



**ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL**

**Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación**

**“ELECCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LOS  
CONTROLADORES DIFUSOS DEL TIPO  
PROPORCIONAL-INTEGRAL-DERIVATIVO  
PARA EL CONTROL DE MODELOS DE  
PLANTAS CON DINÁMICAS COMPLEJAS”**

**TRABAJO DE TITULACIÓN**

Previo a la obtención del título de:

**MAGÍSTER EN AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL INDUSTRIAL**

**JUAN CARLOS MOSQUERA LÓPEZ**

**GUAYAQUIL – ECUADOR**

**AÑO: 2018**

## **AGRADECIMIENTOS**

Quiero agradecer a Dios por haberme dado la vida y guiarme por el camino correcto. A mi director de tesis Arístides Reyes Bacardí, M. Sc. por su valiosa asesoría y compartir su conocimiento tan valioso e importante para la realización de este documento. A mi familia por estar siempre presente en todo momento y mostrarme su cariño y apoyo incondicional.

## DEDICATORIA

A mis padres a pesar de nuestra distancia física que siempre me estuvieron apoyando.

A mis hijos por todos esos momentos que no pudimos compartir juntos y que supieron entender mi ausencia en momentos especiales de su vida.

A mi esposa en especial por ser quien en todo momento me apoyó para seguir esta maestría.

A mi hermano Luis por brindarme su apoyo que fue muy importante.

## **TRIBUNAL DE EVALUACIÓN**

**Cesar Martín Moreno, Ph. D.  
SUBDECANO DE LA FIEC**

**Arístides Reyes Bacardí, M. Sc.  
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

**Eugenio Cesar Sánchez, M. Sc.  
MIEMBRO PRINCIPAL DEL TRIBUNAL**

## **DECLARACIÓN EXPRESA**

“La responsabilidad y la autoría del contenido de este Trabajo de Titulación, me corresponde exclusivamente; y doy mi consentimiento para que la ESPOL realice la comunicación pública de la obra por cualquier medio con el fin de promover la consulta, difusión y uso público de la producción intelectual”

FIRMA:

## RESUMEN

El problema a resolver en este Trabajo de Titulación es el diseño de los controladores difusos eligiendo sus parámetros de manera que su desempeño se corresponda o supere el desempeño de los controladores clásicos PID. Se analizan los modelos de plantas complejas, en específico los modelos de segundo orden (sub amortiguados, sobre amortiguados y con integrador), con retardo de transporte y en presencia de saturación del actuador, así como de fase no mínima. La estrategia aplicada para la solución del problema es el análisis del comportamiento de los procesos controlados con controladores PID y como resultado del mismo la síntesis de controladores difusos adecuados. Como resultado se ha obtenido y verificado, por simulación, la metodología de diseño de la base de reglas aplicada en el diseño de cinco controladores difusos y su posterior ajuste mediante simulación. Se prueba además un esquema simple de compensación del embalamiento del integrador (windup). Se señalan las líneas futuras de investigación como continuación lógica de este trabajo.

## ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTOS.....	ii
DEDICATORIA .....	iii
TRIBUNAL DE EVALUACIÓN .....	iv
DECLARACIÓN EXPRESA .....	v
RESUMEN.....	vi
CAPITULO 1.....	1
GENERALIDADES .....	1
1.1 Antecedentes.....	1
1.2 Descripción del problema .....	4
1.3 Solución propuesta .....	4
1.4 Objetivo general.....	5
1.5 Objetivos específicos .....	5
1.6 Metodología .....	6
CAPÍTULO 2.....	16
ESTADO DEL ARTE EN EL DISEÑO DE CONTROLADORES DIFUSOS ..	16
2.1 Introducción .....	16
2.2 Estado del arte en el diseño de los controladores difusos.....	17
2.3 La lógica difusa y los controladores difusos dinámicos .....	22
CAPÍTULO 3.....	28
CONTROLADORES PID AVANZADOS .....	28
3.1 La lógica difusa.....	28
3.2 Métodos de desdifusificación .....	33

3.2.1 Por el centro de gravedad .....	33
3.2.2 Método desdifusificador media de los centros .....	34
3.2.3 Método desdifusificador de la media de los máximos .....	36
3.2.4 Comparación de los Desdifusificadores .....	36
3.3 Controladores PID avanzados .....	37
3.4 Controladores difusos dinámicos .....	38
CAPÍTULO 4.....	53
DISEÑO DE CONTROLADORES DIFUSOS PARA CONTROLAR MODELOS DE PLANTAS COMPLEJAS .....	53
4.1 Diseño y ajuste por simulación de los controladores difusos para modelos de plantas de segundo orden .....	53
4.1.1 Proceso de primer orden más retardo de transporte (FOPTD) .....	54
4.1.2 Modelo de un proceso de segundo orden con error cero en estado estacionario .....	55
4.1.3 Modelo de segundo orden sobreamortiguado .....	57
4.1.4 Modelo de segundo orden sub amortiguado.....	59
4.1.5 Modelos para sistemas con fase no mínima .....	61
4.1.6 Consecuencias de la inexactitud en la determinación de los parámetros del modelo de segundo orden con retardo .....	65
4.1.7 Diseño de controladores difusos para modelos de plantas de segundo orden .....	67
4.2 Diseño y ajuste por simulación de los controladores difusos para modelos de plantas de segundo orden con integrador .....	79
4.3 Diseño y ajuste de los controladores difusos para modelos de plantas de segundo orden con retardo de transporte .....	83
4.3.1 Análisis del desempeño de los sistemas de primer orden con retardo de transporte .....	83

4.3.2 Análisis del desempeño de los sistemas de segundo orden con retardo de transporte .....	86
4.3.3. Control difuso para el modelo de planta de fase no mínima ..	91
CAPÍTULO 5.....	94
ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS DEL CONTROL POR SIMULACIÓN ....	94
5.1 Diseño de pruebas.....	94
5.2 Análisis del desempeño del control difuso de modelos de plantas complejas por comparación con el controlador PID. ....	95
5.3 Generalización de los resultados de diseño de los controladores difusos .....	97
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	98
BIBLIOGRAFÍA.....	100
ANEXOS .....	105

## INDICE DE FIGURAS

Figura 1. 1 Componentes específicos del controlador difuso. ....	7
Figura 1. 2 Formas posibles de las funciones de pertenencia. ....	8
Figura 1. 3 Función de pertenencia triangular. ....	9
Figura 1. 4 Solapamiento de las funciones triangulares. ....	10
Figura 1. 5 Conjunto difuso $C = A \cup B$ . ....	11
Figura 1. 6 Conjunto fuzzy $C = A \cap B$ . ....	11
Figura 1. 7 Distribución irregular de 5 diferentes funciones de pertenencia por soporte y forma. ....	12
Figura 1. 8 Distribución irregular de 7 diferentes funciones de pertenencia por soporte y forma. ....	13
Figura 1. 9 Desdifusificación mediante las operaciones de mínimo en los antecedentes y agregación en el consecuente.....	14
Figura 3. 1 Relación difusa “a es ligeramente mayor que b”.....	29
Figura 3. 2 Representación gráfica del desdifusificador Centro de Gravedad .....	33
Figura 3. 3 Desdifusificador media de los centros .....	35
Figura 3. 4 Desdifusificador media de los máximos .....	36
Figura 3. 5 Variación de la salida $y^*$ al variar levemente la función de salida $B'$ ...	36
Figura 3. 6 Esquema en bloques para la metodología de realimentación. ....	37
Figura 3. 7 Diagrama Simulink para el ajuste del controlador del tipo PD .....	40
Figura 3. 8 Respuesta en el tiempo del modelo (3.12) controlado.....	41
Figura 3. 9 Variación del error y del cambio en el error en el sistema ajustado por prueba y error .....	41
Figura 3. 10 Ejemplos de funciones de pertenencia □□estrecha y menos estrecha .....	43
Figura 3. 11 Criterio para la selección del conjunto difuso .....	44
Figura 3. 12 Ejemplos de los posibles dominios del controlador .....	46
Figura 3. 13 Respuesta del error.....	46

Figura 3. 14 Discretización realizada para la variación del error en el universo de discurso $(-\infty, \infty)$ tomado como intervalo abierto. ....	47
Figura 3. 15 Composición de las respuestas temporales al paso escalón unitario	48
Figura 3. 16 Espacio de estado del error.....	49
Figura 3. 17 Ubicación de las áreas en el espacio de estados del error.....	51
Figura 3. 18 Base de reglas difusas .....	52
Figura 4. 1 Modelo Simulink para la simulación del desempeño del sistema FOPTD a lazo cerrado .....	55
Figura 4. 2 Respuesta temporal de (4.1) al paso escalón unitario con ajuste del controlador mediante prueba y error.....	56
Figura 4. 3 Diagrama para estudiar el desempeño del modelo (4.5) con controlador PID ajustado. ....	57
Figura 4. 4 Respuesta temporal del sistema mostrado en la figura 4.3 .....	58
Figura 4. 5 Modelo Simulink para estudiar el desempeño del sistema con controlador PID y saturación en el control. ....	58
Figura 4. 6 Respuesta en el tiempo al paso escalón unitario del modelo dado por (4.6) y (4.7).....	59
Figura 4. 7 Modelo Simulink para estudiar sistema sub amortiguado con saturación en el control .....	60
Figura 4. 8 Respuesta del sistema sub amortiguado con saturación en el control .....	60
Figura 4. 9 Respuestas al paso escalón unitario del sistema con fase no mínima en presencia de incertidumbre en las constantes de tiempo. ....	62
Figura 4. 10 Respuestas al paso escalón unitario del sistema dado por (4.13) para ganancias calculadas por Ziegler-Nichols .....	63
Figura 4. 11 Diagrama de Bode del sistema de primer orden con retardo de transporte (FOPTD) .....	64
Figura 4. 12 Respuestas de la función de transferencia dada por (4.1) al paso escalón unitario con $T=1.5$ , $L=0.6$ .....	65

Figura 4. 13 Respuestas del modelo (4.7) al paso escalón con tres valores de las constantes de tiempo. ....	66
Figura 4. 14 Comportamiento en el tiempo de las variables de interés para el diseño del controlador difuso. ....	67
Figura 4. 15 Plano de fases de las variables de interés para el diseño del controlador difuso.....	68
Figura 4. 16 Respuesta del sistema sobreamortiguado controlado con lógica difusa.....	69
Figura 4. 17 Respuestas al paso escalón unitario del diagrama Simulink de la figura 4.7. ....	70
Figura 4. 18 FIS Editor del controlador difuso PD 3x3 .....	71
Figura 4. 19 Editor de las funciones de pertenencia del error .....	71
Figura 4. 20 Editor de las funciones de pertenencia del cambio en el error. ....	72
Figura 4. 21 Editor de las funciones de pertenencia del control. ....	72
Figura 4. 22 Visor de las reglas del controlador 3x3.....	73
Figura 4. 23 Superficie de transformación de las entradas en la salida. ....	73
Figura 4. 24 Diagrama Simulink para ajustar las ganancias del controlador difuso 3x3.....	74
Figura 4. 25 Respuesta al paso escalón en la referencia del modelo sub amortiguado con controlador difuso 3x3.....	74
Figura 4. 26 Diagrama Simulink con FLC de 25 reglas.....	75
Figura 4. 27 Comparación del desempeño de los FLC de 9 y 25 reglas con un modelo sub amortiguado.....	75
Figura 4. 28 Superficie de transformación de las variables de entrada a la de salida en el FLC de 25 reglas. ....	76
Figura 4. 29 Controlador del tipo FLC PD+I diseñado. ....	77
Figura 4. 30 Respuestas de los FLC diseñados para el control del modelo sub amortiguado. ....	77
Figura 4. 31 Evidencias de saturación en el actuador. ....	78
Figura 4. 32 Esquema de compensación del windup del integrador.....	78
Figura 4. 33 Desempeño del controlador FLC PD+I Anti Windup.....	79

Figura 4. 34 Variación del error y del cambio del error en el modelo de segundo orden con integrador. ....	80
Figura 4. 35 Editores de las nuevas funciones de pertenencia.....	81
Figura 4. 36 Respuesta considerando 3 funciones de pertenencias por cada variable de entrada y tres para la variable de salida. ....	82
Figura 4. 37 Respuesta obtenida con 5x5 reglas difusas. ....	82
Figura 4. 38 Comparación de desempeños de controladores PID y el desempeño del controlador difuso del tipo P. ....	83
Figura 4. 39 Diagrama Simulink para analizar el comportamiento de los modelos de primer orden con y sin retardo de transporte. ....	84
Figura 4. 40 Respuestas de los modelos de primer orden, con saturación en el control con y sin retardo de transporte. ....	85
Figura 4. 41 Espacio de estados del error de los modelos de primer orden, con saturación en el control, con y sin retardo de transporte ....	85
Figura 4. 42 Diagrama Simulink del sistema controlado con un controlador PID..	86
Figura 4. 43 Respuestas simuladas del sistema de la figura 4.42 .....	87
Figura 4. 44 Espacio de estados del error de los sistemas controlados con PID, con saturación en el control y retardo de transporte.....	87
Figura 4. 45 Esfuerzos de control en el diagrama Simulink de la figura 4.42 ajustados, con saturación y con retardo. ....	88
Figura 4. 46 Superficie de transformación de las variables de entrada en variable de salida del FLC diseñado.....	89
Figura 4. 47 Respuestas del sistema de segundo orden con retardo con controlador difuso .....	90
Figura 4. 48 Respuesta del sistema de segundo orden con retardo con controlador difuso para el ajuste seleccionado. ....	91
Figura 4. 49 Variables de estado del controlador. ....	91
Figura 4. 50 Diagrama Simulink .....	92
Figura 4. 51 Diagrama Simulink del sistema de fase no mínima. ....	93
Figura 4. 52 Respuestas al paso escalón.....	93

