primer orden dan una respuesta igual a:

$$\bar{y}(S) = \frac{K_1}{\tau_1 S + 1} - \frac{K_2}{\tau_2 S + 1} \bar{f}(S)$$

O bien,

$$\bar{y}(S) = \frac{(K_1 \tau_2 - K_2 \tau_1) S + (K_1 - K_2)}{(\tau_1 S + 1)(\tau_2 S + 1)} \bar{f}(S)$$

Se presenta respuesta inversa cuando:

Inicialmente el proceso 2 reacciona más rápido que el proceso 1 ($\tau_2 < \tau_1$) y domina la respuesta global, pero posteriormente el proceso 1 alcanza un valor

de estado estable más alto que el proceso 2 ($K_1 > K_2$), y fuerza la respuesta global del sistema a cambiar en la dirección opuesta a la tomada inicialmente.

TABLA 1.1
ALGUNOS EJEMPLOS DE SISTEMAS CON RESPUESTA INVERSA
(Stephanopoulos, 1984)

1. Capacitivo puro menos respuesta de primer orden:

$$G(S) = \frac{K_2}{S} - \frac{K_1}{\tau_1 S + 1} = \frac{(K_2 \tau_1 - K_1)S + K_2}{S(\tau_1 S + 1)}$$

Para $K_2 \tau_1 < K_1$

2. Diferencia entre dos respuestas de primer orden:

$$G(S) = \frac{K_1}{(\tau_1 S + 1)} - \frac{K_2}{(\tau_2 S + 1)} = \frac{(K_1 \tau_2 - K_2 \tau_1)S + (K_1 - K_2)}{(\tau_1 S + 1)(\tau_2 S + 1)}$$

Para $\frac{\tau_1}{\tau_2} > \frac{K_1}{K_2} > 1$

3. Diferencia entre dos respuestas de primer orden con tiempo muerto:

$$G(S) = \frac{K_1 e^{-t_1 S}}{(\tau_1 S + 1)} - \frac{K_2 e^{-t_2 S}}{(\tau_2 S + 1)}$$

Para $K_1 > K_2$ y $t_1 > t_2 \geq 0$

4. Segundo orden menos respuesta de primer orden:

$$G(S) = \frac{K_1}{(\tau^2 S^2 + 2\zeta\tau S + 1)} - \frac{K_2}{(\tau_2 S + 1)}$$

Para $K_1 > K_2$

1. Diferencia entre dos respuestas de segundo orden:

$$G(S) = \frac{K_1}{(\tau_1^2 S^2 + 2\zeta_1 \tau_1 S + 1)} - \frac{K_2}{(\tau_2^2 S^2 + 2\zeta_2 \tau_2 S + 1)}$$

Para $\frac{\tau_1^2}{\tau_2^2} > \frac{K_1}{K_2} > 1$

6. Diferencia entre dos respuestas de segundo orden con tiempo muerto:

$$G(S) = \frac{K_1 e^{-t_1 S}}{(\tau_1^2 S^2 + 2\zeta_1 \tau_1 S + 1)} - \frac{K_2 e^{-t_2 S}}{(\tau_2^2 S^2 + 2\zeta_2 \tau_2 S + 1)}$$

Para $\frac{K_1}{K_2} > 1$ y $t_1 > t_2 \geq 0$

En esta tesis, un algoritmo de control difuso será propuesto para regular este tipo de dinámicas en lazos de control individuales así como seguir cambios de *set-point* evaluando su desempeño frente a controladores a estructuras de control convencional ajustadas con las reglas de sintonía clásica de *Ziegler-Nichols*.

Para llevar a cabo el análisis del control de sistemas con respuesta inversa (*IR*) usando lógica difusa, se abordaron los siguientes casos de estudio:

CASO 1: Sistema Lineal de Segundo Orden con Respuesta Inversa.

En este caso se hace referencia a un proceso de segundo orden con respuesta inversa (*SOPIR*) en el dominio de *Laplace*.

CASO 2: Reactor de *Van de Vusse*. Se basa en la reacción de *Van de Vusse* considerando que dicha reacción se lleva a cabo en un reactor tipo tanque agitado. El reactor de *Van de Vusse* tiene la característica de presentar respuesta inversa bajo ciertas condiciones de operación. Se plantean los modelos dinámicos que describen la reacción delimitando bajo qué condiciones serán válidos los resultados y se diseña una estrategia de control difuso para la concentración del producto de interés.

CASO 3: *CSTR* no isotérmico. Por último se presenta el caso de un sistema *IR* con respuesta oscilatoria, se basa en una reacción exotérmica irreversible de primer orden considerando que dicha reacción se lleva a cabo en un reactor tipo tanque agitado. El sistema presenta respuestas oscilatorias para la concentración y temperatura del reactor, además ante cambios en la concentración inicial, se presenta respuesta inversa para la concentración en el estado transitorio. La planta fue tratada en su realidad no-lineal, lo que dificulta la aplicación del control convencional ante la complejidad del sistema.

1.4 JUSTIFICACIÓN.

Los controladores PID han sido dominantes en las aplicaciones de control de procesos en la industria durante varias décadas, ya que son estructuras simples, confiables en operación y robustas en desempeño. Mientras que existe una aceptación unánime y común de esta estructura, la elección de la ponderación individual de las ganancias proporcional, integral y derivativa, por ejemplo, para la sintonía del controlador ha sido un problema recurrente (*Zavarei y Jamshidhi, 1987*). A pesar de su efectividad para sistemas lineales simples, los controladores convencionales *PID* son por lo general no deseables para sistemas no-lineales, de orden superior con tiempo muerto y/o respuesta inversa, así como para sistemas complejos cuyos modelos matemáticos no se conocen con precisión.

Para el control de sistemas con respuesta inversa el problema de adoptar un esquema de retroalimentación convencional, reside en el hecho de que al principio el sistema de control trabaja con información “errónea” aumentando el error en lugar de disminuirlo. La respuesta escalón de un sistema *IR* con un número impar de ceros en la mitad derecha del plano (*RHP*) es en sentido opuesto a la entrada; para un número par de ceros, la respuesta es en el mismo sentido a la entrada al principio y después la trayectoria puede caer en sentido opuesto.

Ya que el control lógico difuso establecido por *Zadeh* (*Zadeh, 1965*) ha venido a ser uno de los procedimientos más eficientes y sistemáticos para manejar diversos sistemas los cuales son no-lineales, variantes en el tiempo y/o pobremente definidos, el esquema de control inteligente combinado con la lógica difusa (*FLC*), algoritmos genéticos (*GAs*) y/o redes neuronales (*NN*) se ha convertido en una tecnología emergente.

1.5 HIPÓTESIS.

Debido al éxito reportado en la aplicación de controladores difusos en el control de procesos complejos, no-lineales, se espera mejorar el comportamiento dinámico en lazo cerrado de sistemas IR los cuales presentan dificultades en la aplicación del control lineal convencional.

1.6 OBJETIVOS.

OBJETIVO GENERAL:

Diseñar una estrategia de control difuso para procesos que exhiben respuesta inversa.

OBJETIVOS PARTICULARES:

- Realizar el diseño de controladores difusos proporcionales para sistemas IR considerando sistemas lineales y no lineales de orden superior.
- Analizar la interacción de los diferentes parámetros del controlador difuso con la respuesta del sistema determinando los niveles óptimos y las mejores combinaciones entre ellos (intervalo de operación, número de conjuntos, forma, % traslape) para cada caso.
- Evaluar el desempeño de las estrategias lógico-difusas propuestas frente a algoritmos *P*, *PI* y *PID* convencionales en problemas servo (seguimiento del *set-point*) y tipo regulación (cambio en perturbaciones), estableciendo sus ventajas y/o desventajas comparativas.
- Comparar la complejidad matemática de los controladores proporcionales difusos versus controladores PID convencionales y su sintonización.

CAPÍTULO 2. Marco Teórico

2.1 INTRODUCCIÓN.

Como se ha expuesto en el apartado 1.2, siempre que una variable controlada se encuentra con dos (o más) efectos dinámicos en competencia, con diferentes constantes de tiempo de la misma variable manipulada, el comportamiento dinámico del proceso puede exhibir respuesta inversa o sobretiro grande. Estos comportamientos no deseados pueden causar problemas en la sintonía de un controlador *PID*. La forma como el controlador *PID* opera en este caso se muestra en la Figura 2.1:

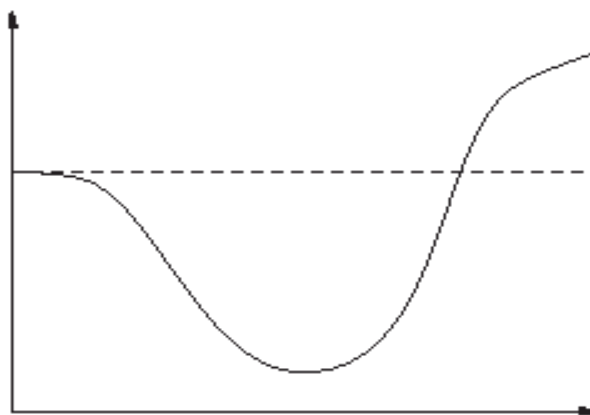


Figura 2.1. Operación de un controlador *PID* en sistemas con respuesta inversa.

Al inicio de la operación del sistema de control el error aumenta en lugar de reducirse. Sin embargo, durante este periodo la derivada del error será negativa con lo cual coadyuva a reducir el error de la señal de control:

$$u = K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_I} \int_0^t e dt - \tau_D \frac{de}{dt} \right) \quad (2.1)$$

El signo negativo en la Ec. 2.1 antes del término derivativo pone de manifiesto el punto anterior. Cuando termina el periodo de de inversión, la parte derivativa se vuelve positiva con lo cual coadyuva a incrementar la magnitud de la acción de control, (Flores, 2002).

Aunque los parámetros de un controlador PID han sido determinados por un número importante de técnicas alternativas, tales como el método de síntesis directa (*DS*) (*Chen y Seborg* 2002), modelo de control interno (*IMC*) (*García y Morari*, 1982; *Riviera et al*; 1986), relaciones de sintonía del controlador (*Chien y Fruehauf*, 1990; *Skogestad*, 2003), técnicas de respuesta a la frecuencia (*Ogunnaike y Ray*, 1994), simulación por computadora (en particular *software* como *MATLAB* y *Simulink*) (*Doyle* 2000) y sintonía en línea (*Astrom y Hagglund*, 1995; *Tan et al*; 1999), los parámetros obtenidos por *Ziegler y Nichols* (1942) han sido usados ampliamente como punto de referencia para evaluar diferentes métodos de sintonía y estrategias de control; esto se debe a que fueron las primeras relaciones de sintonía publicadas (1942) junto con las de *Cohen y Coon* (1953). En este trabajo se utilizarán las reglas de *Ziegler y Nichols* para la sintonización de los controladores convencionales.

2.2 CONTROL CONVENCIONAL.

Los algoritmos de control retroalimentado (*feedback*) son ampliamente usados en procesos industriales. El control *on-off* y el control *PI* (proporcional, integral) son los dos tipos de control retroalimentado más empleados. Durante la década de 1930, los controladores retroalimentados de tres modos con acción proporcional, integral, derivativa (*PID*) estuvieron disponibles comercialmente (Ziegler, 1975) y es durante la década de los 40's que los controladores neumáticos *PID* ganaron amplia aceptación industrial. Los primeros artículos sobre control de procesos fueron publicados en ese mismo periodo y las primeras aplicaciones de control por computadora en procesos industriales fueron reportadas a finales de los 50's y principios de los 60's. A partir de 1980, el *hardware* digital se ha usado como un herramienta de rutina y ha tenido un gran impacto en el control de procesos.

Como ejemplo, para ilustrar los componentes básicos en un lazo de control retroalimentado (proceso controlado, sensor-transmisor, controlador retroalimentado, transductor de corriente a presión, elemento final de control y líneas de transmisión entre los diferentes elementos), consideraremos el proceso de mezclado mostrado en la Figura 2.2.

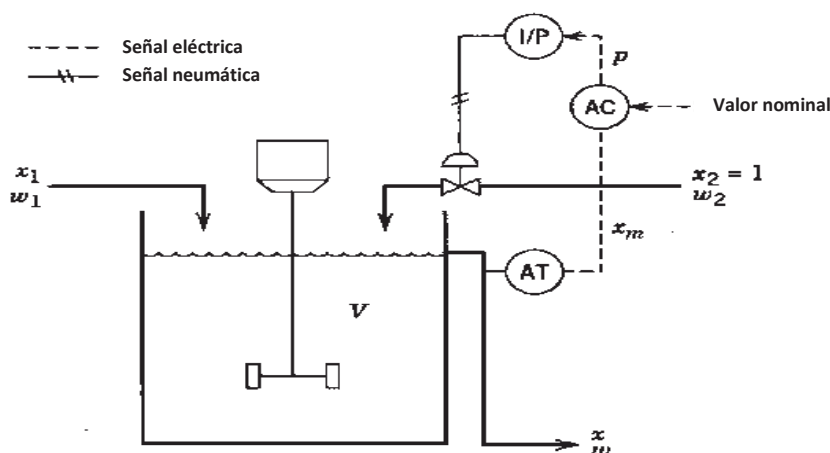


Figura 2.2. Diagrama esquemático de un sistema de mezclado con un lazo de control retroalimentado.

El objetivo de control es mantener la composición de salida x en un valor deseado ajustando w_2 , es decir la velocidad de flujo de la especie A pura, vía la

válvula de control (Seborg, 2002). Para esto, se efectúa una medición de la composición en la corriente de salida w por medio de un sensor-transmisor (AT), el cual envía una señal digital que es comparada con el valor deseado (set-point) resultando así, una señal de error a partir de la cual el controlador (AC) produce una acción a través de una señal digital que es convertida a señal neumática en el transductor de corriente a presión (I/P) que acciona el elemento final de control (válvula de control).

Modos básicos de control.

1 Control Proporcional

En control retroalimentado el objetivo es reducir la señal del error a cero, la acción más sencilla se conoce como proporcional (P) y se plantea como sigue:

$$e(t) = y_{sp}(t) - y_m(t) \quad (2.2)$$

$e(t)$ = señal del error

$y_{sp}(t)$ = valor deseado (set point)

$y_m(t)$ = valor medido de la variable controlada

Para control proporcional, la salida del controlador es proporcional a la señal del error,

$$p(t) = \bar{p} + K_c e(t) \quad (2.3)$$

$p(t)$ = salida del controlador

$\bar{p}$ = valor predeterminado (estado estable)

K_c = ganancia del controlador (comúnmente adimensional)

Por tanto, el control proporcional:

- i. Acelera la respuesta del proceso
- ii. Produce un *offset* (margen de error respecto al estado estacionario) para todos los procesos, excepto aquéllos que tienen términos integradores (1/S) en su función de transferencia, tales como el nivel del líquido en un tanque o un gas presurizado en un recipiente.

2 Control integral

Cuando existe acción de control integral (I), la salida del controlador depende de la integral de la señal del error en el tiempo,

$$p(t) = \bar{p} + \frac{1}{\tau_I} \int_0^t e(t^*) dt^* \quad (2.4)$$

donde τ_I es un parámetro ajustable referido como el tiempo integral, tiene unidades de tiempo, cabe notar que:

- i. El control integral elimina cualquier *offset*.
- ii. La eliminación del *offset* usualmente conlleva desviaciones máximas.
- iii. Produce retardos con respuestas oscilatorias
- iv. Incrementa la ganancia K_c y produce una respuesta más rápida, pero el sistema se hace más oscilatorio pudiendo llegar a la inestabilidad.

3 Control Derivativo

La función de la acción de control derivativa (D) es anticipar el comportamiento futuro de la señal del error por consideración de su razón de cambio.

$$p(t) = \bar{p} + \tau_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.5)$$

donde τ_D , el tiempo derivativo tiene unidades de tiempo.

La función derivativa:

- i. Anticipa errores futuros e introduce acciones apropiadas.
- ii. Introduce un efecto estabilizador en la respuesta de un proceso en lazo cerrado.
- iii. Es recomendada para el control de temperatura y en los sistemas donde se tienen procesos lentos.
- iv. Tiene las desventajas de amplificar señales de ruido y puede provocar un efecto de saturación en el actuador.

4 Control P+I

El controlador *PI* elimina el *offset* pero reduce la velocidad de respuesta del lazo cerrado, por lo que se usa muy a menudo en control de flujo, que no requiere ser muy rápido. Por consiguiente, la velocidad de respuesta del sistema de lazo cerrado es satisfactoria a pesar del retardo causado por la acción integral.

5 Control P+I+D

El controlador *PID* incrementa la velocidad de respuesta del lazo cerrado y conserva la robustez, debido a que la acción de control derivativa introduce efectos de estabilización, lo cual permite el uso de ganancias grandes que producen respuestas rápidas sin oscilaciones excesivas.

2.3 LÓGICA DIFUSA

2.3.1 Conceptos Fundamentales de Lógica Difusa.

Una de las disciplinas matemáticas con mayor número de seguidores actualmente es la llamada lógica difusa, que es la lógica que utiliza expresiones que no son totalmente ciertas ni completamente falsas, es decir es la lógica aplicada a conceptos que pueden tomar un valor cualquiera de veracidad dentro de un conjunto de valores que oscilan entre dos extremos, la verdad absoluta y la falsedad total (*Passino*, 1997). Conviene recalcar que lo que es difuso, borroso, vago o impreciso no es la lógica en sí, sino el objeto que estudia: expresa la falta de definición del concepto al que se aplica. La lógica difusa permite tratar información imprecisa, como *estatura media* o *temperatura baja* en términos de conjuntos difusos (borrosos) que se combinan en reglas para definir acciones: *si la temperatura es alta entonces enfriar mucho*. De esta manera los sistemas de control basados en lógica difusa combinan variables de entrada definidas en términos de conjuntos difusos por medio de reglas que producen uno o varios valores de salida.

2.3.2 Introducción a la Lógica Difusa: breve historia y aplicaciones.

La lógica difusa fue investigada por primera vez, a mediados de los años sesenta en la Universidad de Berkeley, California por *Zadeh*, cuando se dio cuenta de lo que él llamó principio de incompatibilidad: “Conforme la complejidad de un sistema aumenta, nuestra capacidad para ser precisos y construir instrucciones para su comportamiento disminuye hasta el umbral más allá del cual, la precisión y el significado son características excluyentes”. Introdujo entonces el concepto de conjunto difuso (*Fuzzy Set*) bajo el que reside la idea de que los elementos sobre los que se construye el pensamiento humano no son números sino etiquetas lingüísticas. La lógica difusa permite representar el conocimiento común, que es mayoritariamente del tipo lingüístico cualitativo y no necesariamente cuantitativo, en un lenguaje matemático a través de conjuntos difusos y funciones características asociadas a ellos. Permite trabajar a la vez con datos numéricos y términos lingüísticos; los términos lingüísticos son inherentemente menos precisos que los datos

numéricos pero en muchas ocasiones aportan información más útil para el razonamiento humano.

El aspecto central de los sistemas basados en la teoría de la lógica difusa es que, a diferencia de los que se basan en la lógica clásica, tienen la capacidad de reproducir los modos usuales del razonamiento, considerando que la certeza de una proposición es cuestión de grado. Más formalmente se puede decir que si la lógica es la ciencia de los principios formales y normativos del razonamiento, la lógica difusa se refiere a los principios formales del razonamiento aproximado, considerando el razonamiento preciso (lógica clásica) como un caso límite. Así pues las características más atractivas de la lógica difusa son su flexibilidad, su tolerancia con la imprecisión, su capacidad para modelar problemas no-lineales y su base en el lenguaje natural.

2.3.3 Conjuntos Difusos y Funciones Características.

El primer ejemplo utilizado por *Lofti Zadeh* para ilustrar el concepto de conjunto difuso, fue el conjunto “hombres altos”. Según la teoría de la lógica clásica, el conjunto “hombres altos” es un conjunto al que pertenecerían los hombres con estatura mayor a un cierto valor, que podemos establecer en 1.80 metros, por ejemplo, y todos los hombres con estatura inferior a este valor quedarían fuera del conjunto. Así tendríamos que un hombre que mide 1.81 metros de estatura pertenecería al conjunto de hombres altos y en cambio, un hombre que mida 1.79 metros de altura ya no pertenecería a este conjunto. Sin embargo, no parece muy lógico decir que un hombre es alto y otro no lo es cuando su estatura difiere en dos centímetros. El enfoque de lógica difusa considera que el conjunto “hombres altos”, es un conjunto que no tiene frontera clara para pertenecer o no pertenecer a él; mediante una función que define la transición de “alto” a “no alto” se asigna a cada valor de estatura un grado de pertenencia al conjunto, entre 0 y 1. Así por ejemplo, un hombre que mida 1.79 metros podría pertenecer al conjunto difuso “hombres altos” con un grado de 0.8 de pertenencia, uno que mida 1.81 metros con un grado de 0.85 y uno que mida 1.50 metros con un grado de 0.1. Visto desde esta perspectiva se puede considerar que la lógica clásica es un caso límite de la lógica difusa en el que se asigna un grado de pertenencia 1 a los hombres con estatura mayor o igual

a 1.80 metros y un grado de pertenencia 0 a los que tienen estatura menor (Figura 2.3).