## INDICE DE TABLAS

Tabla 3. 1 Relación difusa $\mathfrak{R}A \times B1$ .....	30
Tabla 3. 2 Relación difusa $\mathfrak{R}A \times B2$ .....	30
Tabla 3. 3 Relación difusa $\mathfrak{R}A \times B1 \cup \mathfrak{R}A \times B2$ .....	30
Tabla 3. 4 Relación difusa $\mathfrak{R}A \times B1 \cap \mathfrak{R}A \times B2$ .....	31
Tabla 3. 5 Comparación de los métodos de desfusificación .....	37
Tabla 3. 6 Parámetros del controlador a partir del Método de Cohen-Coon .....	39
Tabla 3. 7 Criterios de selección de parámetros del controlador difuso.....	45
Tabla 3. 8 Ejemplo de cuantificación y los conjuntos primarios difusos usando una definición numérica. ....	47
Tabla 4. 1 Características de la respuesta temporal.....	69
Tabla 4. 2 Base de Reglas del FLC de 25 reglas.....	76
Tabla 4. 3 Relación de pruebas de ajuste del controlador difuso .....	90
Tabla 5. 1 Base de reglas 3X3 .....	95

# CAPITULO 1

## GENERALIDADES

Se exponen los antecedentes y se da una descripción general del problema de diseño del controlador difuso. Se plantean las soluciones que se investigarán. Se establecen los objetivos generales, los específicos y la metodología a emplear

### 1.1 Antecedentes

Los controladores basados en los algoritmos de la familia Proporcional-Integral-Derivativo (PID) son típicamente muy fiables, sin embargo, a menudo al querer aplicarlos se ponen de manifiesto desventajas tales como el ser implementados en un controlador dedicado (independiente o stand alone) aumentando el costo del sistema de control, respuestas no deseadas cuando el entorno de proceso está cambiando constantemente (en las turbinas de vapor/generador en donde la temperatura, el nivel, y la presión están cambiando constantemente la dinámica del sistema), presentan dificultades al controlar procesos fuertemente no lineales con respuestas imprecisas [1].

La necesidad de un dispositivo autónomo, una de las principales desventajas de los controladores de la familia PID, puede ser fácilmente eliminada por la aplicación de un esquema de control dentro de un Controlador Lógico Programable (PLC) de propósito general. Utilizar un PLC como el cerebro primario es una práctica común en las plantas industriales. El uso de conceptos de control convencionales para resolver tareas de automatización produce resultados limitados o requiere compromisos con respecto a la calidad del control [2].

En la industria, por ejemplo, hay que supervisar y controlar la temperatura en todo tipo de horno de calentamiento, en los hornos de tratamiento térmico, en los reactores y en las calderas de la industria metalúrgica, en los procesos químicos, en la generación de energía y en el procesamiento de los alimentos. En consecuencia, el sistema de control de temperatura es un sistema de control típico del control de procesos industriales. El modelo de este proceso es de primer orden y en algunos casos puede asociársele un retardo puro. La necesidad de tener acceso rápido y preciso y controlar la temperatura

en campo apenas podría lograrse por el método general tradicional. El controlador programable, sin embargo, no sólo cuenta con la comodidad, la sencillez y la flexibilidad del control sino que también puede aumentar significativamente los índices tecnológicos de la temperatura controlada, lo que puede mejorar en gran medida la calidad y la cantidad del producto. Además, el controlador programable puede soportar un amplio rango de temperaturas, posee una fuerte capacidad anti-interferencia y es capaz de trabajar bien bajo un fuerte campo eléctrico, en un fuerte campo magnético e incluso en condiciones muy duras en el rango de temperaturas [3]

Por otro lado, en los casos altamente no lineales, donde el proceso es relativamente lento (los cambios tienen lugar en el orden de milisegundos en lugar de microsegundos), los sistemas de control basados en métodos difusos permiten a menudo que el diseño del controlador sea mucho más simple que sus homólogos clásicos de la familia PID [1].

Debido a la naturaleza inherentemente lenta de la mayoría de las aplicaciones a procesos donde se usa un PLC de propósito general, el método de control difuso ofrece una alternativa a los controladores de la familia PID. La lógica difusa proporciona al PLC la capacidad de tomar decisiones razonadas sobre un proceso [4].

Se puede lograr un control preciso usando métodos de control difusos sin la necesidad de modelos matemáticos muy sofisticados. El paquete de software "S7-300 Fuzzy Control" ofrece un producto completo para la creación de funciones de control para ser utilizado en la solución de tareas de automatización [5].

Se impone, entonces, la necesidad de "aterrizar" los conceptos de la lógica difusa de manera tal que sean más populares y amigables para los ingenieros automatizadores industriales encargados de diseñar la automatización industrial, implementarla y programar los PLCs.

El diseño de los controladores por lógica difusa comúnmente involucra un filtro, el mismo que puede ser del tipo proporcional, proporcional derivativo o proporcional integral derivativo, o como se le puede denominar un filtro del tipo PID [6]. Al adicionar un filtro de tales características el controlador difuso adquiere propiedades dinámicas que antes no tenía. Estas propiedades dinámicas de alguna manera se manifiestan en la ubicación

de los polos del sistema a lazo cerrado de manera tal que se logre la estabilidad, la exactitud y la rapidez en el seguimiento de los cambios en la referencia.

Al decir de Astrom [7] estas cualidades de los sistemas a lazo cerrado no son las únicas que deben ser analizadas, y en consecuencia, tener en cuenta para el diseño robusto de los sistemas a lazo cerrado con realimentación negativa. Se impone la necesidad de analizar el comportamiento del sistema desde los puntos de vista de la salida respecto de los cambios en la referencia y las perturbaciones y los ruidos de medida, así como también desde los puntos de vista del control respecto de los cambios anteriormente mencionados, o sea se requiere analizar “la banda de los cuatro” [7].

Luego, la adición del filtro del tipo PID determina como máximo tres parámetros que se pueden utilizar para el ajuste del controlador del tipo difuso PID. Al decir de Passino [6] estos parámetros son de escalamiento  $(g_0, g_1, g_2)$  y demuestra la influencia de ellos sobre el comportamiento del sistema de control de la posición vertical del péndulo invertido.

En [6] se proporciona un resumen de algunas pautas básicas para el diseño de los controladores difusos que se resumen a continuación:

Si el controlador del tipo PID proporciona buen desempeño no pruebe con un controlador difuso; de lo contrario pruebe otros enfoques de control convencionales, por ejemplo adelanto-atraso, realimentación de estados, etc. y verifique el desempeño adecuado. Si alguno de estos controladores satisface los requerimientos no pruebe con el controlador difuso. De lo contrario:

- 1) Tenga cuidado de elegir las entradas adecuadas al controlador difuso. Evaluar cuidadosamente si necesita entradas proporcional, integral y derivativa (utilizando las ideas estándares de ingeniería de control).
- 2) Especificar la mejor respuesta del controlador difuso en la manera más simple posible (no añadir entradas, reglas o funciones de pertenencia hasta que sepa que las necesita).
- 3) Intente sintonizar el controlador difuso usando las ganancias de escala
- 4) Trate de añadir o modificar las reglas y funciones de pertenencia para caracterizar con mayor precisión la mejor manera de controlar la planta (esto a veces puede requerir una información valiosa sobre la física de la planta).

- 5) Si hay un comportamiento no suave o castañeteo, es posible que tenga una ganancia demasiado alta en una entrada al controlador difuso (o tal vez la ganancia de salida es demasiado alta). Un ajuste de la ganancia de entrada demasiado alta hace que las funciones de pertenencia saturan para valores muy bajos, que pueden dar lugar a oscilaciones (es decir, a ciclos límite).
- 6) A veces la adición de más funciones y reglas pueden ayudar. Estos pueden proporcionar un control "fino" (o "de mayor granularidad"), que a veces puede reducir el castañeteo o las oscilaciones.
- 7) A veces es mejor diseñar primero un controlador lineal, a continuación, elija las ganancias de escala, las funciones de pertenencia y la base de reglas para que, cerca del origen (es decir, para las entradas pequeñas del controlador), la pendiente de la superficie de control coincida con la pendiente del controlador lineal.

## **1.2 Descripción del problema**

El tema del presente Trabajo de Titulación se enfoca en el estudio sistemático de los controladores difusos del tipo PID, los mismos que proporcionan un gran número de parámetros de diseño [6].

Se trata de proponer una guía para la elección de las funciones de pertenencia (forma), y la distribución en el universo de discurso, así como una metodología de diseño de la base de reglas aplicada en el diseño de cinco controladores difusos y su posterior ajuste mediante simulación aplicados a los modelos más empleados en la literatura publicada en revistas de alto impacto como son los modelos con dinámicas complejas (retardo de transporte, dinámicas inversas, etc.) de segundo orden [7].

## **1.3 Solución propuesta**

La solución propuesta al problema del diseño se limita a los controladores difusos con una dinámica dada por un filtro del tipo PID. La misma se obtendrá dando respuestas a las preguntas relacionadas con el diseño de la lógica difusa en sí, ellas son: ¿qué forma de función de pertenencia es la más adecuada?, ¿cómo dividir el universo de discurso para las medidas y para la salida?, ¿Se debe diseñar un controlador difuso lineal o uno

no lineal para estos tipos de modelos de procesos? y ¿Qué controlador difuso es equivalente al controlador PID?

Para el diseño de los controladores difusos también será preciso dar respuesta a las preguntas ¿Es siempre la superficie de transformación entradas/salida un plano en el espacio del controlador difuso?, ¿se debe diseñar un controlador difuso lineal o uno no lineal para estos tipos de modelos de procesos?

En lo que respecta a los fenómenos de embalamiento del integrador cabe preguntar ¿Está presente el windup en el accionar de los controladores difusos?

Sobre los procesos a modelar se trata de representar las dinámicas empleando el formalismo de entrada salida que proporciona la función de transferencia (enfoque linealizado del proceso) y verificar el desempeño con modelos de la saturación en el actuador elemento esencial en casi todos los procesos industriales.

Las bondades de los controladores diseñados se comprobarán por simulación empleando Simulink de Matlab®.

#### **1.4 Objetivo general**

Diseñar controladores difusos empleando los parámetros de las funciones de pertenencia, la base de reglas y los métodos de ajuste de las escalas del controlador difuso dinámico controlando modelos de segundo orden en general.

#### **1.5 Objetivos específicos**

1. Discutir los modelos de procesos de primer y segundo órdenes sub amortiguados, sobreamortiguados, con integrador con retardo de transporte o de fase no mínima.
2. Presentar los conectivos del antecedente y los métodos de desdifusificación más empleados en el control con lógica difusa.
3. Diseñar controladores de la familia PID difusos para el control de los modelos de procesos de primer orden.

4. Diseñar controladores de la familia PID difusos para el control de los modelos de procesos de segundo orden y de segundo orden con integrador.
5. Discutir los resultados obtenidos por simulación del desempeño de los controladores diseñados y ajustados de la familia PID difusos.

## 1.6 Metodología

El control difuso es un método de control basado en lógica difusa. La lógica difusa puede ser descrita simplemente como "cálculo con palabras en lugar de números" y el control difuso se puede describir simplemente como el "control con frases en lugar de ecuaciones". Un controlador difuso puede incluir reglas empíricas, lo cual es especialmente útil en las plantas controladas por un operador.

La lógica difusa trabaja con las llamadas variables lingüísticas las mismas que representan, en palabras, las variables de entrada y de salida del sistema que se desea controlar. Para un horno, es posible que se tengan dos variables lingüísticas de entrada, la temperatura actual y la temperatura deseada y una variable lingüística de salida la temperatura del horno. Cada variable lingüística tiene un rango de valores esperados. Por ejemplo, el rango de la temperatura actual podría ser de 0 a 200 grados. El rango para la temperatura deseada puede ser de 50 a 80 grados.

Un controlador difuso requiere por lo menos una variable lingüística de entrada y una variable lingüística de salida. Los términos lingüísticos representan en palabras las categorías para los valores de las variables lingüísticas. Así, las variables lingüísticas "temperatura actual" y "temperatura deseada" pueden incluir los términos lingüísticos *frio*, *moderado* y *calor*. La variable lingüística temperatura del calentador podría incluir los términos lingüísticos: *desconectado*, *baja* y *alta*. Las funciones de pertenencia son funciones numéricas correspondientes a los términos lingüísticos.

Las Reglas describen, en palabras, las relaciones entre las variables lingüísticas de entrada y de salida basadas en sus términos lingüísticos. Así, un controlador difuso típico se desarrolla mediante reglas. Por ejemplo:

1. Si el error es Neg y el cambio en el error es Neg entonces la salida es NB

2. Si el error es Neg y el cambio en el error es Zero, entonces la salida es NM

El conjunto de reglas se denomina una base de reglas. Las reglas están en el formato conocido si-entonces (if-then), y formalmente el lado if se llama condición y el lado then se llama conclusión (con más frecuencia, el par se llama antecedente-consecuente o premisa-conclusión).

El valor de entrada "Neg" es un término lingüístico abreviado de la palabra negativo, el valor de salida "NB" significa negativo grande y "NM" negativo medio. La computadora es capaz de ejecutar las reglas y calcular una señal de control en función de las entradas medidas error y cambio en el error, por ejemplo.

En un controlador basado en reglas la estrategia de control se almacena en un lenguaje más o menos natural y se almacena en una base de reglas en oposición a una descripción basada en ecuaciones. Un controlador basado en reglas es fácil de entender y fácil de mantener por un usuario final no especializado.

El controlador difuso presenta generalmente la estructura mostrada en la figura 1.1. Los componentes específicos de este controlador son un bloque de difusificación de los valores reales de entrada, el conjunto de reglas o base de reglas y el motor de inferencias. Para trasladar los resultados difusos a valores reales se tiene el bloque de desdifusificación.

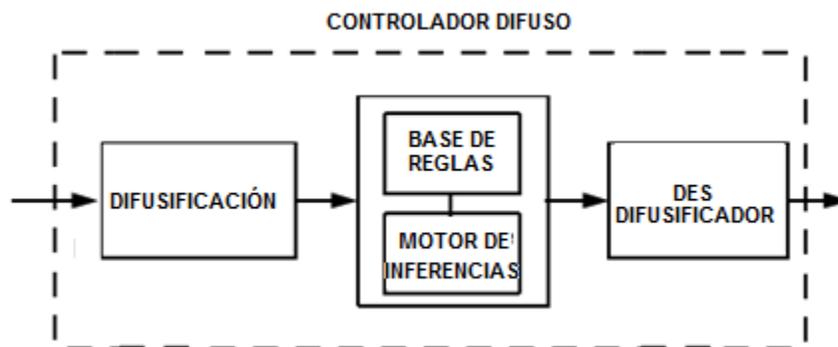


Figura 1. 1 Componentes específicos del controlador difuso.

La difusificación de los valores reales se lleva a cabo empleando los denominados universos de discurso los cuales a su vez se subdividen en valores lingüísticos, los mismos que caracterizan la intensidad de la variable de entrada medida.

Así, el bloque de difusificación armoniza los datos de entrada con las premisas de las reglas para determinar qué tan bien la premisa de cada regla coincide con el escenario particular de entrada. Hay una función de pertenencia para cada término lingüístico que se aplica a la variable de entrada. Los términos lingüísticos se derivan de las expresiones coloquiales usadas por el operador, experto en el control manual del proceso.

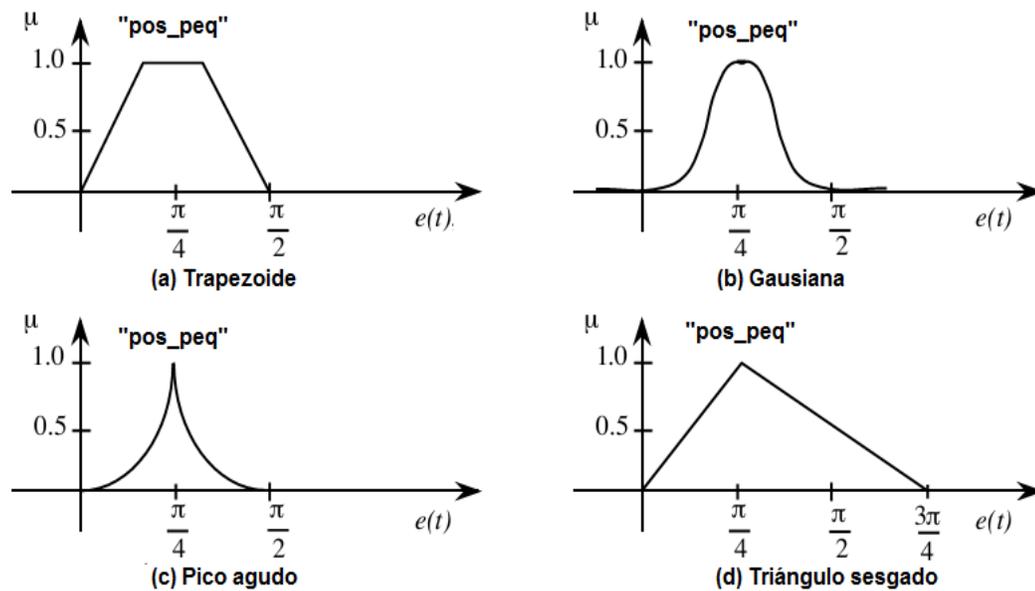


Figura 1. 2 Formas posibles de las funciones de pertenencia.

La figura 1.2 muestra algunas de las posibles formas que pueden adoptar las funciones de pertenencia.

En el bloque de difusificación se cuantifica el significado de los valores lingüísticos utilizando "funciones de pertenencia". Consideremos, por ejemplo, la figura 1.2, donde se muestra un gráfico de las posibles funciones de pertenencia, habitualmente denominada  $\mu$  frente a la medida del error  $e(t)$  que tiene un significado especial. La función  $\mu$  cuantifica la certeza de que  $e(t)$  pueda clasificarse lingüísticamente como "pos\_peq." Para entender la forma en que funciona una función de pertenencia, lo mejor es realizar un análisis de caso en el que se muestra cómo interpretar el funcionamiento para varios valores de  $e(t)$ .

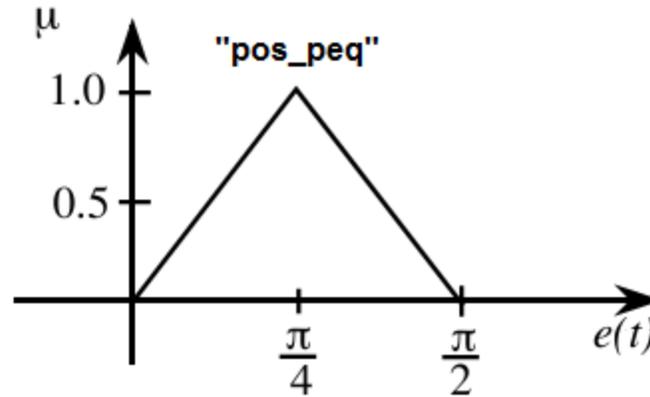


Figura 1. 3 Función de pertenencia triangular.

La función de pertenencia mostrada en la figura 1.3 tiene una descripción analítica dada por la expresión (1.1)

$$\mu_{pos\_peq}(e(t)) = \begin{cases} 0; & \forall e \leq 0 \\ \frac{4}{\pi}e; & 0 < e \leq \frac{\pi}{4} \\ 2 - \frac{4}{\pi}e; & \frac{\pi}{4} < e \leq \frac{\pi}{2} \\ 0; & \forall e > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (1.1)$$

Supóngase que el valor real de la variable medida  $e(t)$  es igual a  $\frac{\pi}{8}$ , entonces:

$$\mu_{pos\_peq}(e(t)) = \frac{4}{\pi}e = \frac{4}{\pi} * \frac{\pi}{8} = 0.5$$

Este valor significa que con una certeza de 0.5 el valor  $\frac{\pi}{8}$  pertenece al conjunto de valores pos\_peq.

Supóngase ahora que el valor real de la variable medida  $e(t)$  es igual a  $\frac{5\pi}{16}$ , entonces:

$$\mu_{pos\_peq}(e(t)) = 2 - \frac{4}{\pi}e = 2 - \frac{4}{\pi} * \frac{5\pi}{16} = 2 - \frac{5}{4} = 0.75$$

Este valor significa que con una certeza de 0.75 el valor  $\frac{5\pi}{16}$  pertenece al conjunto de valores pos\_peq. Entonces hay más certeza de que el valor  $\frac{5\pi}{16}$  pertenezca al conjunto

pos\_peq y menos certeza de que el valor  $\frac{\pi}{8}$  pertenezca a ese mismo conjunto difuso. De esta manera funciona la cuantificación difusa.

Se define “soporte” o base del conjunto difuso (término difuso) al conjunto de puntos sobre el universo de discurso donde la función de pertenencia toma valores mayores que cero.

Los soportes de los términos difusos pueden solaparse (superponerse o tener traslape), como se muestra en la figura 1.4. En estos casos las funciones de pertenencia pueden también solaparse. Algunas definiciones que serán útiles en lo adelante son [8]:

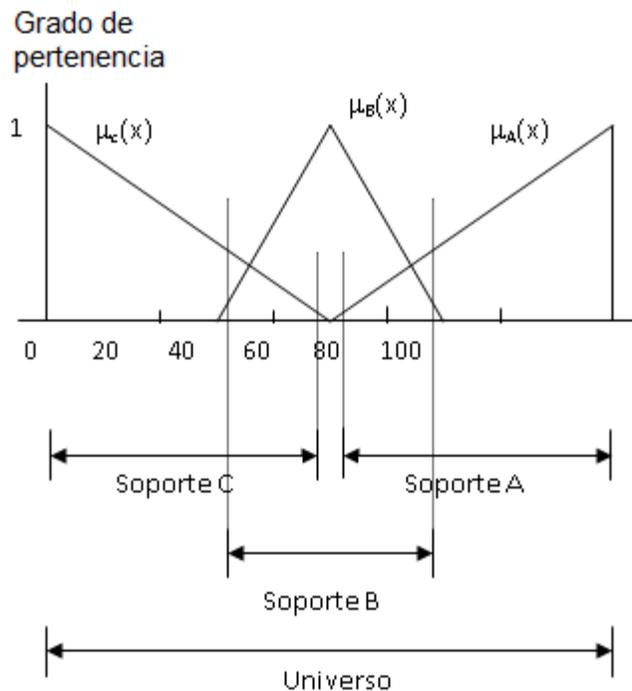


Figura 1. 4 Solapamiento de las funciones triangulares.

#### Altura de un conjunto difuso

Es el valor máximo que tiene la función de pertenencia. Si la altura del conjunto es 1, al conjunto difuso se le denomina Conjunto Difuso Normal.

### Centro de un conjunto difuso

Es el valor promedio de todos los elementos del conjunto con grado de pertenencia igual a la altura. Si el valor promedio es positivo infinito (negativo infinito) entonces el centro se define como el más pequeño (más grande) de todos los elementos con el valor de grado de pertenencia máximo.

Dos conjuntos difusos son iguales si y solo si (sii):

$$\mu_A(x) = \mu_B(x) \quad \forall x \in U$$

La unión de dos conjuntos difusos A y B es un conjunto difuso C dado por

$$C = A \cup B$$

Donde

$$\mu_C(x) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) = \max [\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad \forall x \in U \quad (1.2)$$

En la figura 1.5 se muestra la operación lógica difusa unión "o" (**OR**) y en 1.6 la intercepción "y" (**AND**).

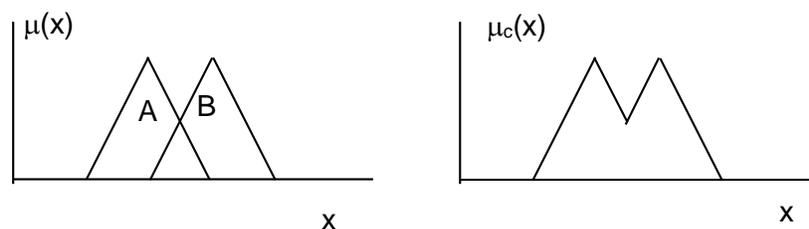


Figura 1. 5 Conjunto difuso  $C = A \cup B$ .

La intersección de dos conjuntos fuzzy A y B es un conjunto C dado por  $C = A \cap B$

Donde

$$\mu_C(x) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) = \min [\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad \forall x \in U \quad (1.3)$$

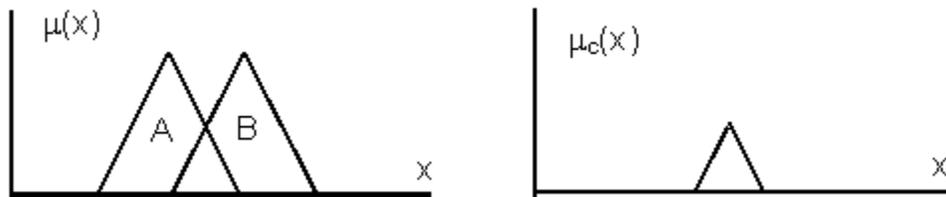


Figura 1. 6 Conjunto fuzzy  $C = A \cap B$ .