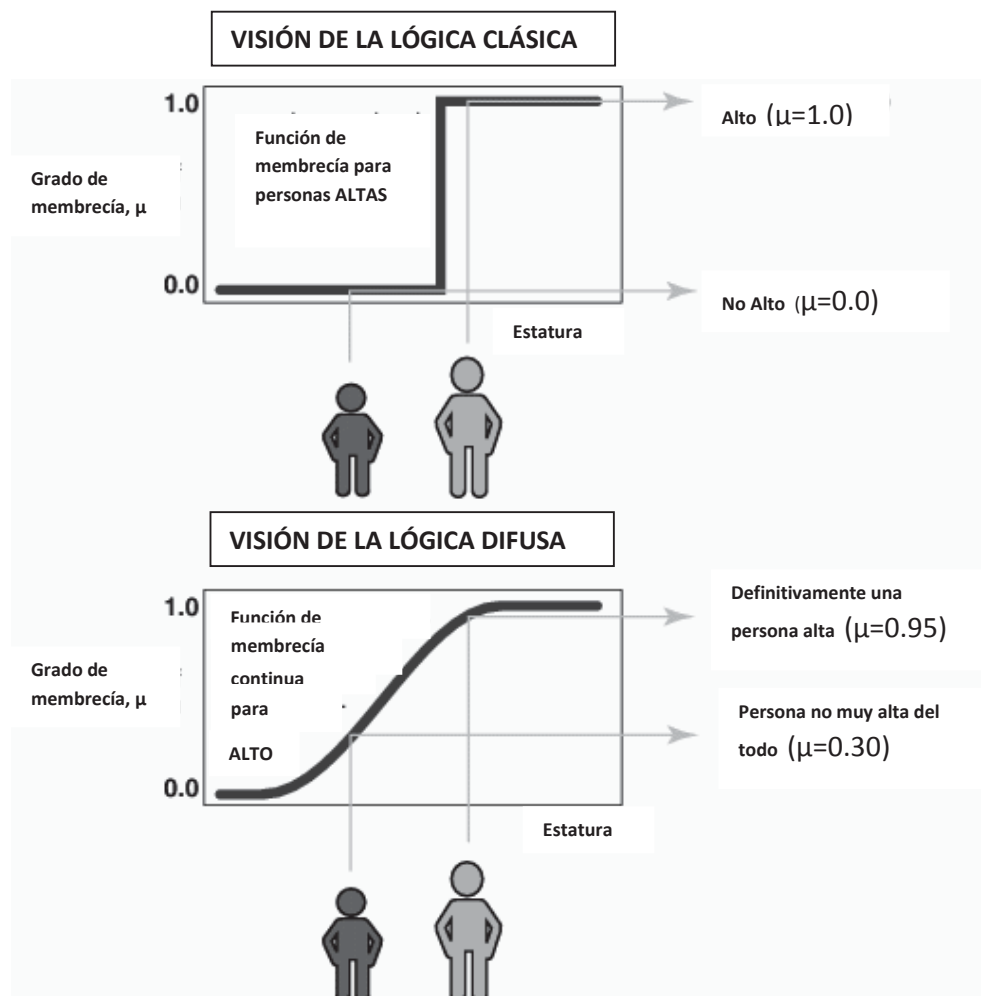


Figura 2.3. Lógica clásica versus lógica difusa.

Así pues los conjuntos difusos pueden ser considerados como una generalización de los conjuntos clásicos (Zadeh, 1965): la teoría clásica de conjuntos sólo contempla la pertenencia o no pertenencia de un elemento a un conjunto, sin embargo, la teoría de conjuntos difusos contempla la pertenencia parcial de un elemento a un conjunto, es decir, cada elemento presenta un grado de pertenencia a un conjunto difuso que puede tomar cualquier valor entre 0 y 1. Este grado de pertenencia se define mediante la función característica asociada al conjunto difuso: para cada valor que pueda tomar un

elemento o variable de entrada x la función característica $\mu_A(x)$ proporciona el grado de pertenencia de este valor de x al conjunto difuso A .

Formalmente un conjunto clásico A , en un universo de discurso U , se puede definir de varias formas: enumerando los elementos que pertenecen al conjunto, especificando las propiedades que deben cumplir los elementos que pertenecen a ese conjunto, en términos de la función de pertenencia $\mu_A(x)$:

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in A \\ 0 & \text{si } x \notin A \end{cases}$$

Podemos decir que el conjunto A es matemáticamente equivalente a su función característica o de membrecía $\mu_A(x)$, ya que conocer $\mu_A(x)$ es lo mismo que conocer A . Un conjunto difuso en el universo de discurso U se caracteriza por una función de membrecía $\mu_A(x)$ que toma valores en el intervalo $[0,1]$ y puede representarse como un conjunto de pares ordenados de un elemento x y su valor de pertenencia al conjunto:

$$A = \{(x, \mu_A(x)) | x \in U\}$$

Muchos conceptos de teoría clásica de conjuntos se pueden hacer extensivos a los conjuntos difusos, otros son exclusivos e inherentes a los conjuntos difusos. Algunos de los más utilizados son los siguientes:

- El soporte de un conjunto difuso A en el universo de discurso U es un conjunto “*crisp*” (numérico) que contiene todos los elementos de U que tienen valor de pertenencia distinto de cero en A , esto es,

$$sop(x) = \{x \in U | \mu_A(x) > 0\}$$
 Si el soporte de un conjunto difuso no contiene ningún elemento tendremos un conjunto difuso vacío. Si el soporte de un conjunto difuso es un solo punto tendremos lo que se conoce como “*singleton*” difuso.
- El punto de cruce de un conjunto difuso es el punto de U cuyo valor de pertenencia al conjunto es igual a 0.5.
- Dos conjuntos difusos A y B son iguales si y sólo si sus funciones de membrecía $\mu_A(x)$ y $\mu_B(x)$ son iguales.
- El conjunto difuso B contiene al conjunto difuso A , esto es $A \subset B$, si y sólo si $\mu_A(x) \leq \mu_B(x) \forall x \in U$.

La función de membrecía proporciona una medida del grado de similitud de un elemento de U con el conjunto difuso. La forma de la función de membrecía utilizada, depende del criterio aplicado en la resolución de cada problema y varía en función de cultura, geografía, época o punto de vista del usuario. La única condición que debe cumplir una función de membrecía es que tome valores entre 0 y 1, con continuidad. Las funciones características más comúnmente utilizadas por su simplicidad matemática y su manejabilidad son: triangular, trapezoidal, gaussiana, sigmoideal, gamma, pi, campana (Figura 2.4). Conceptualmente existen dos aproximaciones para determinar la función de membrecía asociada a un conjunto: la primera aproximación está basada en el conocimiento humano de los expertos, y la segunda es utilizar una colección de datos para diseñar la función.

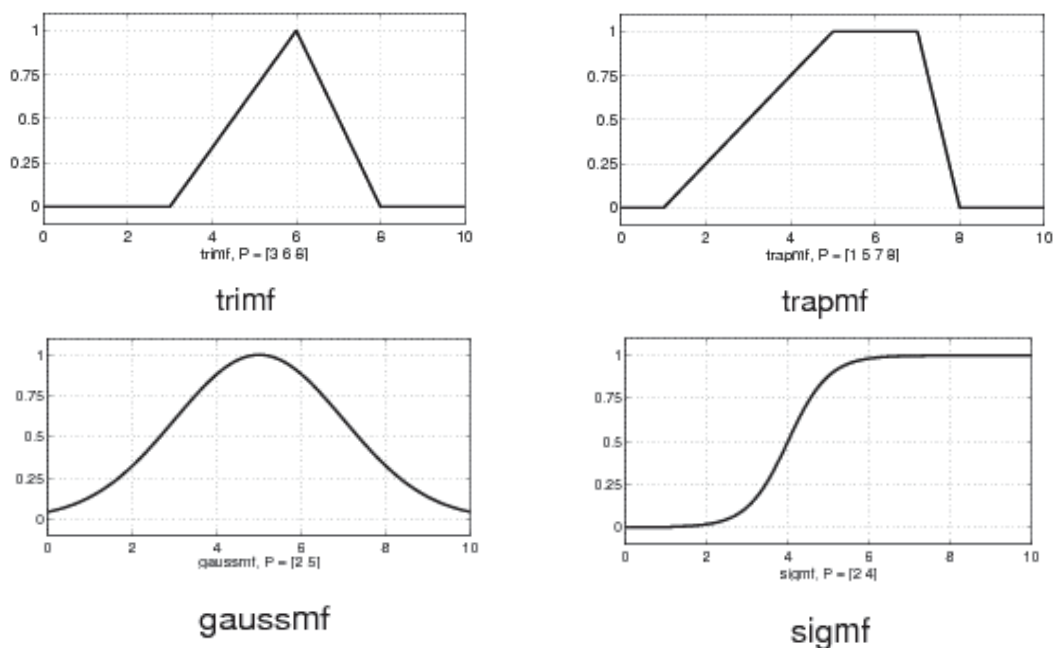


Figura 2.4. Algunas de las funciones de membrecía más comunes: triangular, trapezoidal, gaussiana y sigmoideal.

El número de funciones de membrecía asociadas a una misma variable es elegido por el experto: a mayor número de funciones de membrecía mayor resolución pero también mayor complejidad computacional; además estas funciones pueden estar traslapadas o no, el hecho de estar traslapadas pone de manifiesto un aspecto clave de la lógica difusa: una variable puede

pertenecer en diferente grado a varios conjuntos difusos a la vez, es decir, “el vaso puede estar medio lleno y medio vacío” a la vez.

2.3.4 Operaciones con conjuntos difusos.

Las operaciones básicas entre conjuntos difusos son las siguientes:

- El conjunto complementario $\bar{A}$ de un conjunto difuso A , es aquel cuya función característica está dada por:

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

- La unión de dos conjuntos difusos A y B es un conjunto difuso $A \cup B$ en U cuya función de membrecía es:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)]$$

- La intersección de dos conjuntos difusos A y B es un conjunto difuso $A \cap B$ en U con función característica:

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)]$$

2.3.5 Reglas Difusas.

Se llama *reglas difusas* al conjunto de proposiciones *IF-THEN* que modelan al problema que se quiere resolver. Una regla difusa simple tiene la forma:

"si u es A entonces v es B "

donde A y B son conjuntos difusos definidos sobre intervalos de " u " y " v ", respectivamente. Una regla difusa expresa un tipo de relación entre los conjuntos A y B cuya función de membrecía sería $\mu_{A \rightarrow B}(x, y)$ y representa lo que conocemos como implicación lógica. La elección apropiada de esta función de membrecía está sujeta a las reglas de la lógica proposicional.

2.3.6 Control Difuso.

Ya que la teoría del diseño y los procedimientos prácticos de un controlador *PID* están bien desarrollados, la atención debe centrarse en el diseño del controlador difuso y sus aplicaciones. Los especialistas en control reportan una escasez de recomendaciones y de herramientas de diseño práctico como el principal obstáculo para lograr una mayor implementación del

control difuso en la industria (*Takatsu e Itoh*, 1999). *Reznik et al* (2000) expusieron algunas recomendaciones prácticas para reemplazar el control de un operador humano con un controlador difuso; esas recomendaciones están resumidas brevemente en la Tabla 2.1.

TABLA 2.1. Algunas recomendaciones para el diseño de controladores difusos (*Reznik*, 1997).

Elección de la estructura	Aplicar la estructura jerárquica siempre que exista cualquier duda en la estabilidad de un sistema de control difuso
Elección de las entradas	Igual que para un sistema de control convencional. Las señales del error y el cambio del error (derivada) son aplicadas a menudo como las entradas para un controlador difuso (como un controlador <i>PID</i>-difuso). Adicionalmente: elegir las entradas considerando las reglas de control, expresando la dependencia de las salidas sobre dichas entradas.
Elección de los factores de escala	Escoger inicialmente los factores de escala que satisfagan los intervalos de operación para las entradas y salidas, si son conocidos. Cambiar los factores de escala para satisfacer los parámetros de desempeño dados por especificaciones.
Elección del número de clases (funciones de membrecía)	Existen varios puntos a considerar cuando se determina el número de funciones de membrecía y su traslape característico. El número de funciones de membrecía es comúnmente impar, generalmente de 3 a 9 en todos los casos.
Elección de las funciones de membrecía.	(1)Enfoque experto – elegir las funciones de membrecía determinadas por los expertos. (2)Enfoque de la ingeniería de control.

Elección de las reglas.	Principales métodos: (1) Conocimiento y experiencia del experto. (2) Aprendizaje de las acciones de control del operador. (3) Modelo difuso del proceso u objeto bajo control. (4) Aplicación de técnicas de aprendizaje. El conjunto de reglas debe ser: - Completo - Consistente - Continuo
Elección del método de defuzificación.	Los más ampliamente usados son: El Centro de Área y La Media Máxima.
Elección del método de razonamiento difuso.	Elegir el método de Mamdani si: - Se espera que las reglas sean formuladas por un experto humano. Elegir el método de Sugeno si: - La eficiencia computacional y la conveniencia en el análisis son muy importantes.
Elección del método de cálculo t-norm y s-norm	Los más usados son: t-norm min u operadores producto s-norm max o suma algebraica.

El diseño de un controlador difuso es más un arte que una cuestión de tecnología y un área donde el diseñador experto juega el papel principal, pues la teoría del control difuso, y especialmente la teoría del diseño del control difuso, está lejos de estar totalmente desarrollada. Lee (1990) indicó en su estudio que “no existe un procedimiento sistemático para el diseño de un controlador difuso”. Brehm y Rattan (1993) aseguraron que “las metodologías de diseño están en su infancia y aún son un tanto intuitivas”. La carencia de matemáticas rigurosas en el análisis y diseño del control difuso fue confirmado por Patyra y Mlynek (1996) y Ma et al. (1998) así como también en un artículo

dedicado especialmente al diseño de controladores difusos tipo *PID* (*Mudi y Pal, 1999*). Sin embargo esta área sigue siendo ampliamente desarrollada.

En el diseño de un controlador difuso se involucra la aplicación de enfoques muy diversos: inteligencia artificial (sistemas expertos), ingeniería de control y teoría de optimización, por mencionar algunas. Combinando estos diferentes métodos es posible mejorar la metodología para el control difuso, con excelentes resultados.

Básicamente las propuestas de diseño de un controlador difuso pueden clasificarse de la siguiente forma:

1. Enfoque de sistemas expertos.
2. Enfoque de ingeniería de control.
3. Enfoques intermedios.
4. Enfoques combinados y sintéticos.

La primera propuesta se origina de la metodología de los sistemas expertos. En esta propuesta los conjuntos difusos son usados para representar el conocimiento o el comportamiento de un control profesional (una aplicación experta o un operador) quien puede estar actuando solamente sobre conocimiento intuitivo o subjetivo. Utilizando variables lingüísticas, las reglas difusas proveen una estructura natural para el pensamiento humano y la formulación del conocimiento. En los sistemas basados en el conocimiento del experto, la elección de la estructura, entradas, salidas y otros parámetros de un sistema difuso es únicamente responsabilidad del mismo experto. Además los seguidores de esta propuesta están en contra de hacer mayores modificaciones a los parámetros, señalando que tales ajustes pueden vulnerar las instrucciones del experto. Por ejemplo, cambiando los factores de escala y/o las funciones de membresía, se puede perder el sentido lingüístico original de las reglas base. Los expertos pueden no reconocer sus reglas después de la sintonía y no será posible formular nuevas reglas.

Quienes apoyan el enfoque de la ingeniería de control consideran que la propuesta anterior es demasiado subjetiva y propensa a errores, y tratan de hacer una elección en base a algún criterio más objetivo.

En este sentido proponen diseñar un controlador difuso investigando como los índices de desempeño y estabilidad dependen de los diferentes parámetros del controlador difuso; de este modo se incorpora al análisis del *FC* como una de las etapas más importantes del diseño.

El enfoque intermedio propone establecer alguno de los parámetros (por ejemplo las funciones de membresía) por los expertos y fijar los otros (las reglas por ejemplo) con los métodos de diseño de sistemas de control. El desarrollo de estos métodos ha permitido la aplicación de modelos, lo cual sintetiza computacionalmente las propiedades de los sistemas de producción expertos, redes neuronales y lógica difusa. *ARTMAP* es un ejemplo de tal metodología (*Carpenter y Grossberg*, 1996) – una familia de arquitecturas neuronales auto-organizadas que son capaces de aprender rápidamente a reconocer, probar y predecir las consecuencias de un patrón de entradas análogo o binario ocurriendo en series de tiempo no estacionario.

Otra área de aplicación de un enfoque intermedio ha venido de la práctica de la ingeniería de control. En el diseño de un controlador típico *PID* para la industria, los parámetros del controlador se determinan al principio, y después son sintonizados manualmente para lograr la respuesta deseada de la planta. En este planteamiento, la sintonía manual puede reemplazarse por un controlador difuso. Las mejoras resultantes en la respuesta del sistema requieren también de ajustes en línea de los parámetros del controlador difuso. Un ejemplo de esta aplicación se da en *Kim y Ziegler* (1996), donde se aplica un esquema basado en algoritmos genéticos (*GAs*) para el diseño de un controlador difuso.

2.3.7 Diagrama de bloques de un sistema basado en técnicas de lógica difusa.

El esquema de un sistema basado en técnicas de lógica difusa se presenta en la Figura 2.5

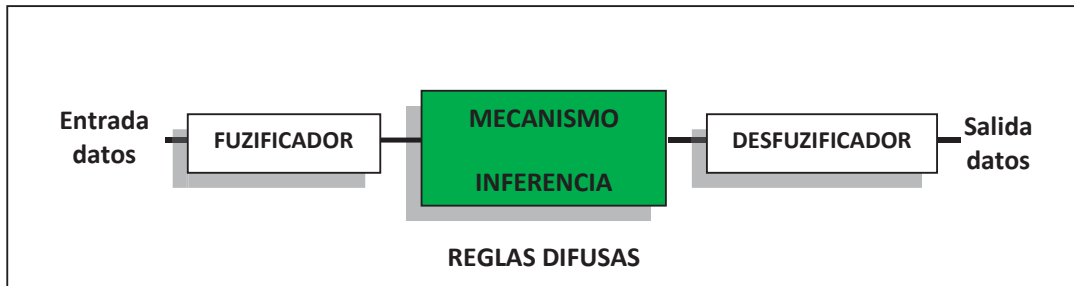


Figura 2.5. Esquema general de un sistema basado en lógica difusa.

Está compuesto por los siguientes bloques:

- **BLOQUE FUZIFICADOR:** bloque en el que a cada variable de entrada se le asigna un grado de pertenencia a cada uno de los conjuntos difusos que se ha considerado, mediante las funciones de membresía asociadas a estos conjuntos difusos. Las entradas a este bloque son valores concretos de las variables de entrada y las salidas son grados de pertenencia a los conjuntos difusos considerados.
- **BLOQUE DE INFERENCIA DIFUSA:** bloque que, mediante los mecanismos de inferencia, relaciona conjuntos difusos de entrada y salida y que representa a las reglas que definen el sistema. Las entradas a este bloque son conjuntos difusos (grados de pertenencia) y las salidas son también conjuntos difusos asociados a la variable de salida.
- **DESFUZIFICADOR:** bloque en el cual a partir del conjunto difuso obtenido en el mecanismo de inferencia y mediante los métodos matemáticos de desfuzificación, se obtiene un valor concreto de la variable de salida.

2.4 DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE

2.4.1. Toolbox Fuzzy Logic de MATLAB.

El *toolbox de Fuzzy Logic* es un *software* empleado para construir, editar y observar los sistemas de inferencia difusa. Tiene cinco herramientas de inferencia gráfica de usuario (*Fuzzy Logic Toolbox User's Guide*, 1998):

Sistema de inferencia difusa o editor FIS. Este editor contiene la información general acerca del sistema de inferencia difusa (Figura 2.6). En él se dan de alta los nombres de las variables de entrada y salida y los tipos de inferencia como *Mamdani* o *Sugeno*.