La distribución de las funciones de pertenencia no tiene que ser equitativa en el universo de discurso. De igual forma las funciones de pertenencia en un universo de discurso no tienen que ser todas iguales ni por forma, ni por soporte. En las figuras 1.7 y 1.8 se

muestran diferentes distribuciones y soportes de las funciones de pertenencia en un universo de discurso genérico [8].

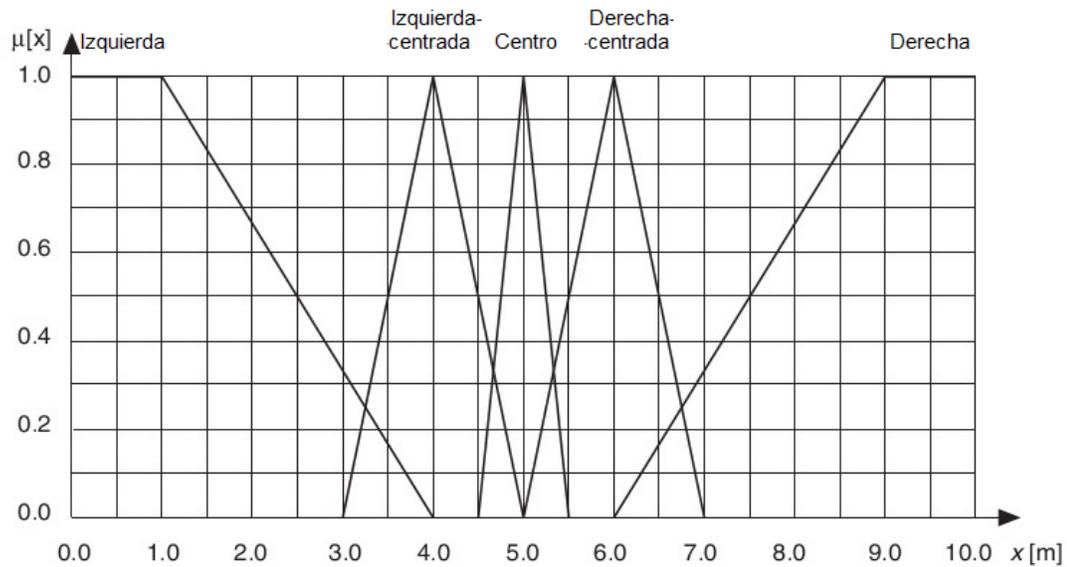


Figura 1. 7 Distribución irregular de 5 diferentes funciones de pertenencia por soporte y forma.

Las operaciones (1.2) y (1.3) serán empleadas en la determinación de valores para las premisas y para la determinación de los valores finales en los consecuentes.

Un procedimiento para obtener la salida difusa de la base de conocimiento es el siguiente:

1. Determinar el nivel de disparo de cada una de las reglas,
2. Determinar la salida para cada regla,
3. Agregar las salidas de las reglas individuales para obtener la salida total del sistema.

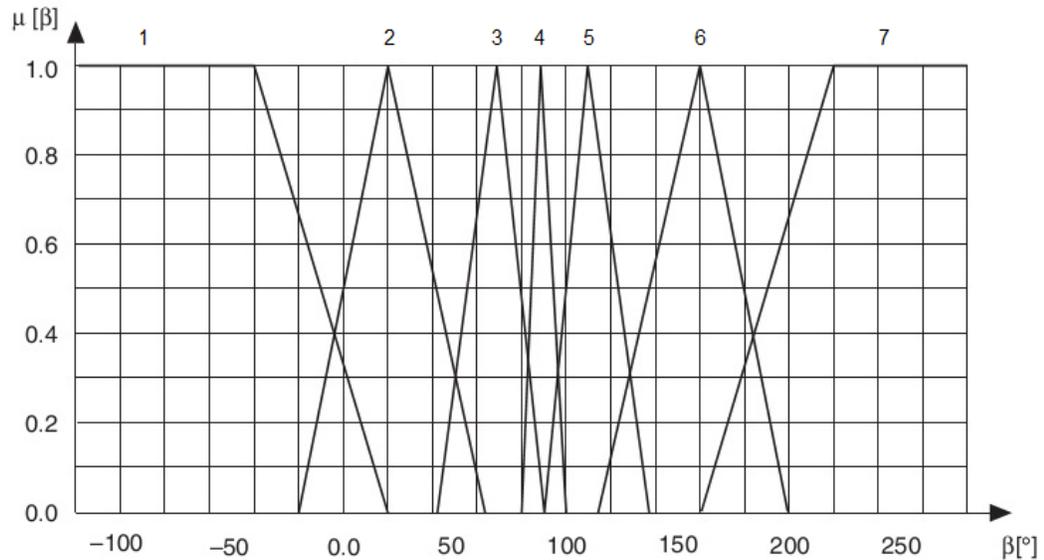


Figura 1. 8 Distribución irregular de 7 diferentes funciones de pertenencia por soporte y forma.

El nivel de disparo de cada regla está determinado por la satisfacción de cada componente del antecedente, o sea por los valores de los grados de pertenencia y por el tipo de conexión entre los antecedentes de la regla. En el caso explicado aquí existe una conexión conjuntiva **AND** entre las entradas en la parte del antecedente de cada regla individual. Para combinar estos dos niveles se puede emplear la operación  $\min(\wedge)$ , por ejemplo sean el error  $e(t)$  y el cambio del error  $\Delta e(t)$  las variables lingüísticas de entrada y la fuerza la variable lingüística de salida, entonces:

$$\mu_C(x) = \mu_e(e(t)) \wedge \mu_{\Delta e}(\Delta e(t)) = \min [\mu_e(e(t)), \mu_{\Delta e}(\Delta e(t))]$$

Sean las reglas involucradas las representadas en la figura 1.9 para las variables lingüísticas anteriormente mencionadas:

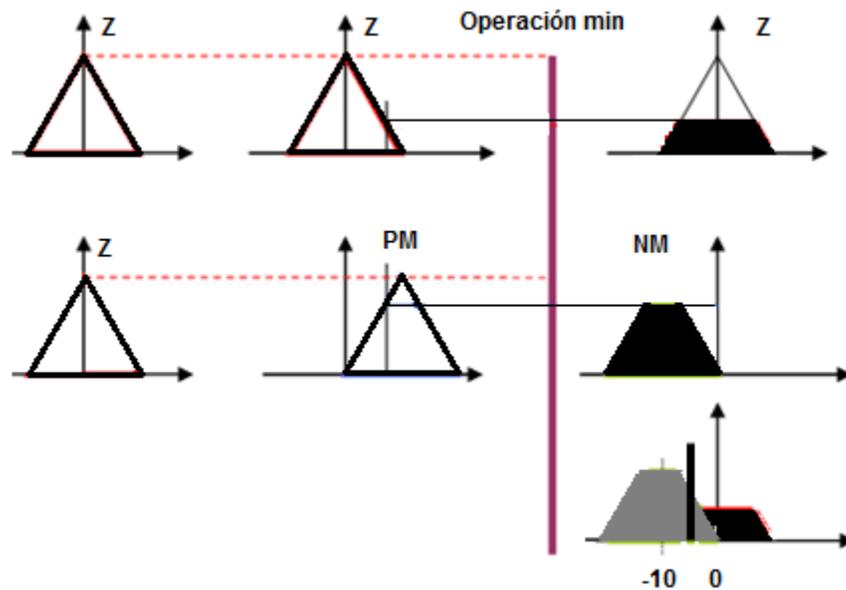


Figura 1. 9 Desdifusificación mediante las operaciones de mínimo en los antecedentes y agregación en el consecuente.

La primera de ellas se describe como sigue:

**IF error es Z AND cambio del error es Z THEN fuerza es Z**

Como las dos partes del antecedente de la regla están unidas por una operación lógica **AND** el nivel de disparo de esta regla sería:  $\mu_1(x) = \min[1, 0.75] = 0.75$

Para la segunda regla:

**IF error es Z AND cambio del error es PM THEN fuerza es NM**

Como las dos partes del antecedente de la regla están unidas por una operación lógica **AND** el nivel de disparo de esta segunda regla es:  $\mu_2(x) = \min[1, 0.25] = 0.25$

La recomendación de la primera regla es que la fuerza debe ser Z y la recomendación de la segunda es que la fuerza debe ser NM, o sea en estas reglas se definen las funciones de pertenencia que deben ser activadas en la salida del Controlador Lógico Difuso para cada combinación de valores (**Z, Z  $\rightarrow$  Z**) o (**Z, PM  $\rightarrow$  NM**) si son ciertos sus antecedentes.

La conclusión alcanzada para la primera regla implica un conjunto difuso que vendrá dado por un mínimo, a saber

$$\mu_{(1)}(u) = \min[0.75, \mu_z(u)]$$

La conclusión alcanzada para la segunda regla implica otro conjunto difuso que vendrá dado por el mínimo,  $\mu_{(2)}(u) = \min[0.25, \mu_{NM}(u)]$  o sea, ambos resultados son *conjuntos difusos implicados* por sus respectivas conclusiones. Nótese que para la obtención de los *conjuntos difusos implicados* se pudo haber empleado la operación producto en lugar de la operación mínimo. Por otro lado la función de membresía  $\mu_{(1)}(u)$  ( $\mu_{(2)}(u)$ ) es función de la variable de salida  $u$  y la operación de mínimo generalmente recorta por arriba a las funciones de membresía  $\mu_z(u)$  y  $\mu_{NM}(u)$  para producir los *conjuntos difusos implicados*. Para diferentes valores del error y de su cambio las funciones tomarán diferentes valores o sea cambian con el tiempo.

Las operaciones indicadas proporcionan que los conjuntos difusos de salida sean cortados por arriba como se muestra en la fig. 1.9, donde se refleja el proceso completo del controlador difuso (difusificación de las entradas, inferencia difusa y desdifusificación).

Finalmente, la desdifusificación ocurre por uno de los siguientes métodos [9]:

1. Centro de las Áreas (CoA),
2. Centro de las Áreas modificado (MCoA),
3. Centro de las Sumas (CoS),
4. Centro de los Máximos (CoM),
5. Media de los Máximos (MoM).

Hasta aquí se ha expuesto brevemente los soportes fundamentales de la lógica difusa y del funcionamiento de los controladores difusos. Es claro que existen varios parámetros dentro del controlador difuso que pueden ser seleccionados o no para el diseño del controlador lógico difuso. El tema del presente Trabajo de Titulación es precisamente descubrir cómo influyen algunos de estos parámetros en los resultados del control de diferentes modelos matemáticos lineales y no lineales.

## CAPÍTULO 2

# ESTADO DEL ARTE EN EL DISEÑO DE CONTROLADORES DIFUSOS

Se estudia un número considerable de artículos publicados en revistas científicas indexadas que ponen de manifiesto no sólo lo que se ha hecho en el diseño de los controladores difusos, sino que además proporcionan las líneas actuales de desarrollo. Estos artículos van desde finales del siglo pasado hasta la actualidad. Se formula el concepto de controlador difuso estático y se fundamenta el concepto de controlador difuso dinámico.

### 2.1 Introducción

Durante los últimos años, el control difuso ha surgido como una de las áreas más activas y fructíferas para la investigación en la aplicación de la teoría de conjuntos difusos.

La investigación pionera de Mamdani y sus colegas sobre el control difuso fue motivada por los trabajos seminales de Zadeh sobre el enfoque lingüístico y el análisis de sistemas basados en la teoría de los conjuntos difusos.

La literatura en el control difuso ha estado creciendo rápidamente en los últimos años, lo que hace difícil presentar una revisión exhaustiva de la amplia variedad de aplicaciones que se han hecho. Menor cantidad de artículos y resultados de investigaciones se encuentran publicados sobre el diseño del controlador difuso.

El diseño del controlador difuso y la influencia de los parámetros de diseño en el control de diferentes tipos de modelos matemáticos de plantas es precisamente el enfoque principal de este Trabajo de Titulación. También se presenta la recopilación encontrada sobre la metodología de diseño del Controlador de Lógica Difusa (FLC por sus siglas en inglés) y se señalan los problemas que aun necesitan más investigación, incluyendo las estrategias de difusificación y des difusificación, la

obtención de los soportes de datos y las reglas de control difusas, la definición de una implicación difusa y el análisis de los mecanismos de razonamiento difusos.

## **2.2 Estado del arte en el diseño de los controladores difusos**

En [10] se describe un experimento sobre la síntesis "lingüística" de un controlador para una planta industrial modelo (un generador de vapor). La lógica difusa se utiliza para convertir las reglas de control heurísticas establecidas por un operador humano en una estrategia de control automático. El experimento se llevó a cabo para investigar la posibilidad de la interacción humana con un controlador por aprendizaje. Sin embargo, la estrategia de control lingüísticamente organizada demostró ser mucho mejor de lo esperado. Un esquema que contiene 24 reglas se implementó en el ordenador y se aplicó a la planta generadora de vapor. Con fines de comparación se implementó y se aplicó a la misma planta un controlador digital. Con el controlador digital se requirieron muchas ejecuciones para ajustar el controlador y obtener el mejor rendimiento. Este ajuste se hizo por prueba y error. Se obtuvieron resultados de muchas corridas con diferentes puntos de referencia. La calidad del control con el controlador difuso fue mejor que el mejor control obtenido con el controlador digital.