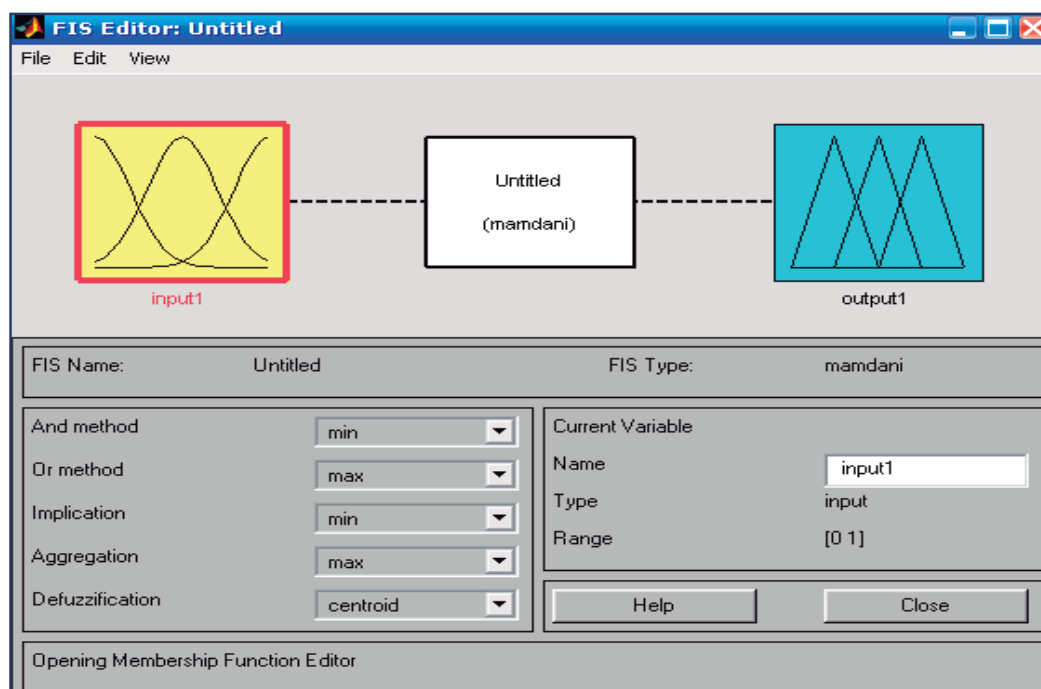


Figura 2.6. Editor de Sistemas de Inferencia Difusa (FIS)

El editor de funciones de membresía. Es usado para definir las formas de todas las funciones de membresía asociadas en cada variable. Comparte algunas características del editor *FIS*, se pueden modificar los límites del intervalo de la variable considerada (Universo de discurso) y el nombre, posición y forma de la función de membresía (Figura 2.7).

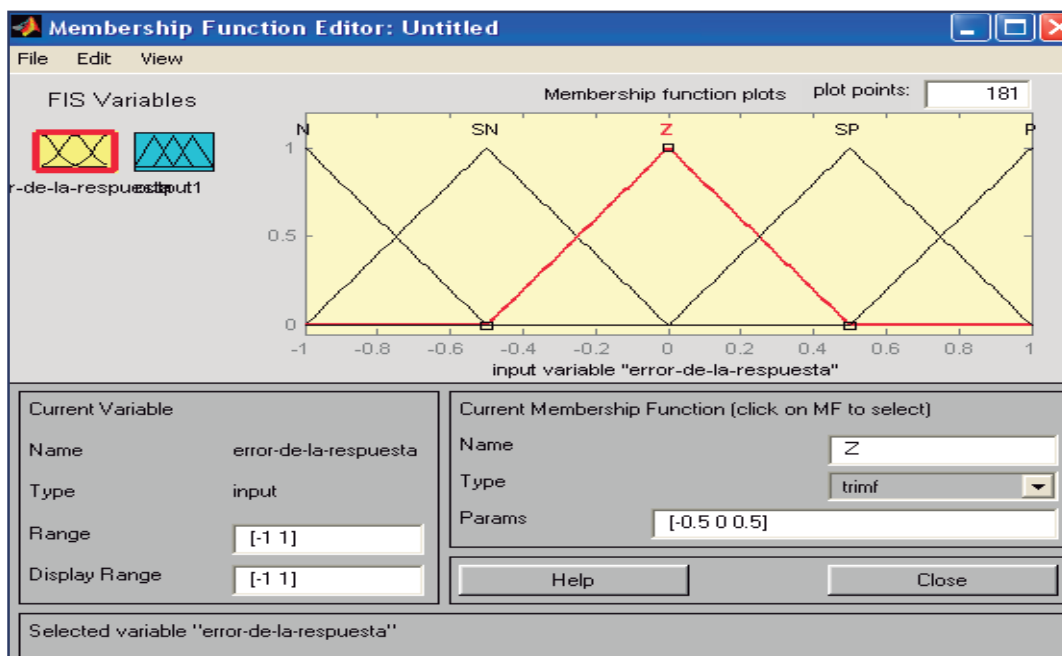


Figura 2.7. Editor de Funciones de Membrecía.

El editor de reglas, es usado para editar la lista de reglas que definen el comportamiento del sistema. Este editor (Figura 2.8) contiene un campo de texto para desplegar y editar las reglas, se pueden utilizar los conectivos *OR* y *AND* y el peso que se le dará a la regla. Maneja el formato lingüístico, simbólico e indizado.

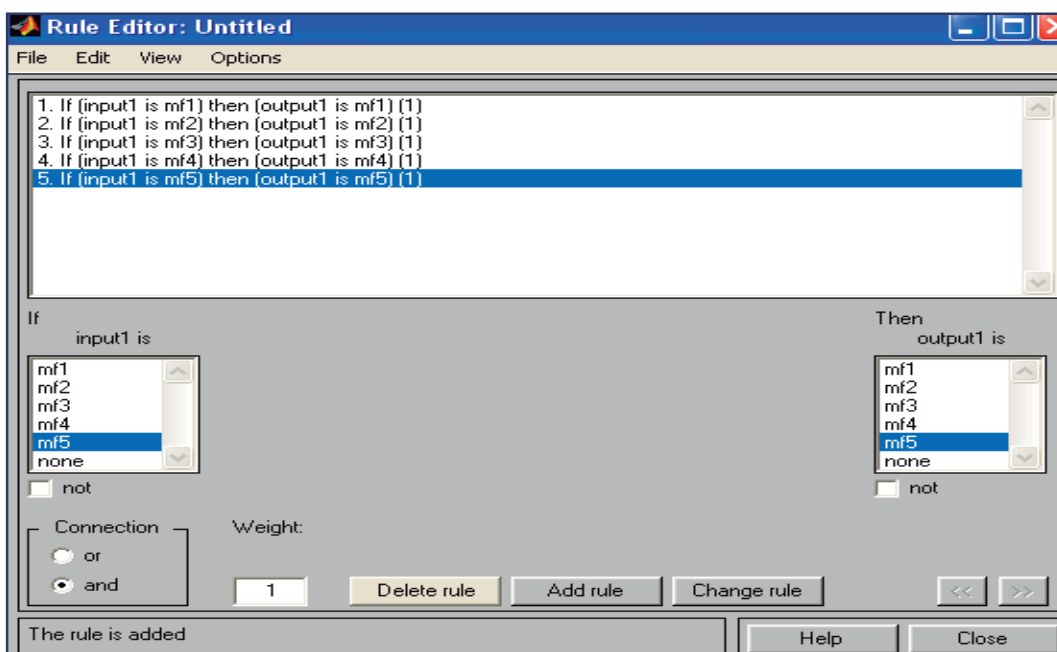


Figura 2.8. Editor de Reglas.

El visor de reglas muestra el diagrama de inferencia difusa (Figura 2.8). Es usado como un diagnóstico para mostrar qué reglas están activas o como las formas de las funciones de membrecía individuales están influyendo en los resultados. Este visor de reglas despliega un mapa completo del proceso de inferencia difusa.

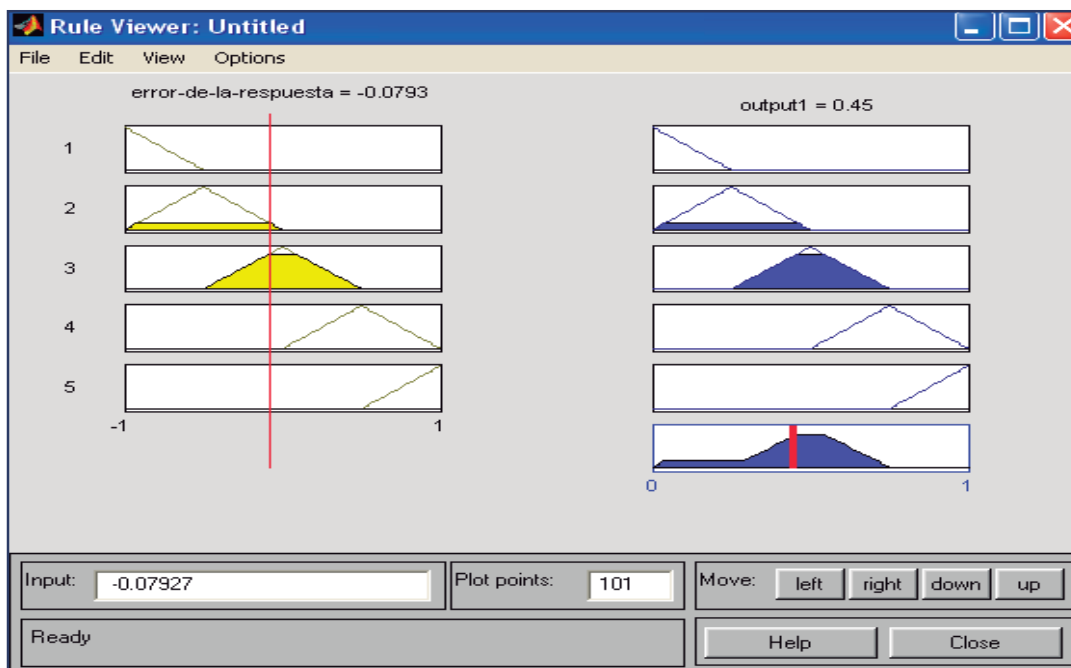


Figura 2.9. Visor de Reglas.

El visor de superficies, muestra en forma gráfica cómo una de las salidas depende de una o dos entradas, mediante la generación de un mapa de la superficie de salida del sistema. Este visor presenta una curva de dos o tres dimensiones que representa la gráfica de las variables de entrada y salida. Sistemas de dos entradas y una salida generan un plano en tres dimensiones que *MATLAB* maneja adecuadamente (Figura 2.10).

Estas interfaces pueden estar trabajando en forma individual o todas al mismo tiempo para cualquier sistema dado. Las últimas dos se usan para observar al sistema de inferencia difusa y son herramientas de sólo lectura. Por ejemplo si se agrega una regla se puede esperar ver el cambio de la superficie de salida en el visor de superficies.

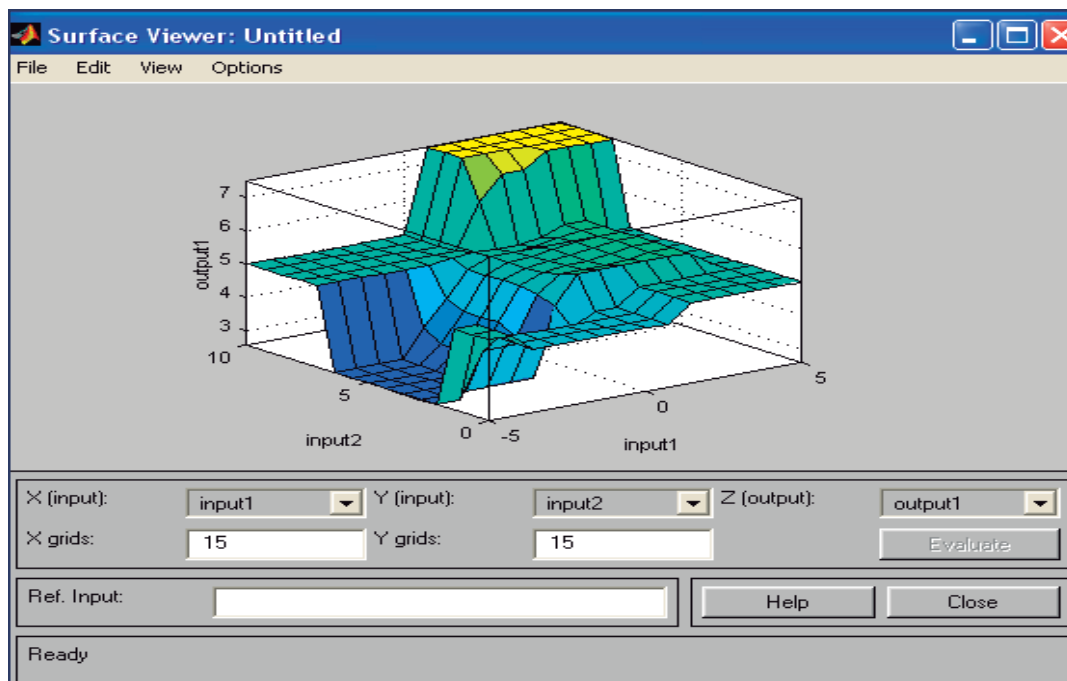


Figura 2.10. Visor de superficies.

2.4.2. Toolbox Simulink de MATLAB.

Las estructuras de datos usadas para dibujar y editar modelos en *Simulink* han sido diseñadas para facilitar la representación de sistemas dinámicos en forma de bloques. *Simulink* es un *software* que permite modelar, simular y analizar sistemas cuyas salidas cambian a través del tiempo. Puede ser usado para explorar el comportamiento de muchos de sistemas dinámicos reales. Simular un sistema dinámico es un proceso de dos pasos con *Simulink*. El primero es crear un diagrama de bloques usando el editor de modelos el cual representa gráficamente las relaciones matemáticas dependientes del tiempo entre las entradas, estados y salidas. En seguida el usuario comanda a *Simulink* para simular el sistema representado por el modelo desde un tiempo de inicio hasta un tiempo final especificado. Es una potente herramienta de simulación gráfica para crear modelos de sistemas dinámicos y desarrollar estrategias de control, que incluye soporte para sistemas lineales, no-lineales, de tiempo continuo ó discreto, multi-variable, de ejecución condicional e híbridos.

Simulink contiene una diversidad de bloques para diferentes aplicaciones concentrados en bibliotecas (*Simulink Toolbox User's Guide*, 1995):

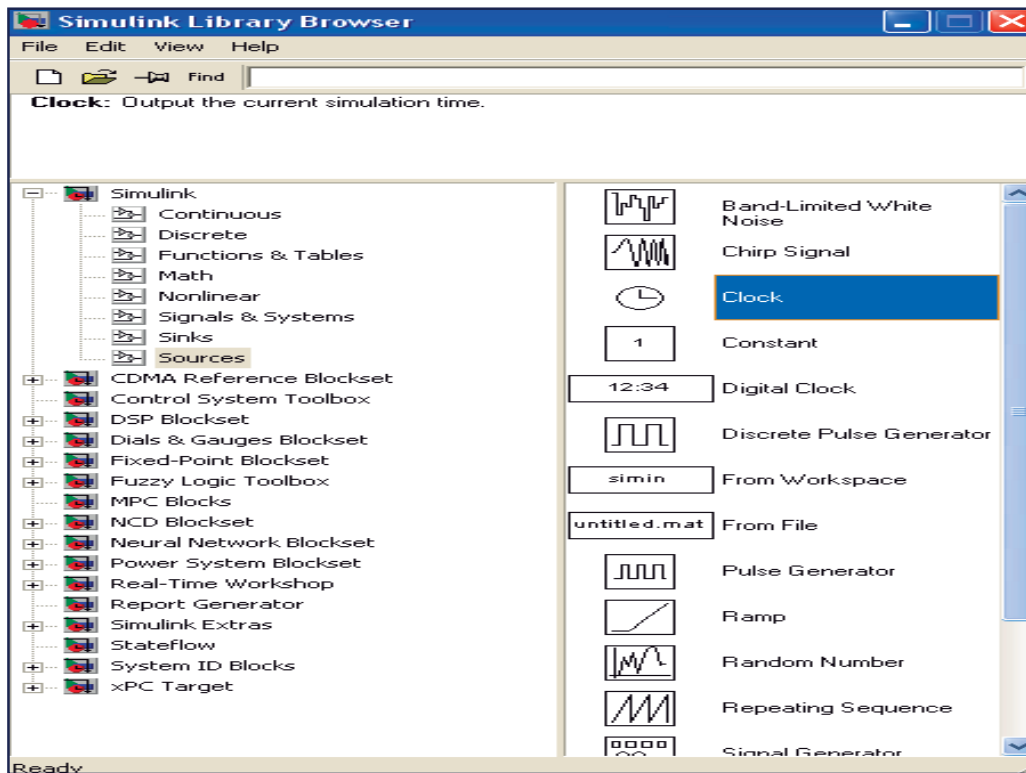


Figura 2.11. Navegador de bibliotecas de Simulink.

- Commonly Used.** Contiene bloques de otras bibliotecas que usan la mayoría de los modelos: *Constant*, *Integrator*, *Product*, *Logic Operator*, etc.
- Continuos.** Contiene bloques que modelan funciones lineales: *Derivative*, *Transfr Fcn*, *Transport Delay*, *Zero-Pole*, etc.
- Discontinuities.** Contiene bloques cuyas salidas son funciones discontinuas de sus entradas: *Dead Zone*, *Quantizer*, *Relay*, *Saturation*, etc.
- Discrete.** Contiene bloques que representan funciones de tiempo discreto.
- Logic and Bit Operations.** Contiene bloques que aplican operaciones lógicas a sus entradas: *Combinatorial Logic*, *Compare to Zero*, *Extract Bits*, etc.

- ✚ **Look-Up Tables.** Contiene bloques que utilizan tablas de búsqueda para determinar las salidas a partir de sus entradas: *Direct, Lookup Table (n-D), Lookup Table Dynamic, Sine*, etc.
- ✚ **Math Operations.** Contiene bloques que modelan funciones matemáticas en general: *Add, Divide, Math Function, MinMax*, etc.
- ✚ **Model Verification.** Contiene bloques que permiten crear modelos de autovalidación: *Check Discrete Gradient, Check Dynamic Gap, Check Static Lower Bound*, etc.
- ✚ **Model Wide Utilities.** Contiene varios bloques de utilidad, como crear textos para guardarlos con el modelo, etc.: *DocBlock, Model Info*, etc.
- ✚ **Ports & Subsystems.** Permite crear varios tipos de subsistemas, incluir un modelo como un bloque en otro modelo, etc.: *Function-Call generator, Inport, Model*, etc.
- ✚ **Signal Attributes.** Contiene bloques que modifican o producen atributos de señales: *Data Type Conversion, Signal Conversion, Rate Transition*, etc.
- ✚ **Signal Routing.** Contiene bloques que conducen señales desde un punto a otro en un diagrama de bloques: *Bus Creator, Data Store Memory, Manual Switch*, etc.
- ✚ **Sinks.** Contiene bloques que muestran o escriben bloques de salidas: *Display, Scope, Terminator, To Works Space*, etc.
- ✚ **Sources.** Contiene bloques que generan señales: *Chirp Signal, Clock, From File, Signal Builder, Repeating Sequence*, etc.
- ✚ **User-Defined Functions.** Permite definir la función que relacione las entradas con las salidas: *Embedded MATLAB Function, M-File-S-Function, S-Function Builder*, etc.
- ✚ **Additional Discrete.** Contiene bloques para modelación de sistemas discretos: *Fixed-Point State-Space, Transfer Fcn Direct Form II, Unit Delay Enabled*, etc.
- ✚ **Additional Math.** Esta biblioteca contiene bloques matemáticos útiles para modelación de sistemas digitales: *Decrement Real World, Decrement Time to Zero, Increment Stored Integer*, etc.
- ✚ **Simulink Extras.** La biblioteca Simulink Extras contiene bloques especializados.

El *toolbox* de lógica difusa está diseñado para trabajar de manera conjunta con *Simulink*, una vez que se ha creado un sistema difuso se puede simular inmediatamente. Para construir sistemas propios en *Simulink* con lógica difusa, simplemente se copia el bloque del controlador de lógica difusa fuera de este sistema y se coloca en un diagrama de bloques. También se puede abrir el sistema en *Simulink* llamado *Fuzblock*, que contiene el bloque del controlador de lógica difusa. Debe asegurarse que el sistema de inferencia difusa (*FIS*) y su correspondiente matriz del sistema difuso estén en el *workspace* de MATLAB y se haga referencia a ellos por su nombre, en la caja de diálogo asociada con el bloque del controlador difuso (Figura 2.12):

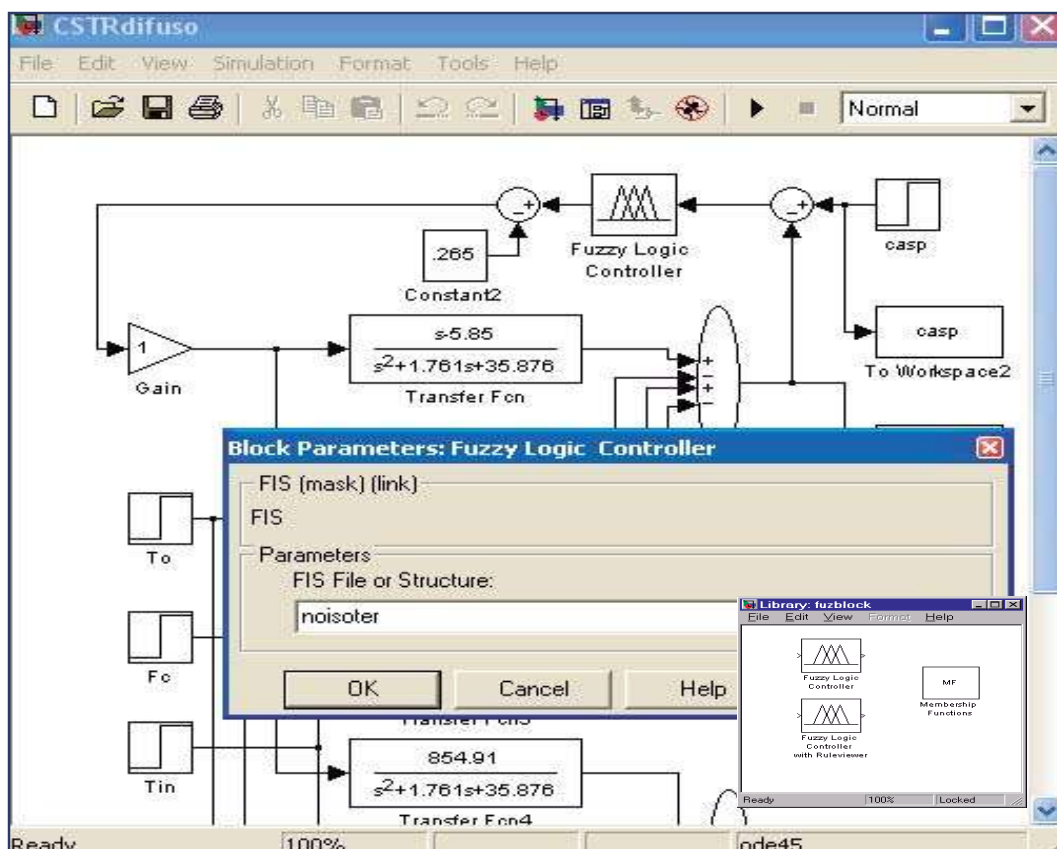


Figura 2.12. Sistema difuso en Simulink.