En [11] se presenta un método de control de una planta mediante un algoritmo difuso. Este método requiere la descripción completa de la política de control mediante las reglas lingüísticas, las cuales se obtienen la mejor política en el tiempo de ejecución. Los resultados sugieren que el método es útil cuando la planta está sujeta a cambios en los parámetros en el tiempo y en presencia de perturbaciones no medibles. Se ha implementado un enfoque prescriptivo para obtener la mejor política de control de un controlador difuso durante el tiempo de ejecución. El sistema en general es esencialmente una forma de control adaptativo que converge muy rápidamente. Incluso cuando la banda prescrita es demasiado estrecha para que emerja una política convergente, la trayectoria de la salida tiende a permanecer muy cerca del punto de consigna. Esto sugiere que el algoritmo de prescripción de control adaptable debería resultar en un mejor desempeño cuando la planta está sujeta a variaciones de los parámetros en el tiempo y perturbaciones no medibles. Sin embargo, las propiedades del algoritmo son objeto de más investigaciones.

En [12] el objetivo es estudiar el campo de aplicación de la lógica difusa en la síntesis de controladores para plantas dinámicas. Varios grupos de investigadores estudian diversos aspectos de los controladores difusos. Por cada uno de estos grupos se da una breve descripción del área de investigación emprendida. La lista de referencias da una visión amplia de la investigación en curso sobre los controladores borrosos. Se mencionan algunos de los problemas que subyacen en la aplicación real de los controladores difusos: el uso de heurísticas en los controladores y la cuestión de obtener un conjunto eficaz de reglas para una planta dada. Concluyen que en los controladores lingüísticos que se están estudiando las técnicas adaptativas pueden proporcionar un enfoque útil y posible. Abordan el método desde una perspectiva muy práctica y, de hecho, existe un consenso entre ellos de que el método es prácticamente viable. Por supuesto, han sido críticos del enfoque y la pregunta subyacente es si la heurística debe ser formalmente utilizada para controlar ciertos tipos de plantas industriales.

En [13], se plantea que en la mayoría de las aplicaciones del control los conjuntos difusos e incluso las propias reglas han sido elegidos subjetivamente con pocos comentarios sobre sus orígenes aparte de que reflejan la política de control lingüístico de un buen operador. El principal propósito de este artículo es discutir mediante ejemplos la selección y el ajuste de parámetros subsecuente para el controlador de lógica difusa con más detalles. Esta revisión del controlador de lógica difusa típica identificó los parámetros a especificar antes de su aplicación. Varios ejemplos ilustran que la selección de los parámetros no es totalmente subjetiva y que el sentido común que relaciona los requisitos de diseño, la resolución del controlador y el ruido y el rango de las variables de proceso usualmente dicta su especificación. Se revisan y se han examinado con algunos detalles los métodos y las ayudas de diseño para el ajuste inicial de un controlador de lógica difusa para mostrar tanto sus capacidades como sus limitaciones. Finalmente, vale la pena destacar que la gran cantidad de parámetros del controlador de la lógica difusa realza su flexibilidad y debe ser considerado como una ventaja más que un obstáculo.

El término genérico cuantificador difuso se emplea en [14] para denotar la recopilación de cuantificadores en lenguajes naturales cuyos elementos representativos son: varios, la mayoría, mucho, no muchos, pocos, bastante, gran número, pequeño

número, cerca de cinco, aproximadamente diez, frecuentemente, etc. En el enfoque de los autores, tales cuantificadores se tratan como números difusos que pueden manipularse mediante el uso de la aritmética difusa y más generalmente de la lógica difusa. Un concepto que desempeña un papel esencial en el tratamiento de los cuantificadores difusos es el de la cardinalidad de un conjunto difuso. Mediante el uso de este concepto, el significado de una proposición que contiene uno o más cuantificadores difusos puede representarse como un sistema de restricciones flexibles cuyo dominio es una colección de relaciones difusas en una base de datos relacional.

El artículo presentado en [15] se divide en dos partes. El análisis de los parámetros estructurales del FLC se aborda en la Parte I con un breve resumen de algunos de los conceptos relevantes en la teoría de conjuntos difusos. Se describe la idea principal del FLC y las estrategias de difusificación. Se discute además la construcción de la base de datos de un FLC y se explica la base de reglas y las técnicas de modificación de las mismas. Encontramos además una revisión del FLC; se describe una metodología general para construir un FLC y evaluar su funcionamiento; se señalan los problemas que requieren más investigación. Se incluye una discusión de las estrategias de difusificación y des difusificación, la obtención de la base de datos, las reglas de control difuso, la definición de implicación difusa y un análisis de los mecanismos de razonamiento difuso. El segundo artículo [16] se dedica a los aspectos básicos de la lógica de toma de decisiones del FLC, las definiciones de una implicación difusa, los operadores de composición, las interpretaciones de las sentencias, se establecen las operaciones teóricas para los conectivos "y" y "también", se investigan los mecanismos de inferencia difusa, y se discuten las estrategias de des difusificación. Se presentan brevemente algunas de las aplicaciones representativas del FLC, desde el laboratorio hasta el control de procesos industriales. Finalmente, se plantean los problemas sin resolver y se discuten otros desafíos en este campo.

En Pedrycz [17], se analiza cierta motivación teórica detrás del uso común de las funciones de pertenencia triangular (y trapezoidal). Los estudios se completan dentro de un marco conceptual del modelo difuso cuya estructura comprende interfaces de entrada y salida unidas a un solo Módulo de Transformación destinado a procesar la

información lingüística. Primero se analiza la arquitectura del modelo difuso y luego se formulan los criterios básicos para el procesamiento de la información en la interfaz del modelo y, finalmente, presentar algunos esquemas de optimización. Se demuestran las bondades de las funciones de pertenencias triangulares y trapezoidales en el caso de las interfaces de entrada y el criterio de reconstrucción de error cero para la interfaz de salida. Piegat [18], presenta una serie de problemas poco claros, no resueltos o parcialmente resueltos de la lógica difusa, que dificultan la transformación precisa del conocimiento experto sobre el control adecuado de una planta en un controlador difuso. Estos problemas vagos comprenden la realización de operaciones lógicas y aritméticas y otro problema básico, es decir, la construcción de funciones de pertenencia. El documento también indica cómo algunos de los problemas anteriores pueden ser resueltos. En [19] se propone un controlador adaptativo de lógica difusa (AFC) basado en funciones de pertenencia difusa de intervalo (IMF) para los sistemas de suspensión activa no lineal de vehículos empleando el algoritmo de optimización de enjambre de partículas (PSO). Las funciones de pertenencia se utilizan en el diseño del Controlador Adaptativo Difuso (CAD) para tratar no sólo la no linealidad y la incertidumbre causada por las irregularidades del camino y las perturbaciones no predecibles, sino también por la incertidumbre potencial del conocimiento y la inexperiencia del diseñador. La estrategia adaptativa está diseñada para autoajustar la fuerza activa entre los límites inferior y superior de los intervalos difusos de salida. Un estudio de caso basado en la suspensión activa de un modelo de cuarto de carro demuestra que el controlador difuso adaptativo propuesto supera significativamente a los controladores difusos convencionales de una suspensión activa y una suspensión pasiva. Hui-gui y otros [20] propuso un método de ajuste analítico para el controlador difuso PID utilizado en el predictor de Smith con el fin de extender su aplicación y mejorar su robustez. El controlador PID difuso (FPID) se expresa como un control de modo deslizante. Basado en la teoría de Lyapunov, el predictor de Smith se analiza en el dominio del tiempo. Los parámetros del controlador PID difuso se obtienen usando la teoría de control lineal tradicional y la teoría de control de modo deslizante. Los experimentos se implementaron por simulación. Los resultados de la simulación muestran que el esfuerzo de control, la robustez y la estabilidad del controlador PID difuso son mejores que los del controlador Smith predictor con PID normal. En [21] se definen qué parámetros de un controlador difuso son los que han de ser adaptados, seleccionando

las funciones de pertenencia y/o las reglas dadas en el sistema difuso. Estos parámetros se ajustan automáticamente durante el proceso de control mediante una ley de adaptación. Se diseña en tres pasos el controlador difuso adaptativo: (i) se determinan los conjuntos difusos cuyas funciones de pertenencia cubren todo el espacio operativo para el control requerido; (ii) se utilizan algunas reglas difusas IF-THEN para construir una base de reglas inicial, en las cuales que algunos parámetros son libres de cambiar; (iii) se desarrolla una ley adaptativa para ajustar los parámetros, basada en la teoría de la estabilidad de Lyapunov para el control y la estabilización. La base de reglas es uno de los factores claves importantes en el diseño del controlador difuso. En [22] se presenta un método para seleccionar el tamaño de la base de reglas dependiendo de los parámetros no lineales del sistema. La importancia del método que se propone se prueba en un sistema de segundo orden altamente no lineal (manipulador robótico) usando soportes de reglas modificadas. Se desarrolla un criterio para la selección de la base de reglas dependiendo de la no linealidad, si el sistema es o no de Múltiples Entradas Múltiples Salidas (MIMO), si los parámetros son variables con el tiempo, etc. Se proporcionan los resultados gráficos y analíticos.

Un nuevo enfoque de control adaptativo utilizando sistemas de lógica difusa extendida sin reglas se presenta en [23]. Los sistemas de lógica difusa extendida sin base de reglas se utilizan para aproximar las incertidumbres. Se utilizan las leyes adaptativas para estimar las exactitudes de aproximación de sistemas de lógica difusa sin reglas, las constantes de Lipschitz de las funciones inciertas y el factor de escala respectivamente, no se estiman de manera directa los coeficientes de las funciones de base. En [24], el nivel de fluido en un tanque es controlado utilizando el concepto de lógica difusa. El controlador de lógica difusa diseñado toma información sobre el flujo de entrada y de salida al tanque manteniendo el nivel de fluido en su interior controlando la válvula de salida. El controlador se diseña con cinco reglas usando datos de dos entradas y una salida. El desempeño del control difuso se compara por simulación con el desempeño del controlador PID, siendo el primero superior al segundo.

### 2.3 La lógica difusa y los controladores difusos dinámicos

Como se plantea en el Capítulo 1, la lógica difusa puede tener varias entradas. Cuando el diseñador del controlador difuso considere que por las palabras del experto, el mismo analiza varias características de una variable, por ejemplo dos características: su valor actual y el valor del cambio con el tiempo, puede decidir que la lógica difusa debe tener dos entradas y que una de las entradas puede ser el cambio con el tiempo de la otra entrada. En este caso las entradas a la lógica se pueden representar como el valor actual de la variable y la primera derivada de la variable. Este simple ejemplo induce a los teóricos del control a pensar que el controlador difuso tendrá un comportamiento similar al controlador clásico tipo proporcional-derivativo o que se le ha adicionado al controlador difuso una dinámica para el control del modelo del proceso. De igual manera puede ser considerado una lógica difusa con carácter proporcional-integral o incluso con las tres propiedades clásicas del controlador PID. En el Capítulo 3 se analizarán las formas de diseñar tales controladores difusos y la aparición de las llamadas escalas del controlador difuso, las que se han equiparado con las ganancias proporcional, integral y derivativa de los controladores PID.

En [25] se encuentra un ejemplo de aplicación de los controladores lógicos difusos dinámicos. Se analiza un proceso de control continuo no lineal, con incertidumbres y perturbaciones de carga, tal como la caldera en la generación de energía eléctrica. Se destaca que el controlador convencional PID es el controlador de mayor uso en tales procesos, pero que presentan desempeños deficientes cuando ocurren fluctuaciones y surgen emergencias. Así, se desarrolla un control inteligente usando lógica difusa para tratar con la no linealidad del sistema y proporcionar un control preciso de la temperatura del vapor y nivel de agua de la caldera.