CAPÍTULO 3. Antecedentes

3.1 Control de sistemas con respuesta inversa.

Tradicionalmente han existido dos formas para controlar sistemas con respuesta inversa; la primera utiliza un control retroalimentado *PID* (proporcional-integral-derivativo) con sintonía *Ziegler-Nichols* que es el único tipo de todos los controladores retroalimentados que puede emplearse para este tipo de sistemas, por la simple razón de que el modo de control derivativo por su naturaleza va a anticipar la “mala” dirección de la respuesta del sistema y va a proveer una acción correctiva adecuada para limitar (no eliminar) el efecto inverso. *Waller y Nygårdas (1974)* han demostrado numéricamente que la sintonía *Ziegler-Nichols* de un controlador *PID* exhibe buen control de sistemas con respuesta inversa.

La segunda forma utiliza un compensador de respuesta inversa el cual se basa en el mismo concepto general del predictor Smith (compensador de tiempo muerto), el cual puede emplearse para hacer frente a la respuesta inversa de un proceso y fue propuesto por *linoya y Altpeter (1962)*.

El compensador de respuesta inversa predice el comportamiento inverso del proceso y provee una señal correctiva para eliminarlo, la predicción está basada en un modelo del proceso. La predicción ideal se da si la función de transferencia del proceso es completamente conocida, en cuyo caso el compensador estaría dado por:

$$G_{compensador} = \frac{K_2}{(\tau_2 S + 1)} - \frac{K_1}{(\tau_1 S + 1)} \quad (3.1)$$

Por lo que generalmente los predictores son tan solo una aproximación de la función de transferencia del proceso. Así mismo si se modelan con poca exactitud los términos τ_1 y τ_2 , se deteriorará el desempeño de un compensador de respuesta inversa (incluso puede provocar que se incremente el sobretiro inverso y respuesta retardada). Para los controladores *PI* es la elección más común (*Stephanopoulos, 1984*).

En 1975 *Waller* y *Nygårdas* revisaron la literatura disponible y concluyeron que las estructuras de compensación no ofrecían ventaja significativa sobre la configuración *ZN* estándar *PID* para sistemas *IR*, sin embargo, en el estudio solo se cubrió un intervalo pequeño de valores de parámetros. *Tyreus* y *Luyben* (1992) estudiaron un reactor/precalentador que exhibe tiempo muerto, respuesta inversa e inestabilidad en lazo abierto. Ellos demostraron un inesperado efecto benéfico de la utilización de la acción integral para estabilizar el sistema. *Ogunnaike* y *Ray* (1994) revisaron varios métodos de sintonía para procesos con respuesta inversa basados en técnicas de respuesta a la frecuencia. *Scali* y *Rachid* (1998) propusieron un diseño analítico vía *IMC* de controladores *PID* para procesos con respuesta inversa para diferentes objetivos de control y comparar sus efectos respecto a compensadores *IR*.

Camacho et al (1999) propusieron el empleo de *SMC* (*Sliding Model Control*) basado en un modelo de primer orden con tiempo muerto para controlar sistemas químicos de orden superior con respuesta inversa demostrando la utilidad del método propuesto. *Luyben* (2000) analizó el caso de procesos que exhiben tanto respuesta inversa como tiempo muerto. Propuso un nuevo método de sintonía para los parámetros *ZN*, en el cual las constantes de ajuste *PI* fueron presentadas como funciones del cero positivo τ_z y del tiempo muerto *D*, observó además que el método de sintonía *ZN* recomendado en la literatura exhibe pobre desempeño, tanto para valores grandes como pequeños de tiempo muerto y constante de tiempo con cero positivo; este tipo de respuesta es observada en reactores tubulares adiabáticos (*Stephanopoulos*, 1984). Así mismo, *Zhang et al.* (2000) propusieron un compensador de respuesta inversa modificado para este tipo de sistemas con un diseño de control basado en la teoría de control moderna H_∞ . *Lung Chien* (2000) mostró que este tipo de respuestas dinámicas se presentan también en varios sistemas multi-lazo y presentó un método de sintonía simple de controladores *PI*, *PID*, para tratar lazos de control con respuesta inversa y tiempo muerto a la vez; el método de sintonía propuesto se derivó del método de síntesis directa (*DS*) demostrando la utilidad del método de sintonía propuesto.

En cuanto al empleo de la lógica difusa en el tratamiento de sistemas *IR*, *Tzuu Hseng* y *Ming Yuan Shieh* (2000), analizaron el empleo de controladores *PID* difusos para sistemas lineales con respuesta inversa; propusieron un estructura de control de dos etapas, en donde un controlador *PI* difuso es usado para cancelar el efecto de los ceros inestables y el controlador *PD* difuso es introducido con el objetivo de reducir el sobretiro (*overshoot*). Las reglas de control difuso para ambos controladores fueron desarrolladas y determinadas empleando algoritmos genéticos (*GAs*), exhibiendo desempeño satisfactorio aún bajo condiciones de perturbación.

3.2 Aplicación de la Lógica Difusa al Control de Procesos.

Un hito importante en el desarrollo de la lógica difusa fue establecido por *Assilian* y *Mamdani* en 1974 en el Reino Unido al desarrollar el primer controlador difuso diseñado para una máquina de vapor, pero la primera implementación real de un controlador de este tipo fue realizada en 1980 por *Smidth & Co.* en una planta cementera en Dinamarca. En 1983 *Fuji* aplica la lógica difusa para el control de inyección química en plantas depuradoras de agua por primera vez en Japón y en 1987 *Hitachi* pone en marcha un controlador difuso para el control del tren-metro de Sendai y la empresa *Omron* desarrolla los primeros controladores difusos comerciales (*Kazemian*, 2000).

Paralelamente a las aplicaciones de la lógica difusa, investigadores teóricos siguen, en la década de los ochenta, el camino iniciado por *Mamdani*, Así, *Takagi* y *Sugeno* (Takagi, Sugeno, 1985) desarrollan la primera aproximación para construir reglas difusas a partir de datos de entrenamiento, y aunque en un principio no tuvo mucha repercusión, mas tarde será el punto de partida para investigar la identificación de modelos difusos. Otro de los factores que contribuye a seguir con la investigación en este campo es el creciente interés en las redes neuronales y su similitud con los sistemas difusos; la tendencia es buscar vías de relación entre las dos técnicas y los resultados son los llamados sistemas neuro-difusos, es decir sistemas difusos que usan métodos de aprendizaje basados en redes neuronales para identificar y optimizar sus parámetros.

En la década de los noventa, además de las redes neuronales y los sistemas difusos, hacen su aparición los algoritmos genéticos. Estas tres técnicas computacionales, que pueden combinarse de múltiples maneras y que se pueden considerar complementarias, son herramientas de trabajo muy potentes en el campo de los sistemas de control inteligente.

En realidad la intención original del profesor *Zadeh*, era crear un formulismo para manipular de forma más eficiente la imprecisión y la vaguedad del razonamiento humano expresado lingüísticamente, sin embargo causó cierta sorpresa que el éxito de la lógica difusa llegase en el campo del control automático de procesos. Esto se debió principalmente al auge que lógica difusa causó en Japón, iniciado en 1987 y que alcanzó su máximo apogeo a principios de los noventa. Este auge fue el resultado de una estrecha colaboración entre el gobierno, universidades y las industrias japonesas, estableciéndose dos proyectos nacionales a gran escala llevados a cabo por el Ministerio de Industria y Comercio (*MITI*) y la Agencia de Ciencia y Tecnología (*STA*) en consorcio con el LIFE (*Laboratory for International Fuzzy Research*), y en los que se involucraron más de 50 compañías durante seis años. Desde entonces, han sido ininidad los productos lanzados al mercado que usan tecnología difusa, muchos de ellos utilizando la etiqueta *fuzzy* como símbolo de calidad y prestaciones avanzadas.

El control difuso ha sido aplicado con éxito en muy diversas ramas tecnológicas, por ejemplo la metalurgia, controles de maniobras de aviones, sensores de imagen y sonido (sistemas de estabilización de la imagen en cámaras fotográficas y de video, *Sony*, *Sanyo*, *Cannon*), lavadoras (*Panasonic* y *Bosch*) que son capaces de autor regular la cantidad de jabón dependiendo del grado de suciedad, aire acondicionado (*Mitsubishi*, en el que el sistema difuso evita las oscilaciones entre el exceso y el defecto de temperatura), en automoción, sistemas de frenado ABS (*Mazda* y *Nissan*), cambio automático de *Renault*, control automático de velocidad que controla la frenada en casos peligrosos y selecciona la relación de marchas a partir del rendimiento del motor, climatizadores, fotocopadoras (ajusta el voltaje del tambor a partir de la densidad de la imagen, la temperatura y la humedad), lava platos (ajusta el ciclo de lavado y enjuague a partir del número de platos y cantidad de comida

adherida), ascensores (reduce el tiempo de espera a partir del número de personas), humidificadores (ajusta el contenido de humedad a las condiciones de la habitación), mejoras en imágenes médicas (ajustando el contraste en los bordes), sistemas de reconocimiento de escritura, hornos de microondas (establece y afina el programa de energía y cocción), neveras (establece los tiempos de descongelación y enfriamiento en función del uso que se haga), televisores (ajusta el color de la pantalla y la textura de cada imagen), mecanismos de aterrizaje automático de naves espaciales, sistemas automáticos de regulación de la cantidad de anestesia que se suministra a los pacientes en un quirófano –bajo supervisión médica-, sistemas de concesión o denegación de créditos automática de créditos según el perfil económico del solicitante, etc.

Estas son algunas de las muchísimas aplicaciones de lógica difusa, que ya están funcionando en el campo de los llamados sistemas expertos. Todos estos sistemas utilizan información, esencialmente imprecisa.

CAPÍTULO 4. Casos de Estudio.

4.1 CASO 1:

Sistema Lineal de Segundo Orden con Respuesta Inversa (SOPIR).

Considerando la función de transferencia:

$$P(s) = K_p \frac{-\alpha s + 1}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (4.1)$$

con $(\alpha, \tau_1, \tau_2 > 0)$; $z_1 = 1/\alpha \in RHP$, $p_1 = -1/\tau_1, p_2 = -1/\tau_2 \in LHP$.

El sistema dado por (1.1) contiene las características esenciales de un proceso con respuesta inversa (IR) y puede ser adoptado como un proceso de orden superior. Físicamente el proceso puede ser pensado como el resultado de dos procesos paralelos de primer orden con ganancia opuesta, como se ilustró en la Figura 2.3:

$$P(s) = P_1(s) - P_2(s) = \frac{K_1}{(\tau_1 s + 1)} - \frac{K_2}{(\tau_2 s + 1)} \quad (4.2)$$

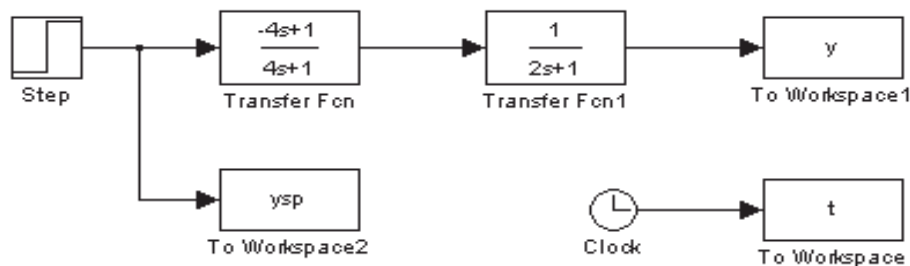
$$\text{con } K_p = K_1 - K_2 > 0; \alpha = (K_2 \tau_1 - K_1 \tau_2) / (K_1 - K_2). \quad (4.3)$$

La respuesta inversa aparece cuando el proceso más lento tiene una ganancia mayor; es decir, la condición para la respuesta inversa como se ha visto es:

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} > \frac{K_1}{K_2} > 1; \quad \alpha > 0 \quad (4.4)$$

En la Figura 4.1 se presenta el diagrama de bloques en Simulink empleado para la simulación del sistema así como su respuesta en lazo abierto:

(a)



(b)

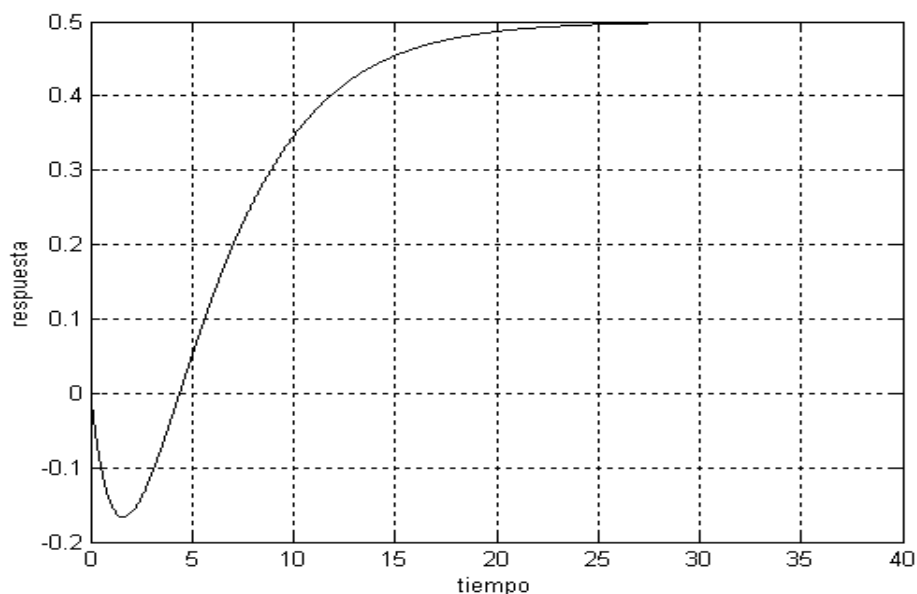


Figura 4.1. (a) Diagrama de bloques en Simulink. (b) Respuesta del sistema en lazo abierto ante un cambio escalón en el set-point de 0.5.

En el diseño del sistema de control difuso, para cada variable se usa el error, que es igual a la diferencia entre la referencia y el valor real de la variable, y se determina una señal de actuación o control (Figura 4.2). Para ello se practica con el proceso, variando las entradas y observando las salidas, se determina una base de datos y se generan las reglas de la lógica difusa.

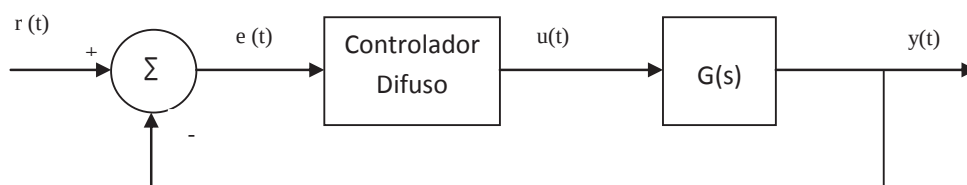


Figura 4.2. Sistema de Control Difuso.

De esta forma, se varió el intervalo de valores para la entrada y la salida, el número de conjuntos difusos, el % de traslape entre ellos así como la forma de las funciones de membresía para determinar la mejor combinación de parámetros de acuerdo al control de la respuesta del sistema.

Para el “controlador difuso proporcional” (como en ocasiones se le llama al controlador difuso para sistemas *SISO*) empleado, las reglas-base se construyeron de manera simétrica, por ejemplo, para el caso en que se adoptaron cinco conjuntos difusos se emplearon las siguientes reglas de control, basadas en el error de la respuesta (ver Figura 4.3):

1. **Si e es N entonces u es N**
2. **Si e es SN entonces u es SN**
3. **Si e es Z entonces u es Z**
4. **Si e es SP entonces u es SP**
5. **Si e es P entonces u es P**

donde N, SN, Z, SP y P son “valores lingüísticos”. Las funciones de membresía para las premisas y el consecuente de las reglas son simétricas y distribuidas uniformemente, como se muestra en la figura 4.3, donde la ordenada denota grado de pertenencia (entre 0 y 1), como es habitual en lógica difusa.

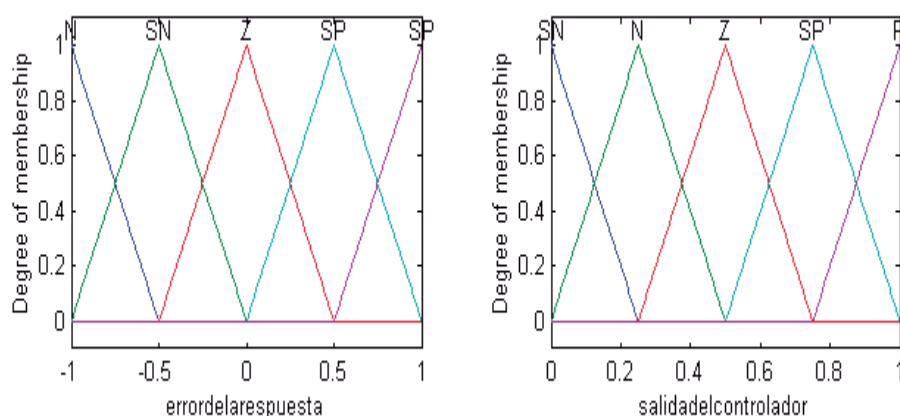
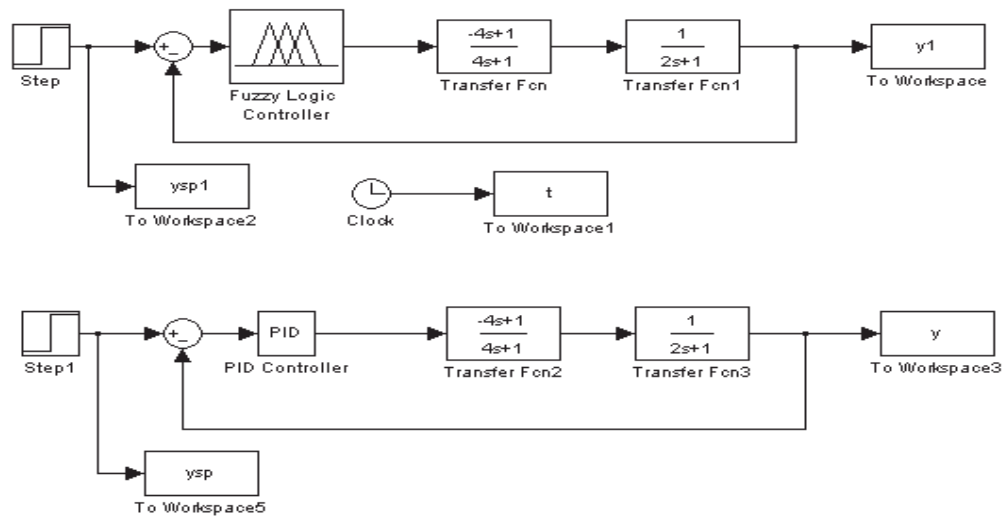


Figura 4.3. Conjuntos difusos para el error de la respuesta y salida del controlador difuso.

Resultados y discusión.