En Elayan, [26] se desarrolla un controlador de lógica difusa (FLC) heurístico capaz de impulsar el nivel de líquido en el depósito hasta un punto de referencia dado. Se explica el procedimiento de cómo diseñar un (FLC), utilizando la interfaz gráfica de usuario de MATLAB. Finalmente se compararon los resultados de simulación obtenidos con un controlador clásico PID siendo muy satisfactorios. Por otro lado en [27] se propone un controlador de nivel de agua simple basado en la lógica difusa con

base en el sistema de inferencia de Mandani. El nivel se controla en el domo de una caldera de una planta generadora de energía eléctrica. Se señala que el esquema del PID funciona satisfactoriamente en ausencia de cualquier perturbación al proceso. Cuando hay perturbaciones significativas del proceso, el esquema de control PID de 3 elementos no funciona bien debido a que no conoce los valores de las ganancias del PID para encarar el nuevo estado del proceso. Se propone un FLC de enfoque libre que observa la salida del esquema de control PID existente y los datos recopilados se utilizan para obtener conocimiento sobre el proceso. Este artículo muestra que el FLC ofrece un mejor desempeño en el rechazo de la perturbación del proceso en comparación con el esquema de control PID de 3 elementos. Tang y otros en [28] informan sobre su investigación en los sistemas de suspensión semi-activa de carro, en específico en el desarrollo de algoritmos de control avanzado. Se investiga el diseño de un controlador de estado basado en el observador Takagi-Sugeno para una suspensión semi-activa de un cuarto de vehículo con un amortiguador magnetoreológico y proporciona la prueba de la efectividad del controlador propuesto. Kaewwiset y otros en [29], presentan el sistema de control automático de temperatura y humedad mediante el uso del algoritmo de la lógica difusa para controlar la temperatura y la humedad apropiadas en un vivero de hongos. La señal de control para el pulverizador de niebla y para el calentador se obtiene a partir de la inferencia difusa programada en el controlador difuso diseñado. Informan que el sistema de control automático tiene buen control cuando se compara con el control manual. Khalesi en [30] investiga el control del nivel de glucosa en sangre y la tasa de administración automática de insulina en pacientes diabéticos del Tipo I, basado en el sistema regulador de glucosa-insulina considerando los retardos en el tiempo. El modelo no lineal con múltiple retardo de tiempo se linealiza alrededor de una condición nominal. El desempeño del controlador propuesto y la efectividad de considerar el retardo se verifican en simulaciones usando el modelo original del metabolismo de la glucosa-insulina.

En [31] Das y Das describen el diseño de un controlador de la temperatura ambiente y de la humedad en una habitación usando lógica difusa. Se propone un control con dos controladores de lógica difusa controlando la temperatura y la humedad cada uno. La entrada del primer controlador es la temperatura medida y el error entre esta temperatura medida y la referencia controlando la velocidad de los ventiladores.

Cuando la temperatura actual en la sala alcanza el punto de consigna, sirve como entrada para el segundo controlador de lógica difusa que controla la humedad. La humedad actual en porcentaje detectada por el sensor de humedad en la habitación sirve como segunda entrada al controlador.

En [32] Pitalúa-Díaz y otros presentan una estrategia para reducir las peligrosas concentraciones de benceno en el interior de pequeños talleres mediante el uso de un controlador de lógica difusa. La sala cerrada se separa en dos zonas definidas usando el modelo de campo cercano/campo lejano. A partir del conocimiento del modelo se diseñó un controlador difuso de Mamdani para mantener la concentración de benceno dentro de niveles seguros para los trabajadores. Se determina el ciclo de trabajo por un modulador de ancho de pulsos (PWM), lo cual controla la velocidad de los motores de corriente continua de los ventiladores de extracción, manteniendo así la concentración de benceno en el aire dentro de la norma establecida por la EPA (0.03 mg/m<sup>3</sup>). Los resultados de la simulación muestran que el control difuso propuesto puede asegurar la calidad del aire interior en este tipo de ambientes de trabajo.

En [33] Mahapatro y otros, proponen un controlador proporcional integral difuso adaptativo (AFPI) para el control de nivel de líquido en tiempo real de un sistema de control de nivel de líquido en tanques acoplados. Los parámetros del controlador difuso adaptativo son explícitamente adaptados por la base de la regla difusa elegida. La ganancia del algoritmo propuesto se adapta implícitamente empleando la variación de las salidas de FLC. El desempeño del algoritmo del controlador propuesto se ha comparado con el del controlador PI convencional. La simulación y los resultados experimentales afirman que el desempeño de la propuesta del controlador difuso adaptativo PI (AFPI) ofrece mejor acción de control que el controlador PI convencional.

Un controlador PD+I (FPD+I) híbrido difuso de fuerza y de la posición con dinámica no especificada de un manipulador robótico en ambiente limitado se diseña en [34] por Chaudhary y otros. El controlador FPD+I se utiliza como controlador principal para ajustar las ganancias del PID a lo largo de todo el proceso de seguimiento de la trayectoria.

En [35] se propone un diseño de controlador difuso considerando varios parámetros de entrada para el control de Aire Acondicionado. Teniendo en cuenta los parámetros de entrada, se modifica en gran medida el funcionamiento del Aire Acondicionado (AA) y se reduce el consumo de energía eléctrica del compresor/ventilador del AA mientras se utilizan todos los recursos disponibles de manera eficiente.

En [36] se el proceso no lineal de producción de penicilina con incertidumbres de los parámetros lo cual hace que este proceso sea difícil de controlar. En el trabajo se desarrolla y prueba un sistema de control difuso multivariable utilizando conjuntos difusos de tipo 2 para el control del pH y la temperatura. El desempeño se compara mediante simulación con el de un sistema de control de lógica difusa tipo 1 y el de un sistema de control con controladores tradicionales PID. Los controladores difusos se optimizan utilizando un algoritmo ANFIS. Los mejores resultados se obtienen con el controlador Tipo 2 FLC, particularmente cuando hay incertidumbres en el sistema de control.

Los procesos biotecnológicos, en particular los procesos de fermentación, desempeñan un importante papel tecnológico y económico en las etapas de producción del sector de alimentos y bebidas. Los biosistemas contienen organismos vivos por lo tanto subyacen determinadas dinámicas del proceso, con un comportamiento no lineal y variable con en el tiempo. Además, las condiciones iniciales del procedimiento no pueden mantenerse constantes y por lo tanto no se puede conseguir una reproducibilidad precisa del proceso. Son sistemas multivariables que exigen grandes requisitos a la observación práctica en línea, al control, monitoreo y predicción de los parámetros. En [37] Birlle y otros, exponen que los sistemas de control con lógica difusa muestran un alto potencial para controlar los complejos procesos de producción y para tratar la fragmentada información en los procesos de la industria alimenticia y de bebidas. Esta revisión presenta críticamente las posibilidades y las limitaciones de los enfoques de los sistemas expertos difusos e híbridos en el control de procesos de alimentos y bebidas desde un punto de vista teórico y basado en aplicaciones.

En [38] se investigan los problemas del modelado difuso de los procesos de tratamiento de aguas residuales de lodos activados y el control predictivo del oxígeno

disuelto. Se propone un algoritmo de identificación de estructuras, mediante el cual se puede construir la estructura de las reglas difusas de acuerdo con el Modelo de Lodos Activados N° 1 (ASM1). Utilizando el algoritmo de agrupamiento difuso, se obtiene el espacio requerido para las variables de entrada y se identifican los parámetros consecuentes usando el método de los mínimos cuadrados. Comparado con el control tradicional PID, el control predictivo basado en el modelo difuso alcanza beneficios satisfactorios en términos tanto del desempeño transitorio como en estado estacionario.

[39] conmemora el 50 aniversario de la publicación del primer artículo del autor sobre conjuntos difusos, "Fuzzy sets", Information and Control, 1965. Lo que interesa históricamente es que inicialmente ese artículo fue objeto de indiferencia, escepticismo y burla. En contraste, sus ideas fueron recibidas con los brazos abiertos en Japón. En los años setenta y ochenta del siglo pasado, la teoría de conjuntos difusos y la lógica difusa comenzaron a ganar aceptación en Europa y, más particularmente, en Europa Oriental y en la antigua Unión Soviética.

En [40] los conjuntos difusos y la lógica compleja son una extensión de los conjuntos difusos del tipo 1, en los que las asociaciones pueden ser de valor complejo. Se realiza una revisión sistemática del tema para proporcionar un marco para nuevas investigaciones en el campo, consolidar los resultados teóricos disponibles, catalogar las aplicaciones actuales de los conjuntos y la lógica difusa compleja, identificar las principales preguntas abiertas que enfrentan los investigadores en esta área y sugerir posibles orientaciones futuras para la investigación en este campo.

Así, en 2.2 y 2.3 se han expuesto las síntesis del análisis realizado de artículos encontrados en revistas indexadas. Específicamente 2.2 se resumen artículos que dan pautas para la selección de parámetros tales como las funciones de pertenencia, sus soportes, su solapamiento, su forma, su cantidad, etc. Se dan indicaciones sobre las operaciones difusas en los antecedentes y consecuentes así como para la manera de des difusificar para obtener la magnitud de la salida del controlador difuso.

En 2.3, sin embargo, se relacionan algunos de los artículos publicados que referencian las aplicaciones de la lógica difusa como controlador en diferentes procesos químicos

industriales, en procesos mecánicos y de la mecatrónica, así como en la biotecnología aplicada al sector de alimentación y bebidas.

En general, el 61% de los artículos referenciados fueron publicados en los últimos cinco años, el 26% pertenecen a los primeros años de este siglo y el resto, 13% son de la última década del siglo pasado.

## CAPÍTULO 3

### CONTROLADORES PID AVANZADOS

Se presenta brevemente la lógica difusa de manera amigable considerando la gran cantidad de monografías eminentemente teóricas existentes publicadas sobre lógica difusa. Se analizan los controladores del tipo PID avanzados actuales. Explicados estos dos formalismos se presenta un enfoque que hace énfasis en los controladores difusos dinámicos como controladores del tipo PID avanzados.

#### 3.1 La lógica difusa

La lógica difusa es una lógica; su objetivo final es proporcionar fundamentos para el razonamiento aproximado usando proposiciones imprecisas basadas en la teoría de conjuntos difusos, de manera similar al razonamiento clásico usando proposiciones precisas basadas en la teoría clásica de conjuntos [41].

Para tratar con inferencias imprecisas, tales como “David es viejo pero no muy viejo; María es joven pero no muy joven” se emplea la lógica difusa. En este ejemplo, se necesita seleccionar ciertas funciones de pertenencia razonables para describir los términos o etiquetas lingüísticas "muy joven, joven, viejo, muy viejo", etc., de modo que sean significativos y prácticos para las aplicaciones.

En la lógica difusa se definen las relaciones difusas. Por ejemplo supóngase que  $S$  es el conjunto universo, y  $A$  y  $B$  son subconjuntos de  $S$ . de manera similar al producto cartesiano, la relación  $A \times B$  denota un conjunto de productos entre los elementos de  $A$  y  $B$  pero en el conjunto universo  $S \times S$ . Entonces una relación difusa es una relación entre elementos de  $A$  y elementos de  $B$ , descritos por una función de pertenencia  $\mu_{A \times B}(a, b)$ ,  $a \in A$  y  $b \in B$ .

Se puede ejemplificar este tipo de relación difusa si se define la función de pertenencia como (3.1)

$$\mu_{A \times B}(a, b) = \begin{cases} 0 & a \leq b \\ e^{-(a-b)} & a > b \end{cases} \quad (3.1)$$

Representada gráficamente [41] como se muestra en la figura 3.1, en ella se observa el conjunto A definido en el eje denotado por a y el conjunto B definido en el eje denotado por b. El eje correspondiente a los valores de la función de pertenencia al conjunto  $A \times B$  se denota por  $\mu$ . Los elementos del conjunto  $A \times B$  son los puntos contenidos en el cuadrado de lado 1 del plano  $aOb$ . La definición formal de estos dos conjuntos se da a continuación por (3.2):

$$\begin{aligned} A &\subset \mathcal{R} & A: [0,1] \\ B &\subset \mathcal{R} & B: [0,1] \end{aligned} \tag{3.2}$$

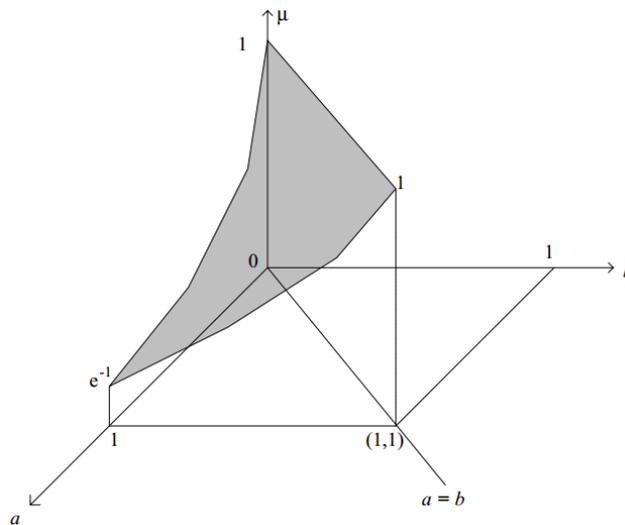


Figura 3. 1 Relación difusa “a es ligeramente mayor que b”

Las expresiones (3.1) y (3.2) definen matemáticamente la Relación Difusa entre los valores  $a \in A$  y  $b \in B$ .

La parte principal de una lógica difusa es la base de reglas de la lógica, la cual determina como ha de proceder la lógica, o sea cual es la respuesta de la lógica difusa, en presencia de valores de entrada numéricos de las variables difusas que pertenecen al soporte de las etiquetas lingüísticas definidas al particionar el universo de discurso.