Para todos los controladores difusos propuestos en este proyecto, se utilizó el método de *Mamdani* como inferencia difusa y el método del centroide como método desdifusor. Se varió en primer lugar el intervalo de la entrada y de la salida y se observaron las respuestas en lazo cerrado, Figura 4.4:

(a)



(b)

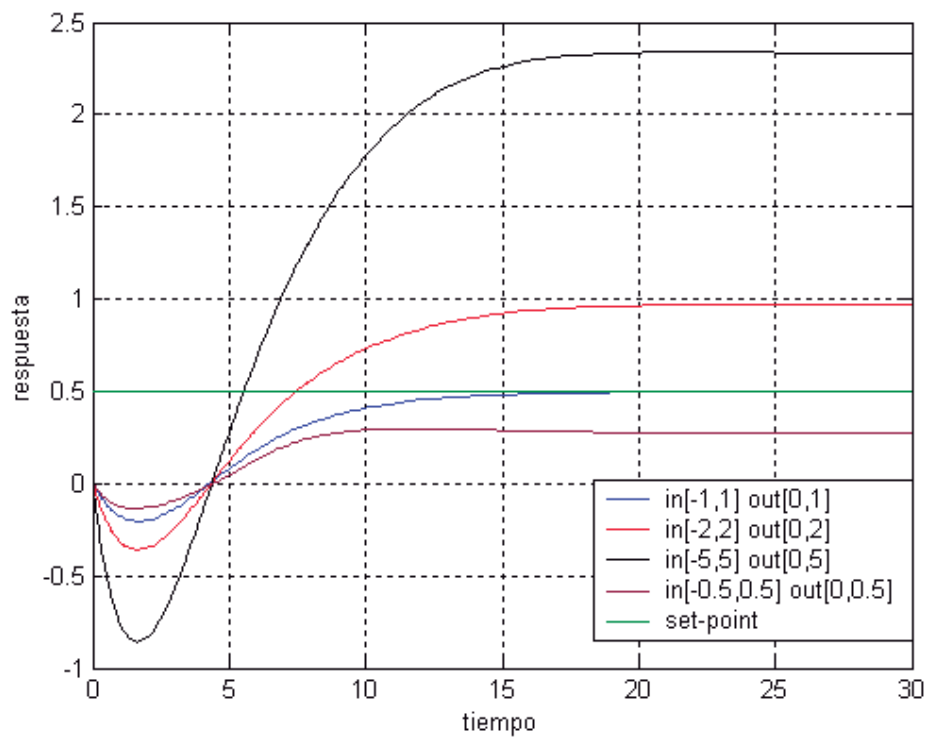


Figura 4.4 (a) Modelo en lazo cerrado. (b) Respuesta del sistema usando distinto intervalos para la entrada y la salida.

En la Figura 4.4 se observa que el intervalo apropiado es $[-1 \ 1]$, $[0 \ 1]$ para la entrada y la salida respectivamente, pues ya sea que se incremente o

se disminuya respecto a este valor la respuesta no alcanza las condiciones del nuevo estado estable.

A continuación se probó la influencia del número de conjuntos en el control de la respuesta del sistema usando para ello 3, 4, 5 y 7 conjuntos difusos. La simulación se muestra en la Figura 4.5.

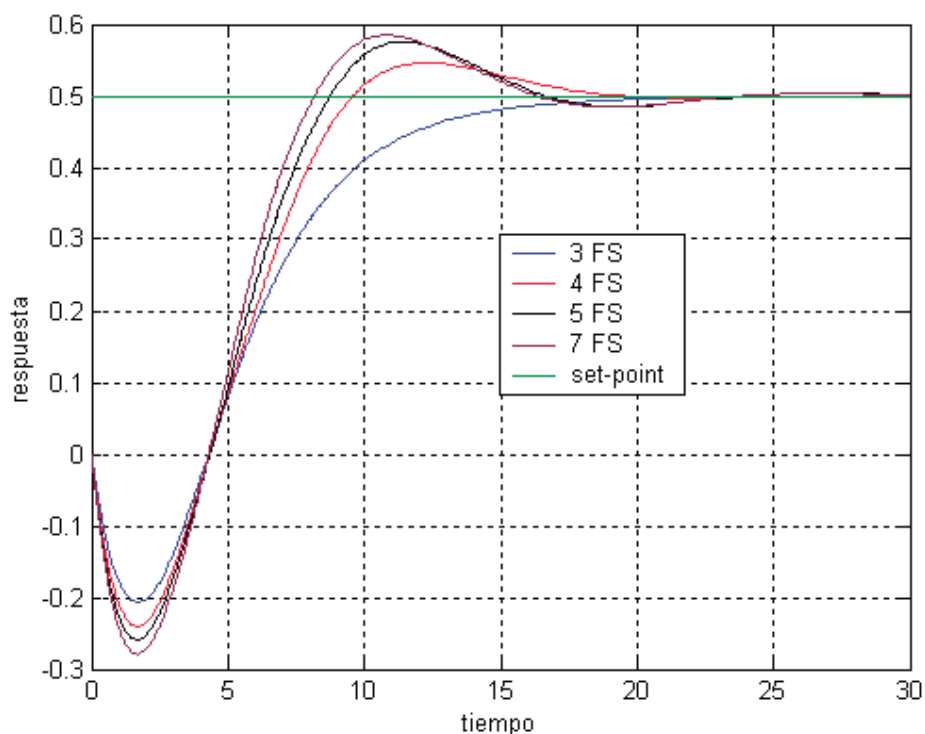


Figura 4.5. Respuesta del sistema empleando distinto número de conjuntos difusos.

Empleando sólo 3 conjuntos la respuesta resulta ser la más lenta; por otra parte las respuestas con 5 y 7 conjuntos también son similares entre sí y ambas alcanzan el valor del *set-point* más pronto que las anteriores, sin embargo presentan también sobretiro y acentúan un poco más el disparo inverso (Figura 4.5).

Por lo tanto se elige como la mejor por simplicidad en el diseño del controlador la estrategia que emplea 5 conjuntos. Otro factor que se probó fue la forma de las funciones de membrecía; evaluándose las formas triangulares y trapezoidales que son las más simples así como las gaussianas y sigmoidales que son de las más complejas matemáticamente. En la figura 4.7 se observa que el desempeño del controlador es prácticamente el mismo para todos los

casos; por lo tanto se consideran las formas triangulares como las más convenientes por su sencillez.

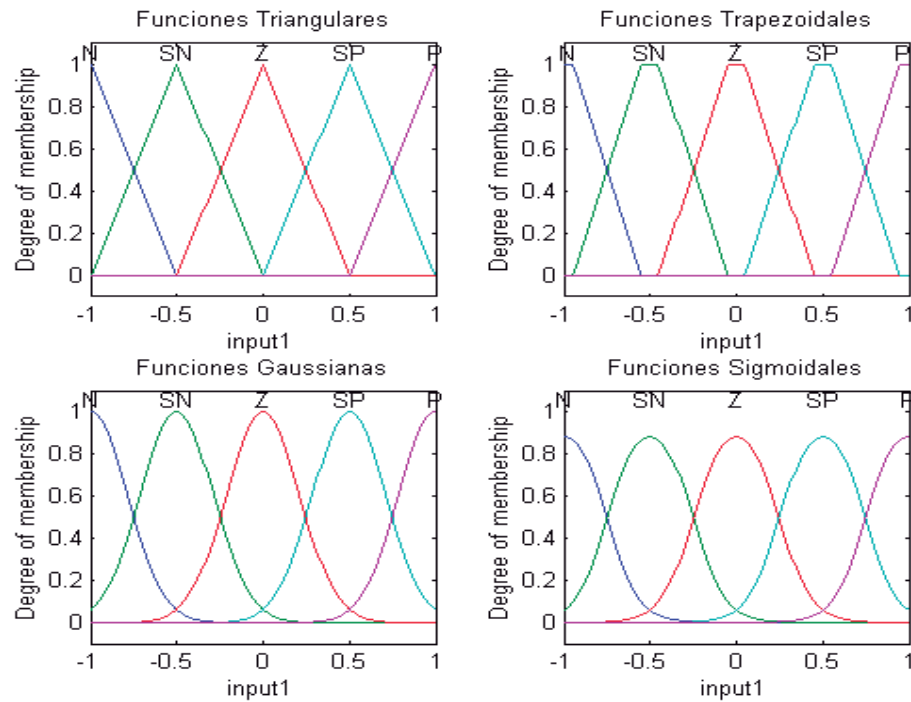


Figura 4.6. Funciones de membrecía probadas.

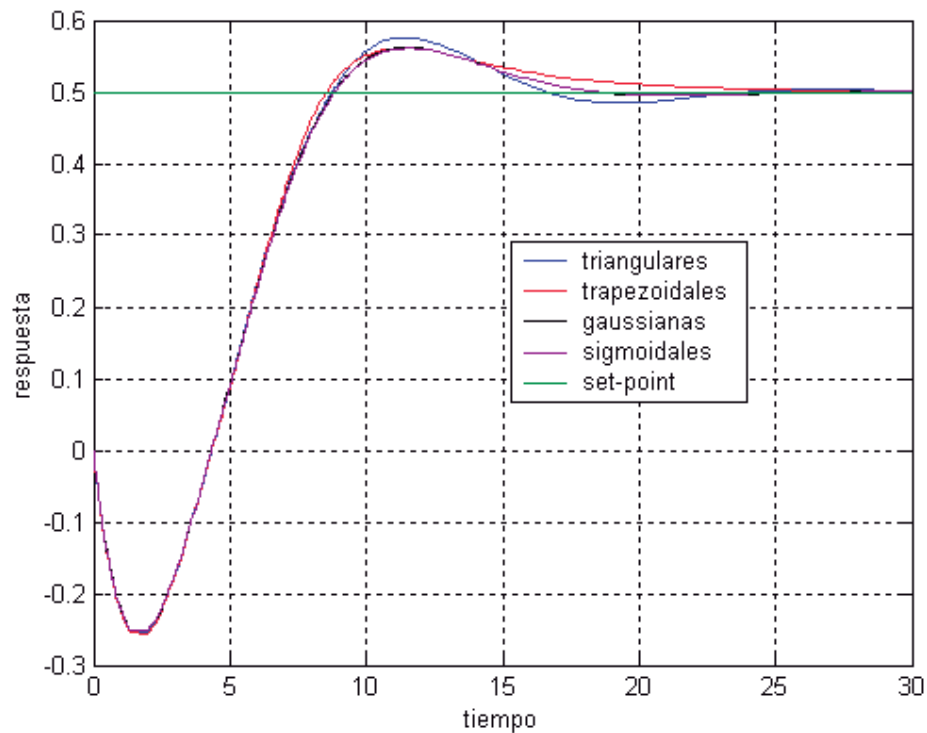


Figura 4.7. Respuesta del sistema usando distintas formas de las funciones de membrecía.

Así mismo se efectuaron simulaciones para observar el efecto del % de traslape entre conjuntos difusos, los casos considerados y la simulación de las respuestas son mostrados en la Figura 4.8. De ahí se destaca la respuesta del caso A con un traslape del 25%; la respuesta del caso B por su parte es la que acentúa más el disparo inverso (*undershoot*).

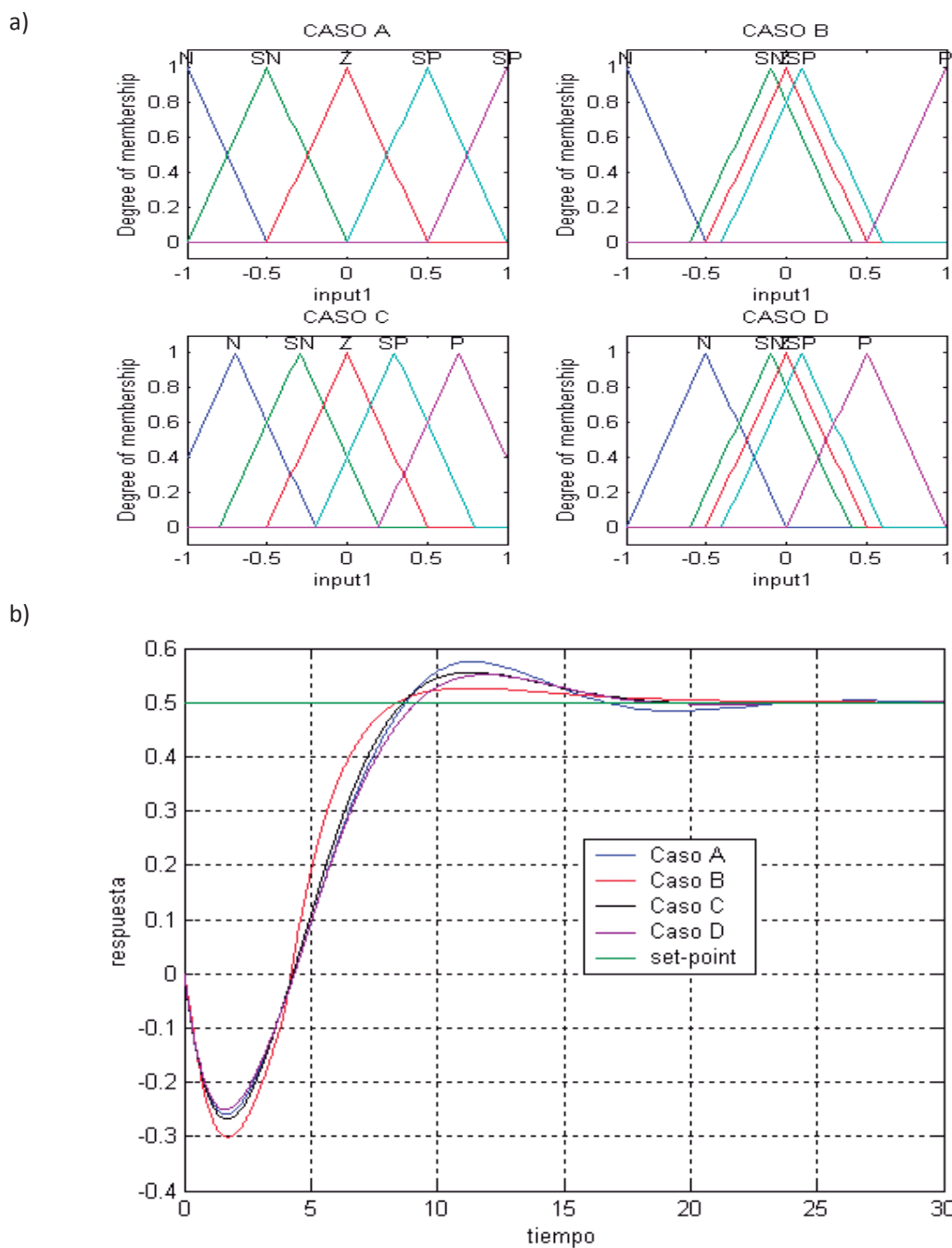


Figura 4.8. (a) Casos considerados para evaluar el efecto del % de traslape entre conjuntos en la respuesta del sistema. (b) Resultados de la simulación.

Finalmente se hace la comparación del desempeño del controlador difuso respecto a controladores convencionales P , PI y PID . La ganancia final y el periodo final de oscilación son 1.5 y 11.3, respectivamente. En la Tabla 4.1 se muestran los parámetros de sintonización para cada tipo de controlador usando las reglas de *Ziegler y Nichols (Z-N)*.

TABLA 4.1 Valores de los parámetros de sintonía Z-N de los controladores empleados.

Controlador	K_c	τ_I	τ_D
P	0.75		
PI	0.675	9.417	
PID	0.90	5.65	1.4125

En la Figura 4.9 se muestra la respuesta del sistema en lazo cerrado con los diferentes controladores.

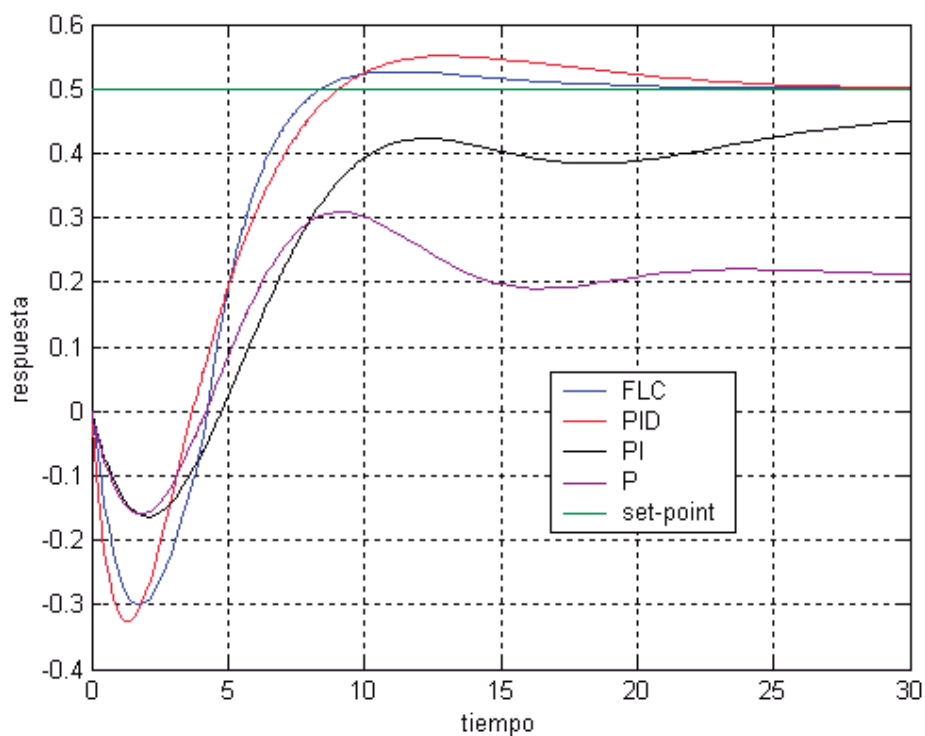


Figura 4.9. Comparación de la respuesta usando tres diferentes controladores).

Con la finalidad de medir el desempeño de las estrategias se tomó el índice de desempeño sugerido por *Ogunnaike y Ray* (1994), *ITSE* (Integral del error al cuadrado ponderado en el tiempo), definido por (4.5). Se destaca que el *ITSE* da una penalización fuerte a errores grandes a tiempos grandes; por lo tanto es una buena medida de la capacidad del controlador.

$$ITSE = \int_0^{\infty} t \varepsilon^2 dt \quad (4.5)$$

TABLA 4.2 Índices de desempeño de los controladores empleados para el Caso 1.

Controlador	<i>ITSE</i>
P	272.59
PI	225.81
PID	136.82
FLC	179.73

De la sumatoria de errores presentada en la Tabla 4.2 y de la Figura 4.9 se observa que los controladores *PID* y *FLC* mostraron un buen desempeño ante cambios al *set-point*. En cuanto a la estructura *PI* aunque es capaz de alcanzar las condiciones del nuevo estado estable, su respuesta es demasiado lenta; por su parte el controlador proporcional no ejerce acción de control.

Un aspecto importante que se analizó en este caso, fue hacer un cambio en uno de los parámetros del proceso para probar la robustez de los controladores. Para ello se efectuó un cambio en una de las constantes de tiempo del modelo linealizado y nuevamente se comparó el desempeño (Figura 4.10). Se nota que el controlador difuso proporcional propuesto es capaz de soportar este tipo de cambios mostrando un buen desempeño; por otro lado el controlador *PID* muestra un desempeño disminuido como se muestra en la Tabla 4.3.

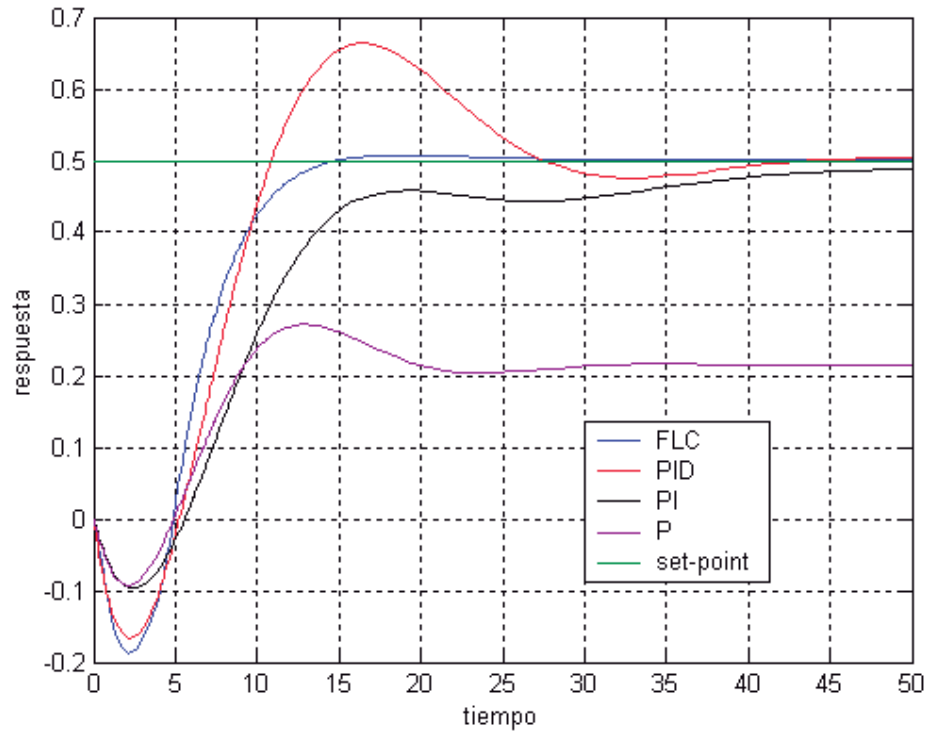


Figura 4.10. Comparación de las respuestas ante un cambio en uno de los parámetros del proceso.

TABLA 4.3 Índices de desempeño ante un cambio en un parámetro del proceso: Caso 1.