Se pueden hacer diferentes operaciones entre las relaciones difusas. Por ejemplo, una unión, una intersección o una composición. Se ejemplifica a continuación tales operaciones considerando las definiciones siguientes:

$$\text{Sean } A = \{a_1, a_2, a_3, a_4\} = \{2, 5, 3, 6\}, B = \{b_1, b_2, b_3\} = \{6, 1, 3\}$$

La Tabla 3.1 determina la relación difusa “a es considerablemente mayor que b”

	b1	b2	b3
a1	0	0.4	0
a2	0	0.8	0.6
a3	0	0.7	0
a4	0	0.8	0.7

Tabla 3. 1 Relación difusa  $\tilde{\mathfrak{R}}^1_{(A \times B)}$

La Tabla 3.2 determina la relación difusa “a está considerablemente cerca de b”

	b16	b21	b33
a12	0	0.8	0.8
a25	0.8	0.4	0.3
a33	0.3	0.5	1
a46	1	0	0.3

Tabla 3. 2 Relación difusa  $\tilde{\mathfrak{R}}^2_{(A \times B)}$

Una unión de estas relaciones se denota como sigue:  $\tilde{\mathfrak{R}}^1_{(A \times B)} \cup \tilde{\mathfrak{R}}^2_{(A \times B)}$

Lo que proporciona el máximo entre los dos valores como entrada a la Tabla 3.3:

	b1	b2	b3
a1	0	0.8	0.8
a2	0.8	0.8	0.6
a3	0.3	0.7	1
a4	1	0.8	0.7

Tabla 3. 3 Relación difusa  $\tilde{\mathfrak{R}}^1_{(A \times B)} \cup \tilde{\mathfrak{R}}^2_{(A \times B)}$

Una intersección de estas relaciones se denota como sigue:  $\tilde{\mathfrak{R}}^1_{(A \times B)} \cap \tilde{\mathfrak{R}}^2_{(A \times B)}$

Lo que proporciona el mínimo entre los dos valores como entrada a la Tabla 3.4:

	b1	b2	b3
a1	0	0.4	0
a2	0	0.4	0.3
a3	0	0.5	0
a4	0	0	0.3

Tabla 3. 4 Relación difusa  $\tilde{\mathfrak{R}}_{(A \times B)}^1 \cap \tilde{\mathfrak{R}}_{(A \times B)}^2$

La Base de Reglas de la Lógica Difusa se ha estructurado empleando la formulación IF THEN difusa con uno o más antecedentes y uno o más consecuentes en la estructura.

La operación de la lógica difusa  $a \wedge b$  y su evaluación sobre el conjunto difuso A con función de pertenencia  $\mu_A(\cdot)$  se caracteriza por la expresión de cálculo numérico dada a continuación:

$$\mu_A(a \wedge b) = \mu(a) \wedge \mu(b) = \min\{\mu(a), \mu(b)\} \quad (3.3)$$

La relación de implicación  $a \Rightarrow b$  (a implica b) puede ser interpretada en términos lingüísticos como “IF a is true THEN b is true” que traducida significa “SI a es verdad ENTONCES b es verdad”. Para la lógica difusa realizada sobre el conjunto difuso A se tiene una función de pertenencia que describe los grados de veracidad de las afirmaciones difusas  $a \in A$  y  $b \in B$ . Considerando lo anterior una forma más completa sería hacer la siguiente declaración.

“IF  $a \in A$  is true with a truth value  $\mu_A(a)$  THEN  $b \in A$  is true with a truth value  $\mu_A(b)$ ”, lo que dice que “Si  $a \in A$  es verdad con un grado de pertenencia  $\mu_A(a)$  ENTONCES  $b \in A$  es verdad con un grado de pertenencia  $\mu_A(b)$ ”

En la mayoría de los casos la relación de implicación  $a \Rightarrow b$ , realizada sobre los conjuntos difusos A y B donde  $a \in A$  y  $b \in B$ , se define de manera simple en términos lingüísticos como

“Si  $a \in A$  es verdad con un grado de pertenencia  $\mu_A(a)$  ENTONCES  $b \in B$  es verdad con un grado de pertenencia  $\mu_B(b)$ ”, que de forma reducida queda como: “Si  $a$  es  $A$  ENTONCES  $b$  es  $B$ ”

La lógica difusa también puede aceptar varias entradas y proporcionar la salida, lo que constituye el caso más general, por ejemplo: “IF  $a_1$  is  $A_1$  AND... AND  $a_n$  is  $A_n$  THEN  $b$  is  $B$ ”, en este caso estamos en presencia de un sistema difuso de múltiples entradas y una salida (MISO en inglés).

Con la formulación difusa del operador AND (Y en español) esta proposición difusa puede calcularse numéricamente como  $\mu_{A_1}(a_1) \wedge \dots \wedge \mu_{A_n}(a_n) \Rightarrow \mu_B(b)$ , considerando que  $\mu_{A_i}(a_i) \wedge \mu_{A_j}(a_j) = \min\{\mu_{A_i}(a_i), \mu_{A_j}(a_j)\}$ ,  $\forall i \geq 1, j \leq n$  y por tanto,  $\mu_{A_1}(a_1) \wedge \dots \wedge \mu_{A_n}(a_n) = \min\{\mu_{A_1}(a_1), \dots, \mu_{A_n}(a_n)\}$ .

En 1.6 se describieron someramente algunas operaciones empleadas en la lógica difusa. A continuación, se describen con más detalles las vías que pueden emplearse para obtener la desfusificación.

Hay varias opciones para determinar el punto representativo. Los siguientes tres criterios se deben considerar al elegir un esquema de desfusificación [42]. Sea  $B'$  el conjunto difuso de salida de la lógica difusa la unión o intersección de  $M$  conjuntos difusos, entonces se define:

- Plausibilidad: el punto  $y^*$  debe representar a  $B'$  desde un punto de vista intuitivo; por ejemplo, puede estar aproximadamente en el medio del soporte de  $B'$  o tiene un alto grado de membresía en  $B'$ .
- Simplicidad computacional: este criterio es particularmente importante para el control difuso porque los controladores difusos operan en tiempo real.
- Continuidad: un pequeño cambio en  $B'$  no debería dar como resultado un gran cambio en  $y$ .

### 3.2 Métodos de desfusificación

#### 3.2.1 Por el centro de gravedad

El desfusificador por el centro de gravedad especifica la ordenada  $y^*$  como el centro del área cubierta por la función de pertenencia de  $B'$ , eso es

$$y^* = \frac{\int_V y \mu_{B'}(y) dy}{\int_V \mu_{B'}(y) dy} \quad (3.4)$$

Siendo la integral convencional en el conjunto difuso  $V$ . En la figura 3.2 se muestra de manera gráfica la operación indicada en (3.4).



Figura 3. 2 Representación gráfica del desfusificador Centro de Gravedad

Si vemos a  $\mu_{B'}(y)$  como la función de densidad de probabilidad de una variable aleatoria, entonces el desfusificador por el centro de gravedad proporciona el valor medio de la variable aleatoria.

Algunas veces es deseable eliminar el valor de  $y$  cuyos valores de pertenencia en  $B'$  son muy pequeños, esto da como resultado el desfusificador del centro de gravedad indexado, que da

$$y^* = \frac{\int_{V_\alpha} y \mu_{B'}(y) dy}{\int_{V_\alpha} \mu_{B'}(y) dy} \quad (3.5)$$

Quedando definido

$$V_\alpha = \{y \in V | \mu_{B'}(y) \geq \alpha\}$$

Con

$$\alpha = \text{const}$$

La ventaja del desdifusificador del centro de gravedad radica en su plausibilidad intuitiva.

La desventaja es que es computacionalmente intenso. De hecho, la función de pertenencia,  $\mu_{B'}(y)$  suele ser irregular y, por lo tanto, las integraciones en (3.4) y (3.5) son difíciles de calcular. El siguiente desdifusificador intenta superar esta desventaja al aproximar (3.5) con una fórmula más simple.

### 3.2.2 Método desdifusificador media de los centros

Debido a que el conjunto difuso  $B'$  es la unión o intersección de  $M$  conjuntos difusos, una buena aproximación de (3.4) es el promedio ponderado de los centros de los  $M$  conjuntos difusos, siendo los pesos las alturas de los conjuntos difusos correspondientes. Específicamente, siendo  $\bar{y}^l$  el centro del conjunto difuso  $l$ -ésimo y  $\omega_l$  su altura, el desdifusificador promedio del centro determina  $y^*$  como

$$y^* = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l \omega_l}{\sum_{l=1}^M \omega_l} \quad (3.6)$$

En la figura ww se muestra un ejemplo de la desdifusificación mediante este evaluador con  $M=2$ .

$$y^* = \frac{\bar{y}^1 \omega_1 + \bar{y}^2 \omega_2}{\omega_1 + \omega_2} \quad (3.7)$$

En este evaluador los coeficientes de las medias de los conjuntos difusos  $\bar{y}^l$  vienen dados por las alturas de cada función de pertenencia activada por las reglas como se puede verificar de la figura y la fórmula la cual es muy simple

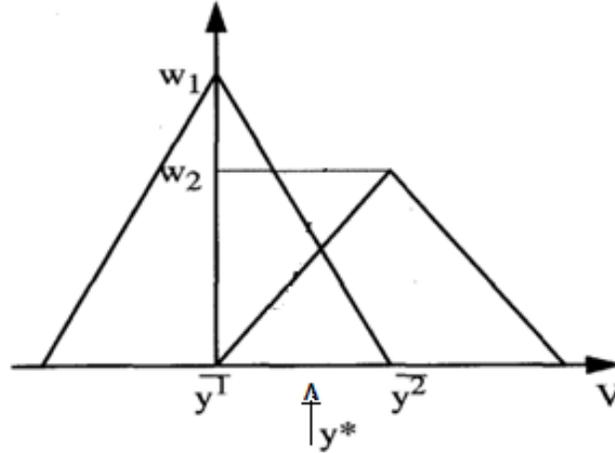


Figura 3. 3 Desdifusificador media de los centros

El desfusificador media de los centros es el desfusificador más usado en la práctica con los sistemas difusos y en el controlador difuso.

En [42] se señalan dos fuertes ventajas de este evaluador desfusificador que son: computacionalmente simple e intuitivamente plausible.

Para evaluar la sensibilidad de este desfusificador a las pequeñas variaciones tendremos las siguientes expresiones:

$$\delta y^*_{\bar{y}^1} = \frac{\omega_1}{\omega_1 + \omega_2} \delta \bar{y}^1 \quad (3.8)$$

$$\delta y^*_{\bar{y}^2} = \frac{\omega_2}{\omega_1 + \omega_2} \delta \bar{y}^2 \quad (3.9)$$

$$\delta y^*_{\omega_1} = \frac{\bar{y}^1 - y^*}{\omega_1 + \omega_2} \delta \omega_1 \quad (3.10)$$

$$\delta y^*_{\omega_2} = \frac{\bar{y}^2 - y^*}{\omega_1 + \omega_2} \delta \omega_2 \quad (3.11)$$

Como se observa los coeficientes de las variaciones de los parámetros de las funciones de pertenencia, tales como las medias de los conjuntos difusos  $\bar{y}^{1,2}$  y sus alturas  $\omega_{1,2}$ , son valores constantes, por lo que las relaciones (3.8), (3.9), (3.10) y (3.11) son lineales. Esto evidencia que pequeños cambios en los parámetros conllevan a pequeños cambios en  $y^*$ .

### 3.2.3 Método desdifusificador de la media de los máximos

Conceptualmente, el desdifusificador de la media de los máximos elige el valor de la lógica difusa  $y^*$  como el punto en  $V$  en el cual la función de pertenencia de salida  $B'$  alcanza su valor máximo. Los desdifusificadores de la media de los máximos son intuitivamente plausibles y computacionalmente simples [42]. Pero pequeños cambios en  $B'$  pueden dar lugar a grandes cambios en el valor de salida  $y^*$ . En la figura 3.4 se muestra un ejemplo del valor de salida de la lógica difusa para un caso dado. En la figura 3.5 se muestra la variación del valor de salida  $y^*$  para pequeños cambios en la función de pertenencia de salida  $B'$ .

### 3.2.4 Comparación de los Desdifusificadores

La comparación de estos tres desdifusificadores se presenta en [41] y [42] según los tres criterios y se da en la Tabla 5.