Controlador	ITSE
P	413.84
PI	215.89
PID	167.94
FLC	158.56

4.2 CASO 2: Reactor de *Van de Vusse*.

Considerando el reactor tanque agitado continuo mostrado en la Figura 4.11, podemos hacer las siguientes suposiciones: que el reactor está operando a temperatura constante (es isotérmico), así que no se requiere de un balance de energía y se puede también suponer que los parámetros de la reacción son constantes. Además, se supondrá que el volumen es constante. El reactor de *Van de Vusse*, presenta un esquema de reacción con características interesantes.

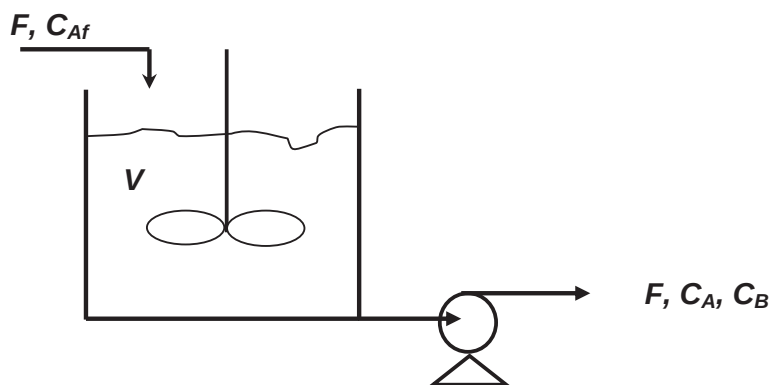
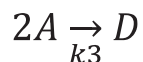
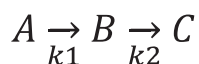


Figura 4.11. Reactor tanque agitado continuo (CSTR).

A menudo los esquemas de reacción exhiben un máximo en la curva de la concentración del producto *versus* la velocidad de flujo. Se considerará tal sistema de reacción, el cual puede presentar características significativamente diferentes de entrada/salida, dependiendo de las condiciones de operación elegidas. Considerando el esquema de reacción que consistente en las siguientes reacciones irreversibles:



Este esquema de reacción fue presentado por *Van de Vusse* en 1964. *Engell y Klatt* (1993) observaron que la producción de ciclopentanol a partir de ciclopentadieno está basada sobre tal esquema de reacción, donde:

$A = \text{ciclopentadieno}$

$B = \text{ciclopentanol}$

$C = \text{ciclopentanodiol}$

$D = \text{ciclopentadieno}$

En el siguiente desarrollo se considera que la corriente de entrada contiene solamente componente A.

MODELADO DE ECUACIONES.

BALANCE GLOBAL DE MATERIA

Suponiendo densidad y volumen constante:

$$\frac{dV}{dt} = 0 \quad \text{y} \quad F = Fi$$

Las velocidades de formación de A y B a considerar son:

$$r_A = -k_1 A - k_3 C_A^2$$

$$r_B = k_1 A - k_2 B$$

BALANCE DEL COMPONENTE A

El balance sobre A es:

$$\begin{aligned} \text{Acumulación} = & \text{entrada} - \text{salida por flujo} - \text{salida por reacción1} \\ & - \text{salida por reacción2} \end{aligned}$$

$$\frac{d(VC_A)}{dt} = F(C_{Af} - C_A) - V k_1 C_A - V k_3 C_A^2$$

Ya que V es constante:

$$\frac{d(C_A)}{dx} = \frac{F}{V} (C_{Af} - C_A) - k_1 C_A - k_3 C_A^2 \quad (4.6)$$

Se considera que F/V es la variable de entrada de interés. En la literatura de ingeniería de reactores F/V es conocida como la “velocidad espacial”. Similarmente, V/F se conoce como el “tiempo de residencia”, es decir el tiempo necesario para que el volumen del reactor sea rebasado por el flujo.

BALANCE DEL COMPONENTE B

Similarmente para B, se puede escribir:

$$\frac{d(C_B)}{dt} = -\frac{F}{V}C_B + k_1C_A - k_2C_B \quad (4.7)$$

BALANCE DEL COMPONENTE C

También para el componente C:

$$\frac{d(C_C)}{dt} = -\frac{F}{V}C_C + k_2C_B \quad (4.8)$$

BALANCE DEL COMPONENTE D

Y para el componente D:

$$\frac{d(C_D)}{dt} = -\frac{F}{V}C_D + \frac{1}{2}k_3C_A^2 \quad (4.9)$$

Al observar las ecuaciones (4.6) a (4.9), se nota que las ecuaciones (4.6) y (4.7) no dependen de C_C o de C_D . Si nos interesan principalmente C_A y C_B , solo es necesario resolver (4.5) y (4.6):

$$\frac{d(C_A)}{dt} = \frac{F}{V}(C_{Af} - C_A) - k_1C_A - k_3C_A^2 \quad (4.6)$$

$$\frac{d(C_B)}{dt} = -\frac{F}{V}C_B + k_1C_A - k_2C_B \quad (4.7)$$

Resolviendo para el estado estable de (2.1), se encuentra una ecuación cuadrática en C_{As} :

$$-k_3C_A^2 + \left(-k_1 - \frac{F_s}{V}\right)C_{As} + \frac{F_s}{V}C_{Afs} = 0$$

Resolviendo esta ecuación cuadrática (usando la raíz positiva), encontramos:

$$C_{As} = \frac{-\left(k_1 + \frac{F_s}{V}\right) + \sqrt{\left(k_1 + \frac{F_s}{V}\right)^2 + 4k_3\left(\frac{F_s}{V}\right)}}{2k_3}$$

Y resolviendo para C_{Bs} :

$$C_{Bs} = \frac{k_1C_{As}}{\frac{F_s}{V} + k_2}$$

En la Figura 4.12 se presenta el diagrama de bloques en *Simulink* para la simulación de la planta. Se analiza primeramente el comportamiento de la respuesta en lazo abierto para distintas condiciones de operación:

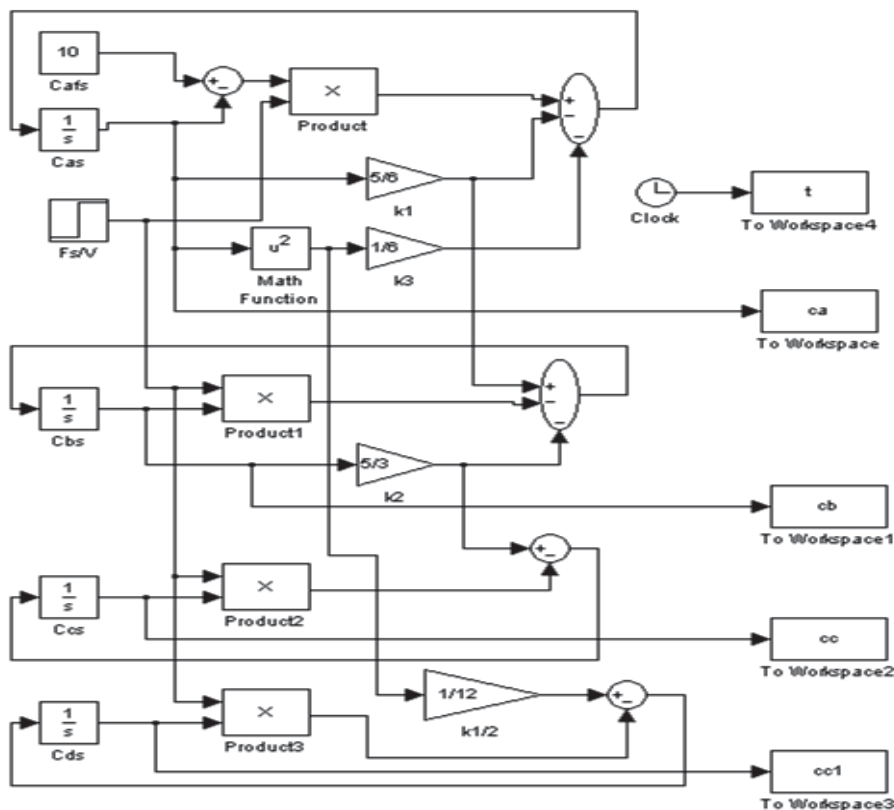


Figura 4.12. Diagrama de bloques para la simulación del reactor de Van de Vusse.

CASO A. Considerando una tasa de dilución de $F_s/V=4/7\text{min}^{-1}$, las concentraciones en el estado estable son:

$$C_{As}=3\text{mol/litro}, C_{Bs}=1.117\text{mol/litro}$$

$$C_{Afs}=10\text{mol/litro}$$

$$k_1=5/6$$

$$k_2=5/3$$

$$k_3=1/6$$

Ya que el objetivo del proceso es maximizar la producción de B, entonces es de mayor importancia la respuesta de la concentración de B a los

cambios de entrada. La Figura 4.13 es característica de un sistema con una ganancia positiva y respuesta inversa.

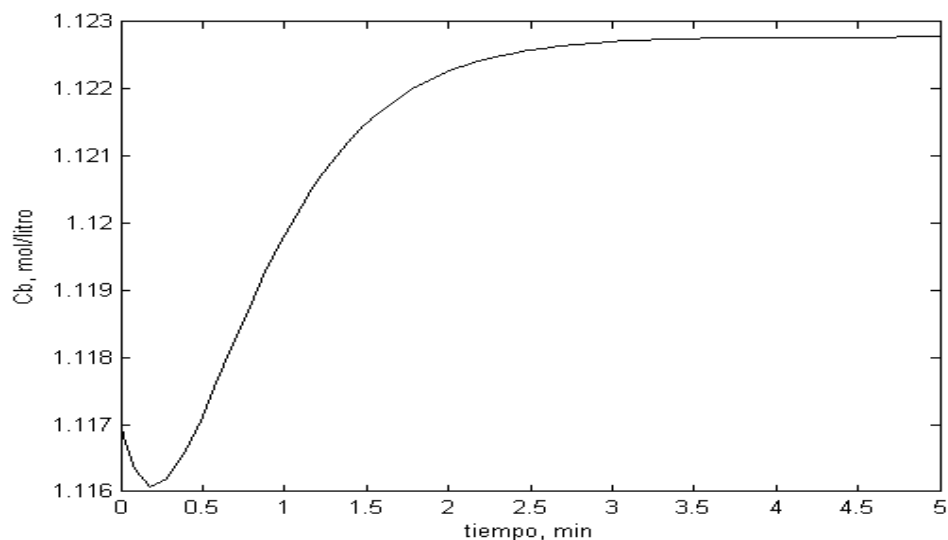


Figura 4.13. Respuesta de la concentración C_b ante un cambio escalón (0.01) en la velocidad espacial.

CASO B. Considerando ahora la siguiente tasa de dilución $F_s/V=2.8744\text{min}^{-1}$, con las siguientes condiciones de operación:

$$C_{AS}=6.0870 \text{ mol/litro}, C_{BS}=1.117 \text{ mol/litro}$$

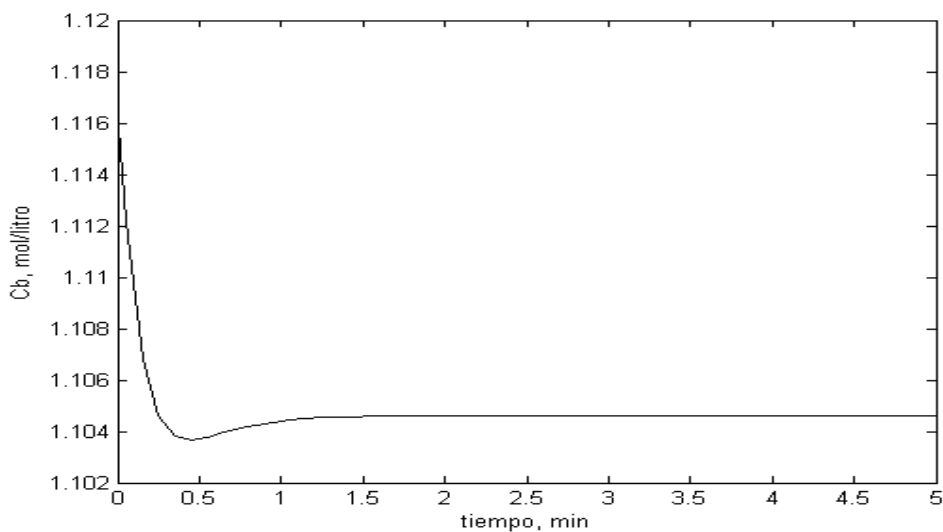


Figura 4.14. Respuesta a un cambio escalón en la velocidad espacial (0.1)

La Figura 4.14 es característica de un sistema con ganancia negativa, es interesante notar como cambia la respuesta del sistema bajo estas condiciones de operación. En este caso el proceso no exhibe respuesta inversa.

CASO C. Resolviendo del estado estable se obtiene que el punto de operación óptimo para la producción de B es la tasa de dilución $F_s/V=1.2921\text{min}^{-1}$, con la siguiente composición:

$$C_{AS}=4.4949 \text{ mol/litro}, C_{BS}=1.2660 \text{ mol/litro}$$

Es importante notar que no existe cambio en la concentración del estado estable de B para un pequeño cambio en la velocidad espacial para las condiciones del caso 3 (punto máximo), como se muestra en la Figura 4.15.

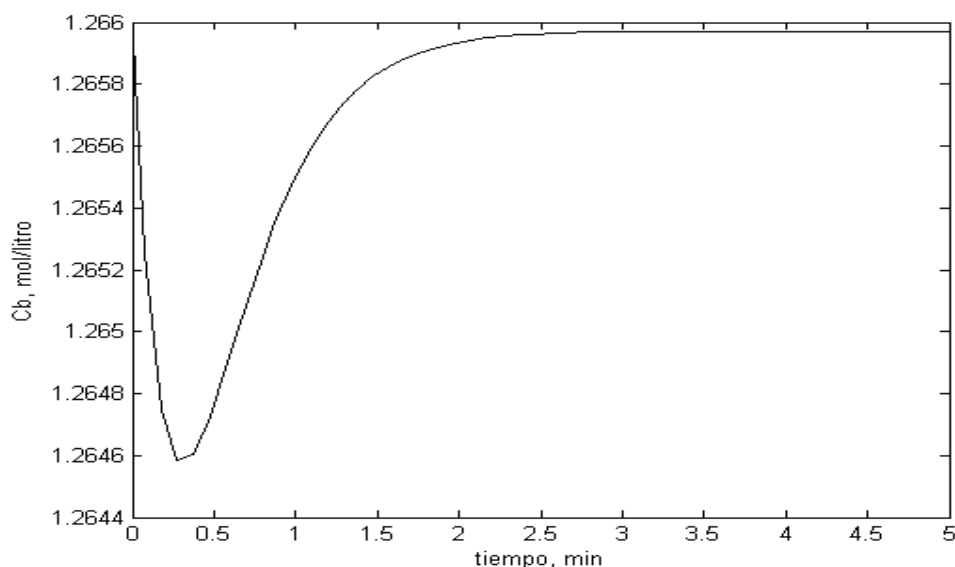


Figura 4.15. Respuesta a un cambio escalón en la velocidad espacial (condiciones caso C).

Implementación del lazo de control.

Se diseñó un controlador difuso para la concentración C_B (producto de interés) y se compara frente a controladores P , PI y PID . La simulación usando diferentes controladores y el diagrama de bloques en lazo cerrado se presenta en las Figuras 4.17 y 4.18; finalmente se hace una comparación de las estrategias en la Figura 4.19.

El controlador difuso empleado consistió de cinco conjuntos difusos para la entrada y cinco para la variable de salida usando funciones de membresía triangulares con la configuración mostrada en la Figura 4.16.

El intervalo del error se estableció en $[-0.7, 0.7]$ para la entrada del controlador mientras que el de la variable manipulada F , fue de $[0, 11.63]$.

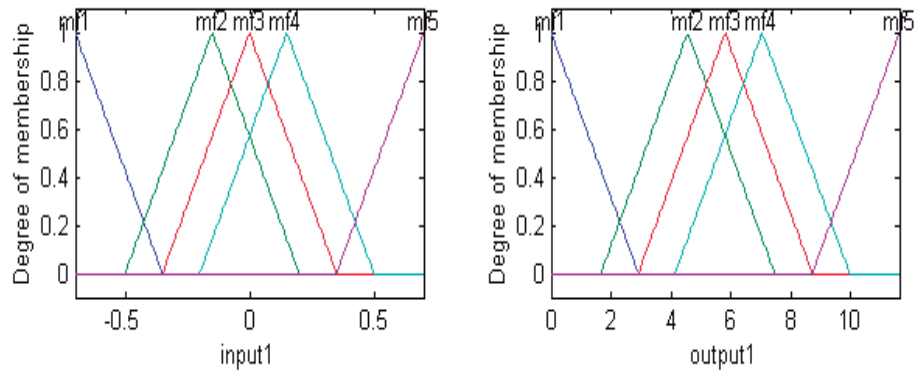


Figura 4.16. Conjuntos difusos para el error de C_b (entrada) y la variable manipulada F_s/V (salida).

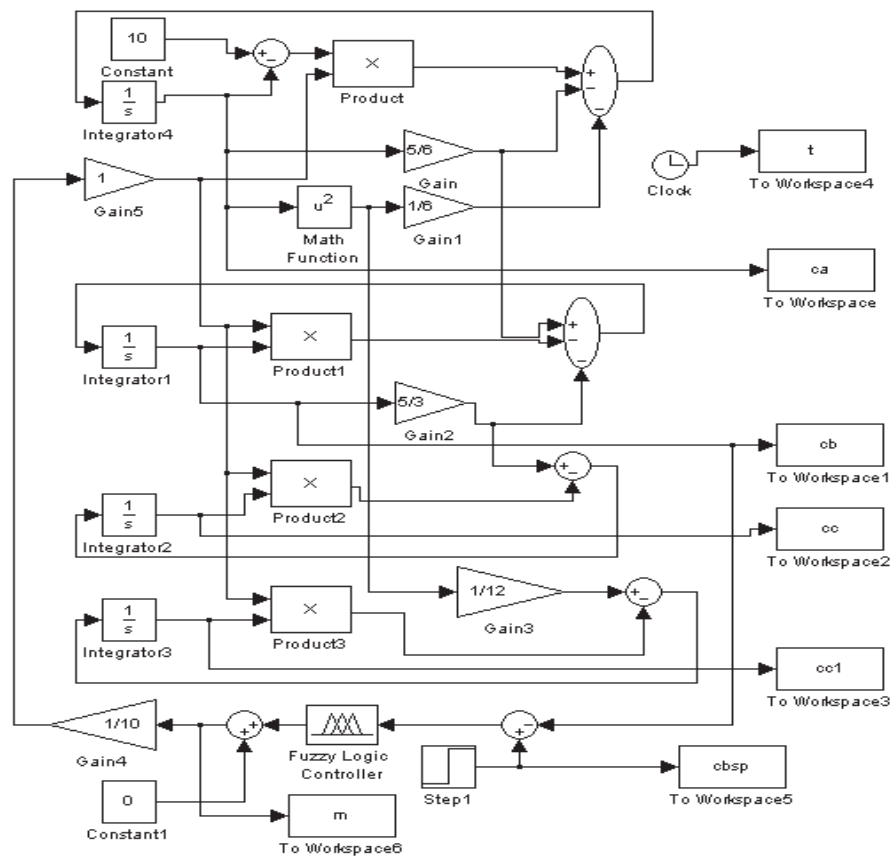


Figura 4.17. Diagrama de bloques para la simulación del reactor de Van de Vusse.

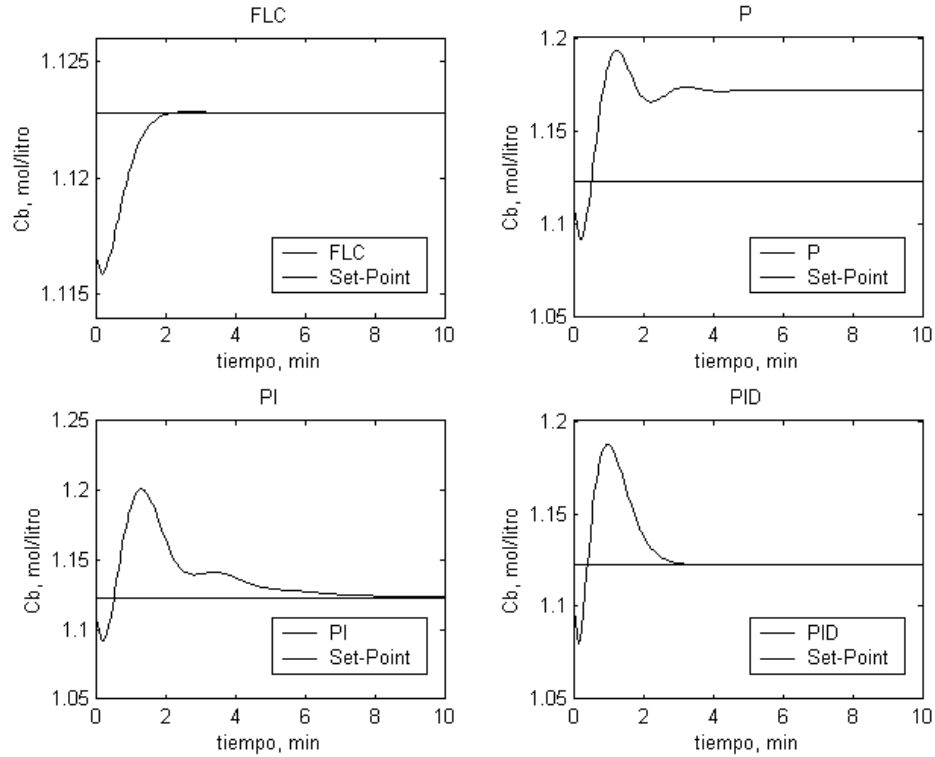


Figura 4.18. Simulación de la concentración C_b ante un cambio en el set-point usando diferentes controladores.

La última ganancia y el periodo final de oscilación fueron $k_{cu}=42$ y $P_u=1.52$. En la Tabla 4.4 se presentan los parámetros de sintonía para los tres controladores de retroalimentación convencionales usados con reglas de Ziegler – Nichols.

TABLA 4.4 Valores de los parámetros de sintonía Z-N de los controladores empleados.

Controlador	K_c	τ_I	τ_D
P	21		
PI	18.9	1.266	
PID	25.2	0.76	0.19

De las Figuras 4.17 y 4.18, se observa otra vez que el controlador PI es capaz de controlar la respuesta de la concentración pero ofrece un desempeño lento respecto al PID y el controlador difuso-proporcional. De ahí el algoritmo difuso presenta un desempeño superior en comparación a las estructuras

convencionales como se comprueba también en la Tabla 4.5, con respuesta sin sobretiro y sin incrementar el disparo inverso.

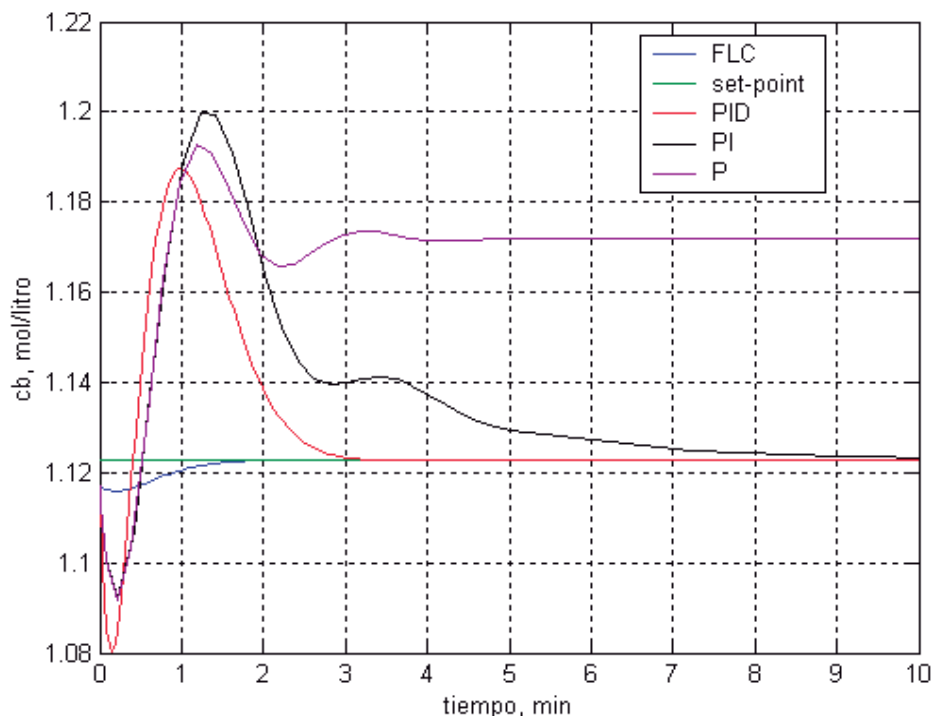


Figura 4.19. Comparación de la respuesta del sistema empleando diferentes controladores.

Como en el caso anterior, los intervalos de operación para la entrada y la salida se establecieron por prueba y error; el número de conjuntos, la forma de las funciones y el % de traslape también se variaron encontrando los valores del controlador difuso empleado. Los resultados de éstas simulaciones no se presentan por cuestiones de espacio y aunque se probaron distintas formas de las funciones de membrecía, y porcentajes de traslape entre conjuntos esto no mejoro los resultados.

TABLA 4.5 Índices de desempeño de los controladores empleados para el Caso 2.

Controlador	ITSE
P	2.4801
PI	0.2271
PID	0.0826
FLC	0.0003

CASO 3: CSTR no isotérmico.

Por último se presenta el caso de un sistema *IR* con respuesta oscilatoria, se basa en una reacción exotérmica irreversible considerando que dicha reacción se lleva a cabo en un reactor tipo tanque agitado:

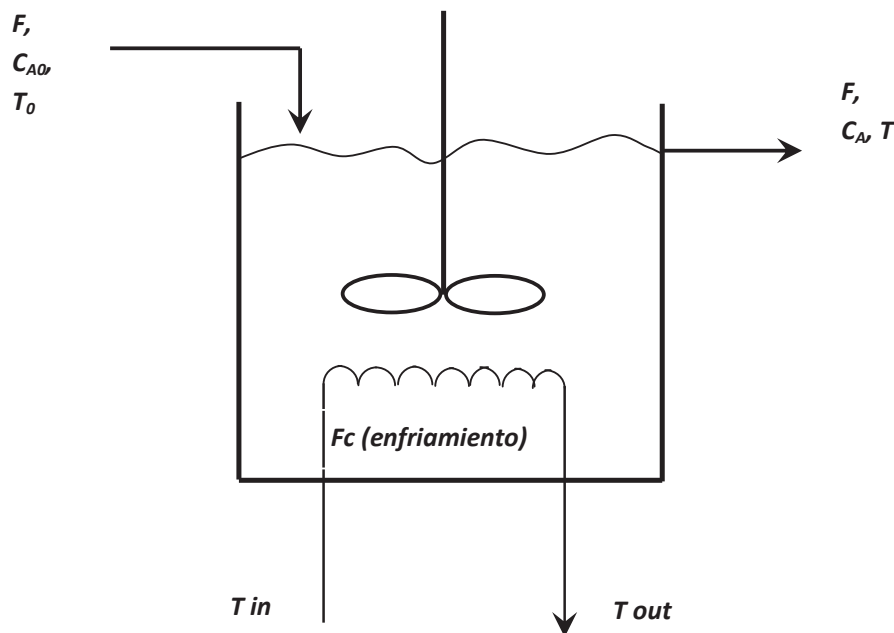


Figura 4.20. Reactor CSTR no isotérmico.

Haciendo las siguientes consideraciones:

- Ocurre una reacción exotérmica, irreversible, de primer orden:
 $A \rightarrow B$
- Mezclado perfecto.
- El tanque está completamente aislado.
- Propiedades físicas constantes.
- El volumen del reactor se considera constante.
- La velocidad de reacción obedece a la ley de Arrhenius

Se analiza el comportamiento de las variables de salida (T , C_A) con respecto a las variables de entrada (C_{A0} , T , F_C , T_{in}), específicamente la respuesta concentración, caso en que se presenta respuesta inversa.

MODELADO DE ECUACIONES

Balance para el componente A:

$$\frac{dn_A}{dt} = FC_{A0} - FC_A - r_A V$$

$$V \frac{dC_A}{dt} = FC_{A0} - FC_A - VK_0 e^{-E/RT} C_A \quad (4.10)$$

Balance de energía:

$$\rho C_p V \frac{dT}{dt} = F \rho C_p T_0 - F \rho C_p T - Q + (-\Delta H_r) VK_0 e^{-E/RT} C_A \quad (4.11)$$

donde:

$$Q = UA(\Delta T)_{ml} = UA \left[\frac{(T - T_{in}) - (T - T_{out})}{2} \right] \quad (4.12)$$

$$Q = F_C \rho_C C_{PC} (T_{out} - T_{in}) \quad (4.13)$$

Para algunos autores: $UA = aF_C^b$. Despejando T_{out} de (4.13) y sustituyendo en (4.12) para obtener Q y sustituyendo UA por aF_C^b , obtenemos:

$$Q = \frac{aF_C^{b+1}}{F_C + \frac{aF_C^b}{2\rho_C C_{PC}}} (T - T_{in}) \quad (4.14)$$

Sustituyendo (4.14) en el balance de energía (4.11):

$$\rho C_p V \frac{dT}{dt} = F \rho C_p T_0 - F \rho C_p T - \frac{aF_C^{b+1}}{F_C + \frac{aF_C^b}{2\rho_C C_{PC}}} (T - T_{in}) + (-\Delta H_r) VK_0 e^{-E/RT} C_A \quad (4.15)$$

En la Tabla 4.6, se dan los parámetros y las condiciones en estado estable:

TABLA 4.6. Valores de los parámetros del reactor CSTR no isotérmico

$F=1 \text{ m}^3/\text{min}$	$V=1 \text{ m}^3$	$C_{A0}=2 \text{ kgmol/m}^3$
$C_p=1 \text{ cal/g}^\circ\text{K}$	$e=10^6 \text{ g/m}^3$	$\rho_c=10^6 \text{ g/m}^3$
$T_S=394 \text{ }^\circ\text{K}$	$E/R=8330.1$	$T_{in}=365^\circ\text{K}$
$F_{CS}=15 \text{ m}^3/\text{min}$	$C_{PC}=1 \text{ cal/g}^\circ\text{K}$	$C_{AS}=0.265 \text{ kgmol/m}^3$
$a=1.678 \times 10^6 \text{ (cal/m)}^\circ\text{K}$	$b=0.5$	$T_0=323 \text{ }^\circ\text{K}$
$K_0=1 \times 10^{10} \text{ min}^{-1}$		

Se analizan primeramente las respuestas en lazo abierto para la concentración y la temperatura del reactor ante cambios en variables de perturbación (problema tipo regulación) con las condiciones de entrada dadas en la Tabla 4.6 (Figuras 4.22 a 4.24.). En la Figura 4.21 se muestra el diagrama de bloques construido en *Simulink* a partir de las ecuaciones 4.10 y 4.15 para observar el comportamiento de la planta en su realidad no-lineal.

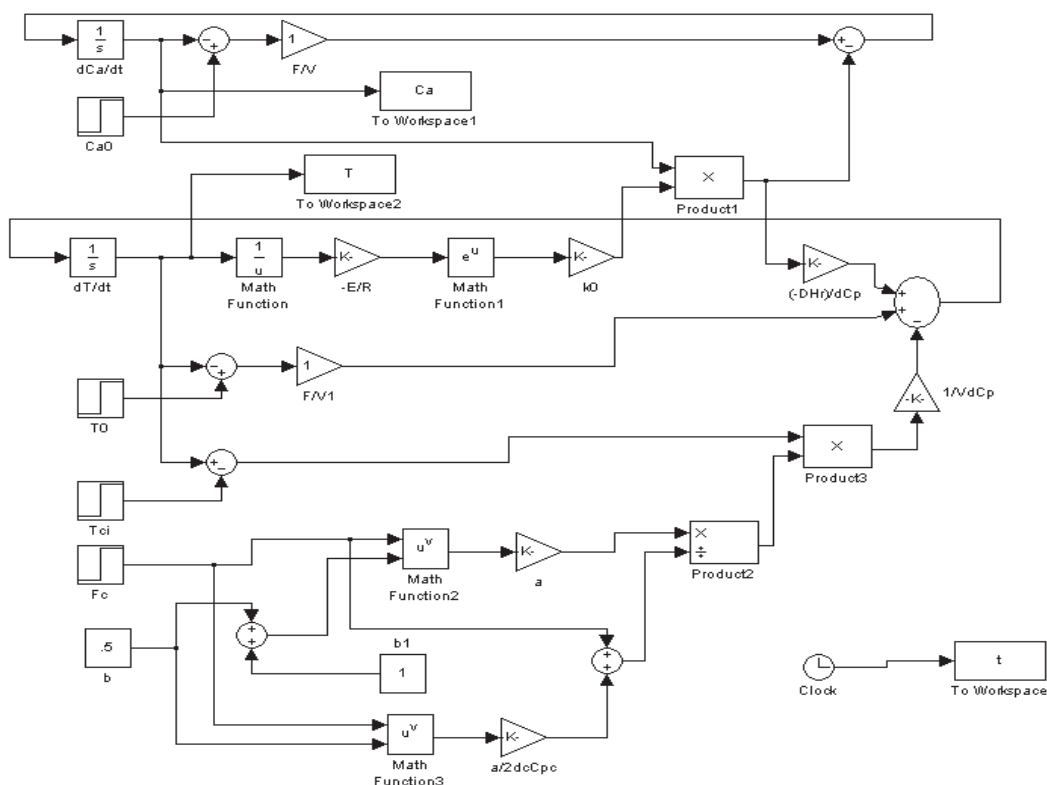


Figura 4.21. Diagrama de bloques para la simulación del CSTR no isotérmico.

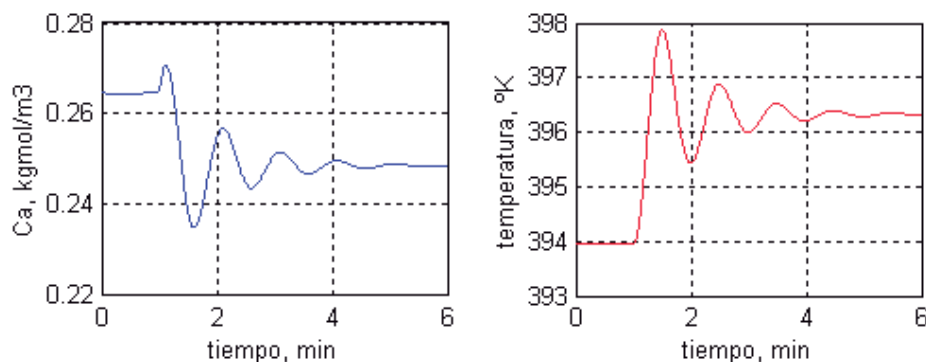


Figura 4.22. Respuesta de a concentración del componente A y de la temperatura del reactor ante un cambio escalón en la variable de perturbación C_{A0} .

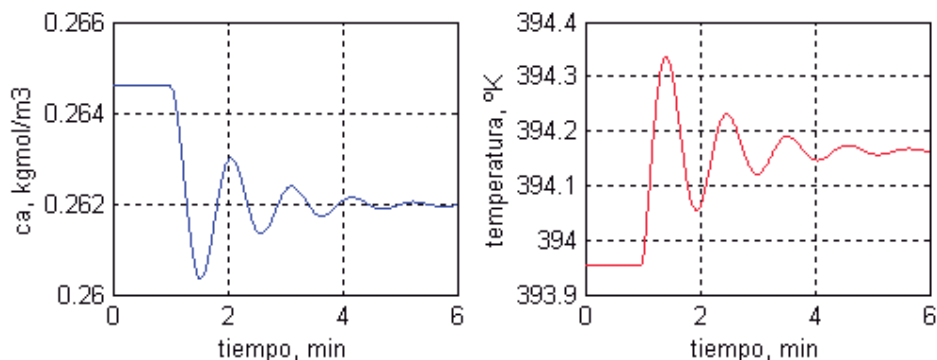


Figura 4.23. Respuesta de la concentración del componente A y de la temperatura en el reactor ante un cambio escalón en la variable de perturbación T_0 .

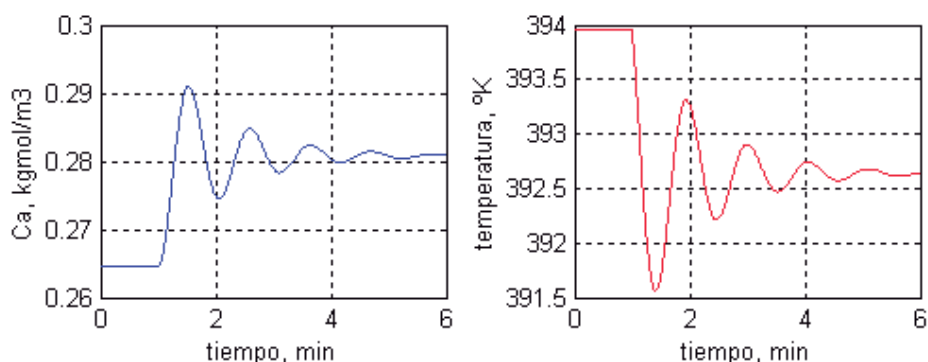


Figura 4.24. Respuesta de la concentración del componente A y de la temperatura en el reactor ante un cambio escalón en la variable de perturbación F_C .

Implementación del sistema de control.

Se incorporó un lazo de control al modelo tomando mediciones de la temperatura T y manipulando el flujo de enfriamiento F_C considerando un cambio escalón en la variable de perturbación C_{A0} (caso en que se presenta respuesta inversa). Se empleó un controlador difuso con nueve conjuntos difusos para la variable de entrada (error de T) y nueve para la salida (flujo de enfriamiento F_C). Se usaron por simplicidad funciones de membresía triangulares traslapadas al 25% como se muestra en la Figura 4.25.

Las reglas de control fueron construidas de la siguiente forma:

1. “**Si** el error de T es **NG** **entonces** F_C es **PG**”.
2. “**Si** el error de T es **N** **entonces** F_C es **P**”.
3. “**Si** el error de T es **SN** **entonces** F_C es **SP**”.
4. “**Si** el error de T es **NP** **entonces** F_C es **PP**”.

5. “Si el error de T es Z entonces F_C es Z ”
6. “Si el error de T es PP entonces F_C es NP ”
7. “Si el error de T es SP entonces F_C es SN ”
8. “Si el error de T es P entonces F_C es N ”
9. “Si el error de T es PG entonces F_C es NG ”

Donde NG (negativo grande), N (negativo), SN (semi-negativo), NP (negativo pequeño), Z (cero), PP (positivo pequeño), SP (semi-positivo), P (positivo) y PG (positivo grande) son variables “lingüísticas”. Los intervalos para la entrada y la salida del controlador fueron $[-1, 1]$ y $[10, 20]$ respectivamente.

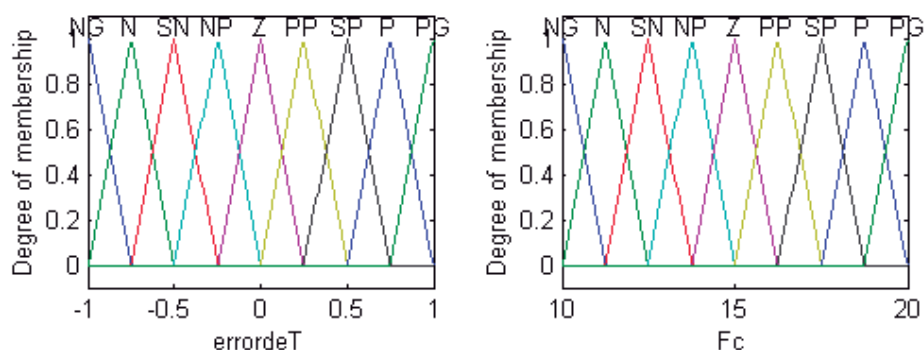


Figura 4.25. Conjuntos difusos para el error de T y la variable manipulada F_C .

El modelo en lazo cerrado y la simulación del mismo se muestran a continuación:

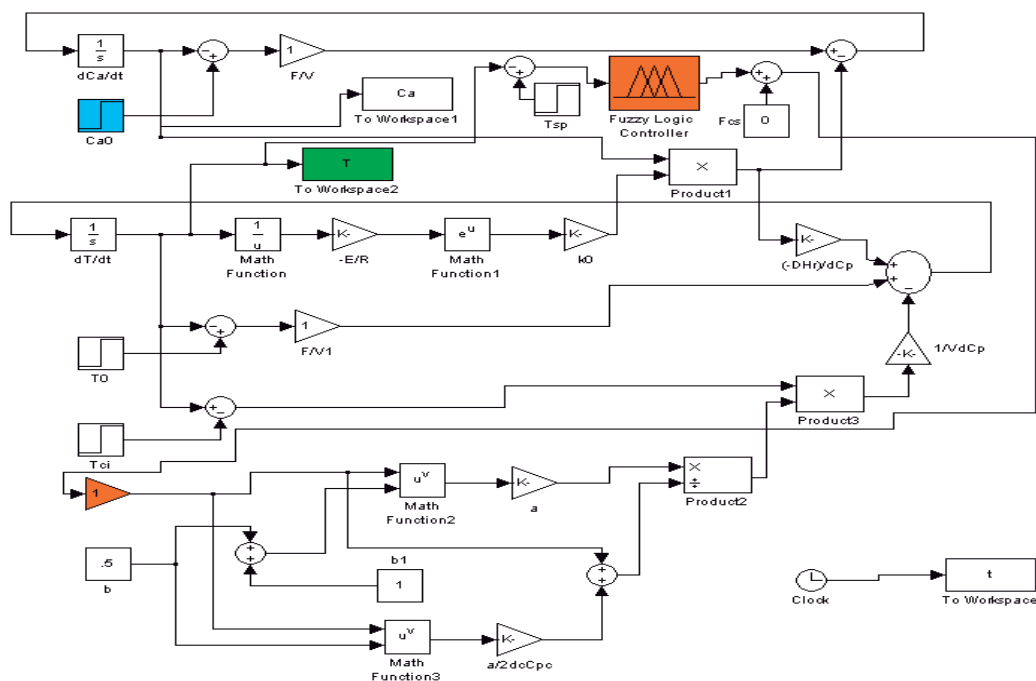


Figura 4.26. Diagrama de bloques para la simulación del modelo en lazo cerrado.

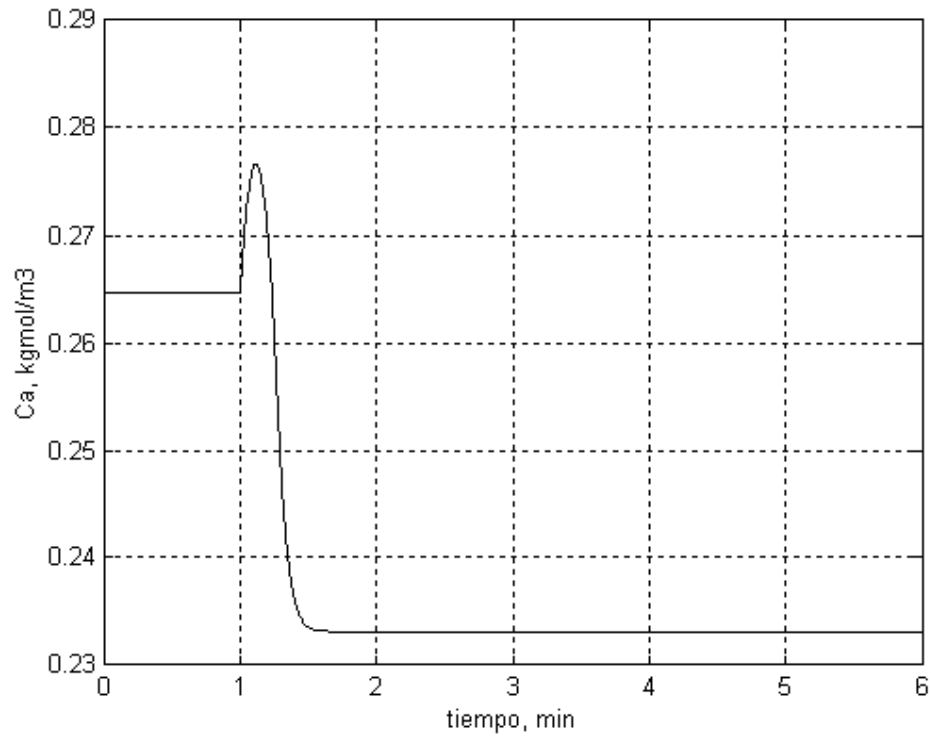


Figura 4.27. Comportamiento de la concentración C_A ante un cambio en la perturbación C_{A0} , usando un controlador difuso.

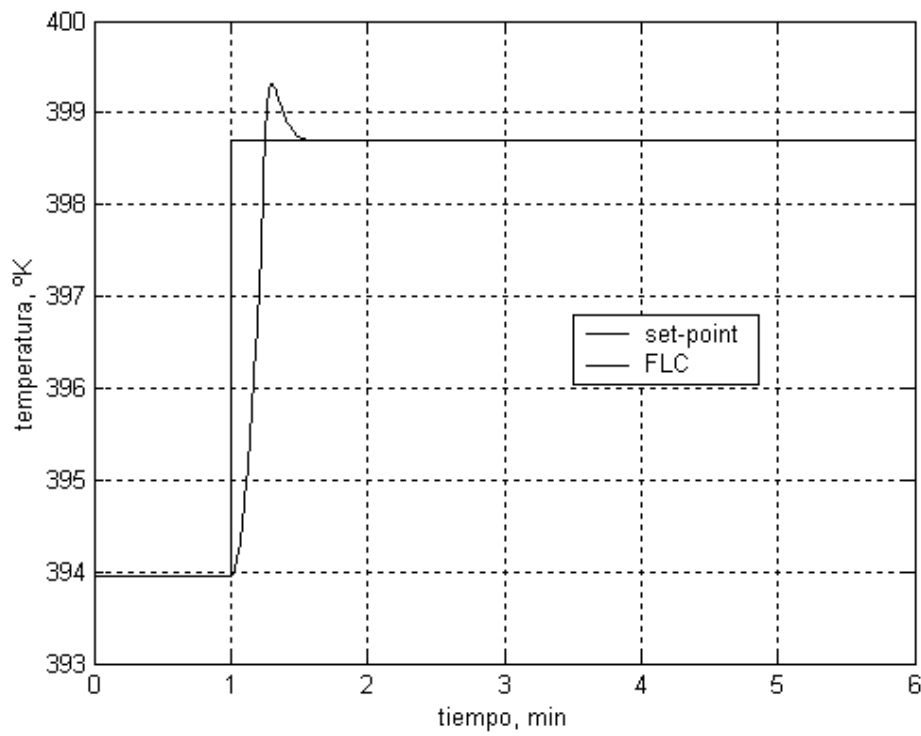


Figura 4.28. Comportamiento de la temperatura ante un cambio en C_{A0} , usando un controlador difuso.

De la simulación en lazo cerrado, se observa que la incorporación del controlador difuso el sistema logra estabilizar rápidamente la respuesta a las condiciones del nuevo estado estable además de suprimir el efecto oscilatorio de la respuesta de la planta.

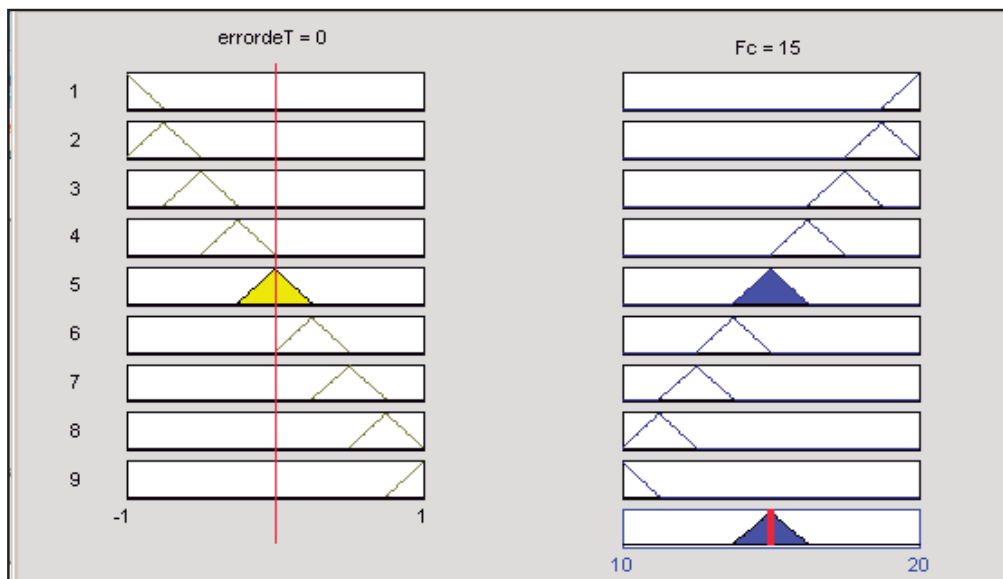


Figura 4.29. Actuación de las reglas construidas en el controlador difuso propuesto.

En la Figura 4.29 se presentan la actuación de las nueve reglas de control empleadas en el controlador difuso propuesto; la línea vertical roja del lado izquierdo representa el valor medido o valor real de la variable a controlar el cual tiene un cierto grado de pertenencia o membrecía para uno o mas de los conjuntos difusos previamente especificados (fuzificación), luego, la implicación lógica del sistema de inferencia difusa decide que reglas de control son aplicables y entrega los correspondientes conjuntos difusos de salida observados en la parte derecha de la figura. Por último se efectúa la agregación y la desfuzificación empleando el método del centroide (centro de gravedad del área total que resulta de la agregación), donde se entrega un solo valor que representa la actuación o salida de control que se aplica a la planta (línea roja de la parte inferior derecha). Para este caso se presentó la particularidad de no poder realizar la sintonía de los controladores convencionales por el método de la última ganancia y el último periodo, por lo que no se presenta la comparación de las respuestas ni los índices de desempeño.

Conclusiones.

En este trabajo se desarrollaron tres algoritmos de control difuso proporcional para procesos con respuesta inversa y se compararon frente a estructuras convencionales sintonizadas con las reglas clásicas de *Ziegler-Nichols*. En principio resulta posible usar controladores *PI* y *PID* para el control de sistemas con respuesta inversa; sin embargo, debido a la inclusión de la parte derivativa, resulta más apropiado para esta tipo de sistemas, el empleo del controlador de tres modos *PID*. Contrariamente, el controlador de acción proporcional *P* no produce acciones de control apropiadas.

En cuanto al diseño de los controladores difusos se puede establecer lo siguiente:

- ▶ **Identificación de las variables del lazo de control y elección de las entradas.** Se deben establecer, en primer lugar (igual que para un sistema de control convencional), las variables que intervendrán en el lazo de control, es decir, la variable a controlar y la variable que será manipulada para tal efecto y elegir las entradas del controlador. En este trabajo se usó la señal del error como la entrada a los controladores difusos empleados.
- ▶ **Elección del valor de los intervalos.** Uno de los aspectos más importantes en el diseño de los controladores difusos fue establecer los valores apropiados de los intervalos de operación de las entradas y salidas. Se deben escoger inicialmente aquéllos que satisfagan dichos intervalos de operación, si son conocidos, después resulta útil trazar un grafico del error versus tiempo y observar si es necesario incrementar o disminuir los intervalos de entrada y salida del controlador, ésta última podrá tener un intervalo comprendido desde valores negativos hasta valores positivos para sistemas linealizados en el dominio de Laplace (pues se trabaja con variables de desviación) y desde el límite físico inferior hasta el valor de saturación (del elemento final de control), en el caso de sistemas con variables reales en el dominio del tiempo. Sin embargo, es importante señalar que dichos intervalos de operación no son arbitrarios sino que se

deben establecer en base a la experiencia y al conocimiento del proceso así como de los límites físicos de los equipos (p.ej. válvula de control).

- ▶ **Elección del número de conjuntos.** Para la asignación del número de conjuntos difusos, se probaron diferentes cantidades en todos los casos y, empíricamente, se determinó el número empleado asumiendo los menores números convenientes para cada caso. Se puede establecer que el número de conjuntos debe ser impar para manejar un conjunto de valores centrales que permita obtener buena sensibilidad en las reglas, generalmente de 3 a 9 en todos los casos.
- ▶ **Elección de las funciones de membrecía y % de traslape.** Para la elección de la forma de las funciones de membrecía se eligieron las triangulares por simplicidad en el diseño, ya que formas más complicadas matemáticamente no mejoraron ni empeoraron los resultados. En cuanto al % de traslape entre conjuntos, uno de los aspectos fundamentales de la lógica difusa, se encontró que en general un traslape del 25% entre conjuntos exhibe desempeños satisfactorios.
- ▶ **Dictado de reglas.** Debido a que el control difuso es una manera de automatizar las actividades del operador humano, la formulación de las reglas de control es un aspecto primordial en el diseño para lo cual se requiere conocer el comportamiento del proceso (conocimiento y experiencia del experto) y determinar si las reglas se construirán de forma simétrica o cruzada; en este trabajo se abordaron ambos casos.
- ▶ **Elección del método de desfuzificación e inferencia difusa.** Debido a que las reglas de control se determinaron emulando la experiencia del operario, se eligió el método de *Mamdani*, el cual calcula el centroide del área total resultante como inferencia (razonamiento) difusa en el cual, los conjuntos difusos de la conclusión de cada regla son combinados a través del operador de agregación y el conjunto difuso resultante es desfuzificado para proporcionar la salida del sistema. Se recomienda la utilización de este método pues resulta fácil de entender por un operador experto, ya que se emplean reglas simples y es intuitivo.

Se mostró también que la acción de un controlador *PID* para sistemas con respuesta inversa puede ser sustituida exitosamente por el control difuso proporcional propuesto. Esto se nota ya que los *FC* mostraron buenos desempeños en todos los casos, son rápidos, reducen el sobretiro (*overshoot*), y se ajustan bien ante cambios al *set-point* y de perturbaciones.

Se destaca que conforme se incrementó la complejidad en los casos de estudio abordados (Caso 2, Reactor de *Van de Vusse*) las estructuras convencionales comenzaron a presentar mayores dificultades en su desempeño con respuestas lentas y sobretiros acentuados, mientras el control difuso mostró resultados consistentes a pesar de tratarse de un sistema complejo altamente no lineal, lo cual se puede explicar por el hecho de que los controladores convencionales actúan punto por punto de medición mientras el control difuso considera intervalos en los cuales a cada medición se le asigna un correspondiente grado de pertenencia produciendo acciones de control moderadas.

Incluso para el caso del sistema *SOPIR* (Caso 1), donde los desempeños fueron similares, se probó que la acción de realizar un cambio brusco en una de las constantes de tiempo del proceso es mejor soportada por el controlador difuso, lo que pone de manifiesto un aspecto muy importante: la lógica difusa permite construir un sistema de control más robusto que el control convencional. Por último en el caso del *CSTR* no isotérmico (Caso 3), un sistema oscilatorio, no lineal y con respuesta inversa, el *FLC* proporcional propuesto es rápido, suprime el comportamiento oscilatorio de la planta y su diseño fue igual de simple que los casos anteriores, no así con los controladores convencionales en los que la complejidad del sistema no permitió llevar a cabo la sintonía de los mismos por el método del límite de estabilidad empleado en el desarrollo de esta tesis.

Una desventaja del control difuso propuesto es que sólo es aplicable a procesos cuyo comportamiento es bien conocido y probado, es decir, resulta inapropiado para procesos nuevos o en desarrollo que se comienzan a probar pues no se tiene un conocimiento profundo desde el punto de vista de la operación

de los mismos. También es importante señalar que dentro de las limitantes del presente trabajo, es que no se consideró un valor de saturación de la variable manipulada en ninguno de los tres casos, pues dichos valores se establecieron en gran medida de acuerdo a las respuestas obtenidas vía simulación.

PERSPECTIVAS.

Como trabajo a futuro queda abierta la posibilidad de seguir probando otras estrategias de control que incorporen técnicas adaptivas como el empleo de algoritmos genéticos para la construcción de las reglas de control, considerar sistemas *IR* con retardos y tiempo muerto, diseñar controladores *PID* difusos para sistemas *MIMO* (múltiples entradas – múltiples salidas), utilizar técnicas de sintonía más rigurosas en los controladores convencionales para efectos de comparación, incorporar el control difuso estudiado en línea.

Referencias

- (1) Astrom, K. J.; Hagglund, T. *Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control*. Journal of Process Control 14, 635-650, 2004.
- (2) Bhattacharya, S.; Chatterjee, A.; Munshi, S. *An Improved PID-type fuzzy controller employing individual fuzzy P, fuzzy I and fuzzy D controllers*. Transactions of The Institute of Measurement and Control 25, 352-372, 2003.
- (3) Chuen C. L. *Fuzzy Logic in Control Systems*. Transactions and Systems, Man and Cybernetics, Vol. 20, No.2, 1990.
- (4) Chien, I.; Chung, y.; Chen, B.; Chuang, Ch. *Simple PID Controller Tuning Method fro Process with Inverse Response Plus Dead Time or Large Overshoot Response Plus Dead Time*. Ind. Eng. Chem. Res. 42, 4461-4477, 2003.
- (5) Doyle, J.C.; Stein, G. *Multivariable feedback Design: Concepts for a Classical Synthesis*. IEEE Trans. Automatic Control, AC-26, 4, 1981.
- (6) Flores, T. A. *Process Control with Inverse Response*. Department of Sciences, Ibeoamericana University, Mexico City. 01210 Mexico, 2002.
- (7) Fuzzy Logic Toolbox User`s Guide, Inc. USA, 1998.
- (8) Holt, B.; Morari, M. *The effect of Right-Half Zeros on Dynamic Resilience*. Design of Resilient Processing Plants-VI Chem. Eng. Sci. 40(1), 1985.
- (9) Inoya, K.; Altpeter, R.J. *Inverse Response in Process Control*. Ing. Eng. Chem. 54 (7), 39-43, 1962.
- (10) Jacobsen, E. W. *Effect of Recycle on the Plant Zero Dynamics*. Comput. Chem. Eng., 21, S279, 1997.
- (11) Juang, C.F. *A TSK-type recurrent fuzzy network for dynamic systems processing by neural network and genetic algorithm*, IEEE Trans. Fuzzy Syst., Vol.10, 155-170, 2002.

- (12) Kazemian, H. B. *Developments of fuzzy PID controllers*. Computing Communications Technology and Mathematics Department, London Metropolitan University, 100 Minories, London EC3N 1JY, UK, 2000.
- (13) King, P. J.; Mamdani, P. H. *The Application of Fuzzy Control Systems to Industrial Processes*. *Automatica*. 13, 235-242. Pergamon Press. Printed in Great Britain, 1997.
- (14) Kuhlmann, A.; Bogle, D. *Study on Non Minimum Phase Behaviour and Optimal Operation*. *Comput. Chem. Eng.*, 21, S397, 1997.
- (15) Laughlin, D. L.; Riviera, D. E. Morari, M. *Smith Predictor Design for Robust Performance*. *Int. J. Control*, 46 (2), 477, 1987.
- (16) Leonid, R. *Fuzzy Controllers*. Newnes, Untited Kingdom, 1997.
- (17) Luyben, W.L. *Process Modeling, Simulation, and Control for Chemical Engineers*. Mc Graw Hill Book Company, New York, 1973.
- (18) Luyben, W.L. *Tuning Proportional-Integral Controllers for Processes with Both Inverse Response and Dead time*. *Ind. Eng. Chem. Res.* 39 (6), 2056-2061, 2000.
- (19) Makoudi, M.; Radouane, L. *A robust model reference adaptive control for non-minimum phase systems with unknown or time-varying delay*. *Automatica* 36 1057-1065, 2000.
- (20) Marlin, T.E. *Process Control*; Mc Graw-Hill: New York, 2000.
- (21) Morari, M.; Zafiriou, E. *Robust Process Control*; Prentice Hall: Englewood Cliffs, NJ, 57-65, 1989.
- (22) O' Dwyer; A. *PI and PID controller tuning rules for time delay processes: a summary*. School of Control Systems and Electrical Engineering, Dublin Institute of Technology, Kevin St. Dublin 8, Ireland, 2003.
- (23) Ogunnaike, B.A.; Ray, W.H. *Process Dynamics, Modeling and Control*; Oxfrord University Press: Oxford, U.K., 1994.

- (24) Rayanallur, S.; Ranganathan, H. A.; *Guanrog Ch. Fuzzy predictive PI control for processes with large time delays*. University of Houston, 312 Technology Building, Houston, TX 77204-4022, USA, 1997.
- (25) Reznik, L.; Ghanayem O.; Bourmistrov A. *PID Plus fuzzy controller structures as a design base for industrial applications*. Engineering Applications of Artificial Intelligence 13, 419-430, 2000.
- (26) Rosenbrock, H. H. *State-space and Multivariable Theory*; Nelson: London, U.K.,132-137, 1970.
- (27) Rovaglio, M.; Manca, D.; Pazzaglia, G.; Serafini, G. *Inverse Response for the Optimal Control of Municipal Incineration Plants*. Comput. Chem. Eng. 20, S1461, 1996.
- (28) Scali, C.; Rachid, A. *Analytical Design of Proportional-Integral-Derivative Controllers for Inverse Response Processes*. Ind. Eng. Chem. Res. 37 (4), 1372-1379, 1998.
- (29) Seborg, D.E.; Edgar, T.F.; Mellichamp, D.A. *Process Dynamics and Control*; John Wiley & Sons: New York, 1989.
- (30) Simulink Toolbox User`s Guide, Inc. USA, 1995.
- (31) Skogestad, S.; Postlethwaite, I. *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*; John Wiley & Sons: Chichester, U. K.,172-183, 1996.
- (32) Stephanopoulos, G. *Chemical Process Control*; Prentice Hall: Englewood Cliffs, NJ, 1984.
- (33) Takagi, T; Sugeno, M, *Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control*, IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., Vol.15, 116-132, 1985.
- (34) Tzue-Hseng, S.: Ming-Yuang, S. *Design of a GA-based fuzzy PID controller for non-minimum phase systems*. Fuzzy Sets and Systems 111,183-197, 2000.

- (35) Waller; K.V.T.; Nygardas, C.G. *On Inverse Response on Process Control*. Ing. Eng. Chem. Fundam, 14 (3), 221-223, 1975.
- (36) Wang, L.X. *Adaptive Fuzzy Systems and Control*, Englewood NJ: Prentice-Hall, 1994.
- (37) Xu, J.; Hang, Ch.; Liu, Ch. *Parallel Structure and Tuning of a Fuzzy PID Controller*. Automatica 36, 673-684, 2000.
- (38) Zadeh, L.A. *"Fuzzy Sets"*. Information and Control 8, 338-353, 1965.
- (39) Zhang, W.; Xu, X.; Sun Y. *Quantitative Performance Design fro Inverse Response Processes*. Ind. Eng. Chem. Res. 39 (6), 2056-2061, 2000.
- (40) Ziegler, J.G. and Nichols, N.B. *Optimum Settings for Automatic Controllers*. Transactions of the ASME, 759-768, 1942.