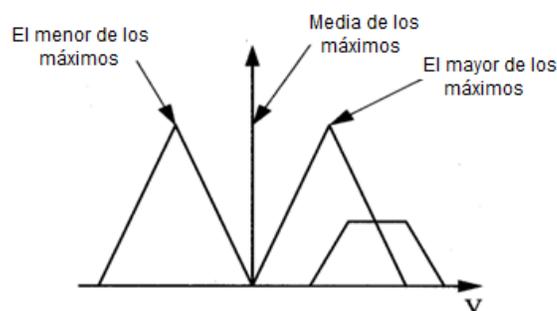


Figura 3. 4 Desdifusificador media de los máximos

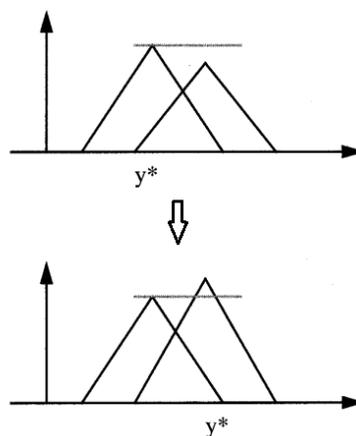


Figura 3. 5 Variación de la salida  $y^*$  al variar levemente la función de salida  $B'$

	Centro de gravedad	Promedio de los centros	Máximos
Plausibilidad	si	si	si
Cálculos Simples	no	si	si
Continuidad	si	si	no

Tabla 3. 5 Comparación de los métodos de desdifusificación

De la Tabla 3.5 vemos que el desdifusificador promedio de los centros es el mejor.

### 3.3 Controladores PID avanzados

El control por realimentación es actualmente esencial para mantener la variable de proceso en valores cercanos al valor deseado independientemente de la perturbación y las variaciones de las dinámicas del proceso. El desarrollo de la metodología del control por realimentación ha tenido un gran impacto en diferentes campos de la ingeniería.

La metodología del control por realimentación se materializa mediante el esquema en bloques mostrado en la figura 3.6, donde se muestran los componentes típicos del control a lazo cerrado.

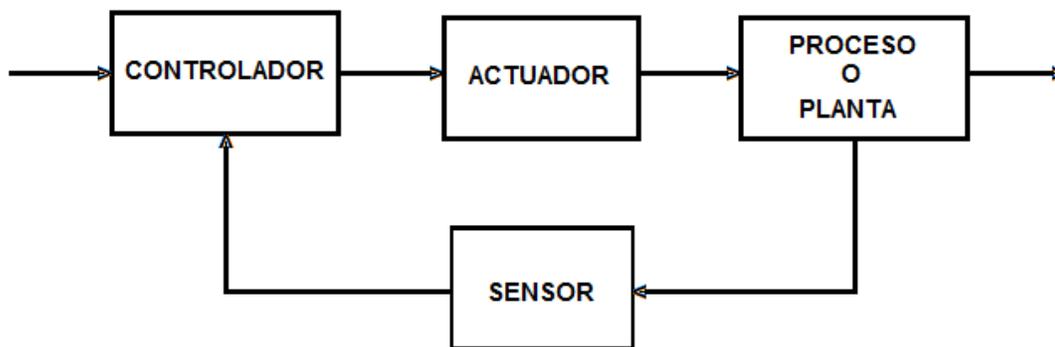


Figura 3. 6 Esquema en bloques para la metodología de realimentación.

El controlador PID se ha desarrollado a lo largo de un período de tiempo que se extiende al menos 250 años [43].

Aunque controladores con acción proporcional e integral han sido utilizados desde la época en que los molinos de viento y las máquinas de vapor eran las tecnologías dominantes, la forma actual del controlador PID emergió con los controladores neumáticos en los años 30 del siglo pasado.

Un cambio importante ocurrió en conexión con el desarrollo del control de procesos químicos industriales. Comenzando en los años 50, pronto estuvieron disponibles las versiones electrónicas de los controladores PID [44].

Un avance posterior sucedió cuando se utilizaron computadores digitales para implementar los controladores. Con la aparición de los microprocesadores en los años 70, [45], incluso los controladores simples se implementaron utilizando computadores. Por ejemplo en una papelería típica hay más de 2000 lazos de control implementados siendo el 97 por ciento de los lazos estructurados como controladores PI en los controladores lógicos programables (PLC).

Cuando se emplea un computador digital es también factible añadir muchas funciones tales como sintonía automática, adaptación y diagnóstico. Comenzó entonces la era del control moderno, a partir de la cual se renombraron los controladores PID como controladores avanzados y los anteriores pertenecían al control clásico.

En [7] se plantea: El controlador PID es la solución más común a los problemas prácticos de control.

Como controladores PID avanzados se consideran entre otros el Predictor de Smith, el Control por el Modelo Interno, el Controlador de Ganancia Planificada, los Controladores Anticipatorios, etc. y aquellos más recientes que involucran los formalismos de la Inteligencia Artificial como son los controladores que emplean las Redes Neuronales Artificiales y los que aplican la Lógica Difusa.

### **3.4 Controladores difusos dinámicos**

En 3.1 se analizaron los componentes del controlador difuso y las relaciones entre ellos. Este controlador difuso es un controlador estático, o sea en su composición no se tiene ninguna dinámica.

Sin embargo si en una aplicación se desea que exista más de una entrada y una de ellas es el cambio ocurrido en la otra, entonces estaremos ante el caso conocido como controlador difuso del tipo proporcional-derivativo o PD. En lo que sigue se diseña un controlador difuso al cual se desea aplicar dos variables de entrada, una de ellas es la derivada de la otra entrada.

Durante el diseño se aplican las recomendaciones encontradas en diferentes bibliografías referentes al diseño de tales controladores y se investigará el comportamiento del controlador.

Para ejemplificar el diseño del controlador difuso se tomará un modelo matemático simple, de primer orden que permita establecer alguna guía para el diseño de un controlador difuso dinámico para modelos matemáticos más complejos.

El modelo matemático se toma de [7] y su función de transferencia es

$$G(s) = \frac{K}{1+sT} e^{-Ls} = \frac{1}{1+1.05s} e^{-0.061s} \quad (3.12)$$

Este modelo de proceso presenta una dinámica con retardo de transporte. Considerando que el retardo aparente es mucho menor que la constante de tiempo aparente, o sea:

$$L \ll T$$

ya que la constante de tiempo es casi 25 veces mayor que el retardo. En estos casos [7] la acción derivativa da mejoras significativas del desempeño del controlador por ser un modelo de proceso donde domina la constante de tiempo. Así, se desea controlar el proceso con un controlador del tipo PD.

Considerando [43], se diseña el controlador tipo PD para el modelo de proceso dado por (3.12). El criterio principal de diseño es tratar de obtener la máxima ganancia ubicando los polos dominantes sujeto este ajuste a la restricción de la razón de decaimiento. El cálculo se propone realizarlo considerando las expresiones dadas en la Tabla 3.6

Controller	$K$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{1}{a} \left( 1 + \frac{0.35\tau}{1-\tau} \right)$		
PI	$\frac{0.9}{a} \left( 1 + \frac{0.92\tau}{1-\tau} \right)$	$\frac{3.3 - 3.0\tau}{1 + 1.2\tau} L$	
PD	$\frac{1.24}{a} \left( 1 + \frac{0.13\tau}{1-\tau} \right)$		$\frac{0.27 - 0.36\tau}{1 - 0.87\tau} L$
PID	$\frac{1.35}{a} \left( 1 + \frac{0.18\tau}{1-\tau} \right)$	$\frac{2.5 - 2.0\tau}{1 - 0.39\tau} L$	$\frac{0.37 - 0.37\tau}{1 - 0.81\tau} L$

Tabla 3. 6 Parámetros del controlador a partir del Método de Cohen-Coon

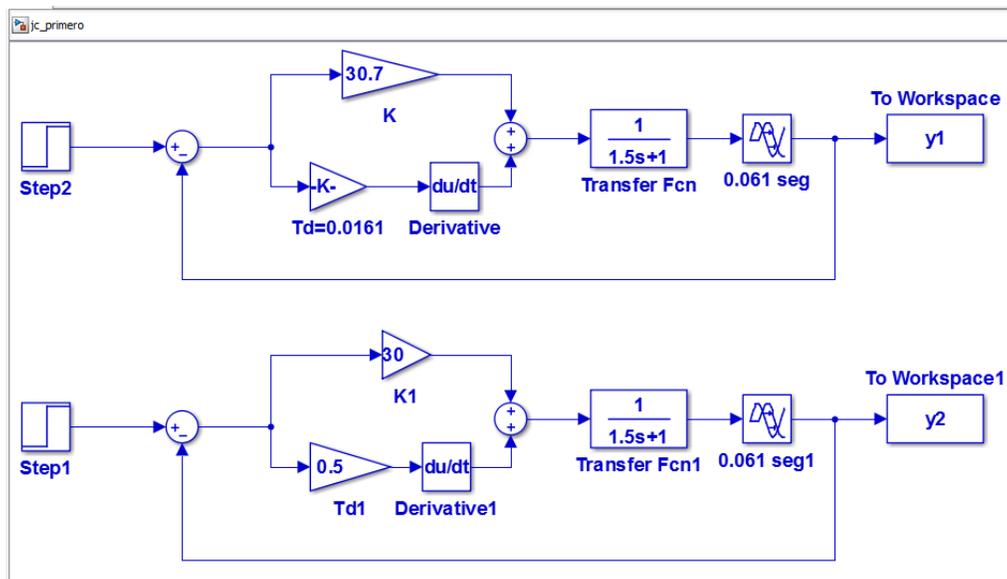


Figura 3. 7 Diagrama Simulink para el ajuste del controlador del tipo PD

Donde:

$$\mathbf{a} = \frac{K_p L}{T} \quad (3.13)$$

$$\boldsymbol{\tau} = \frac{L}{L+T} \quad (3.14)$$

$\boldsymbol{\tau}$  se denomina retardo normalizado.

Para el modelo dado por (3.12) se han calculado las ganancias proporcional y derivativa que ajustan el desempeño del lazo cerrado con el controlador del tipo PD. Este último tiene una función de transferencia dada por (3.15)

$$\mathbf{C}(s) = \mathbf{K} + s\mathbf{T}_d \quad (3.15)$$

Considerando los valores dados en (3.12) para el modelo del proceso y la Tabla 3 con las fórmulas de cálculo se ha obtenido el controlador dado por (3.16):

$$\mathbf{C}(s) = \mathbf{30.7} + \mathbf{0.0161} * s \quad (3.16)$$

Para simular el desempeño del sistema a lazo cerrado se ha diseñado el diagrama Simulink dado en la figura 3.7

La respuesta del sistema controlado con un controlador tipo PD se muestra en la figura 3.8

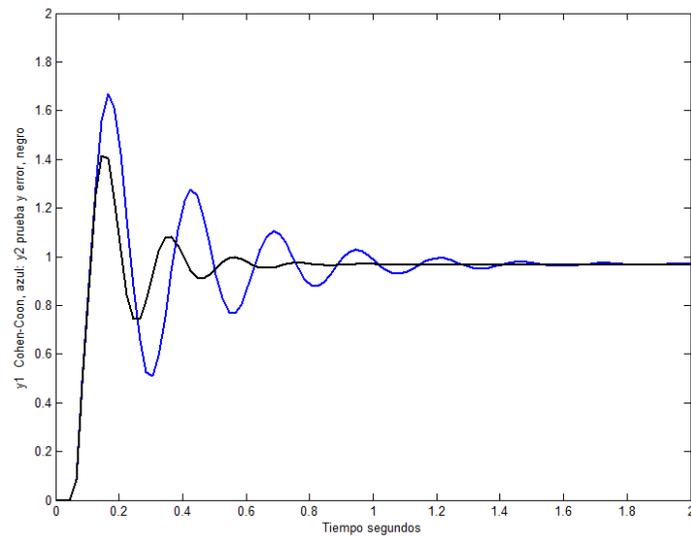


Figura 3. 8 *Respuesta en el tiempo del modelo (3.12) controlado*

La variación del error y del cambio en el error en el sistema ajustado por prueba y error se muestran en la figura 3.9

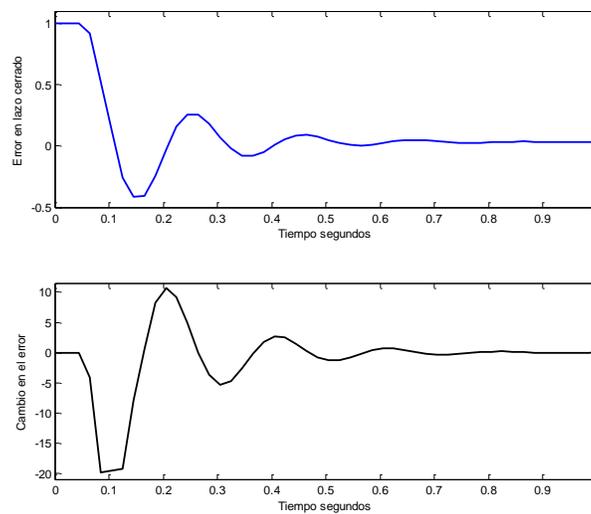


Figura 3. 9 *Variación del error y del cambio en el error en el sistema ajustado por prueba y error*

El ajuste realizado mediante el Método de Cohen y Coon verifica lo planteado en [43] de que el método adolece de tener una muy pequeña razón de atenuación lo que significa que el sistema a lazo cerrado así obtenido tiene bajo índice de amortiguación.

Los parámetros principales de diseño para el controlador difuso [46] son los siguientes:

- 1) estrategia de difusificación y la interpretación de los operadores difusos,
- 2) la base de datos:
  - a) discretización/normalización de los universos de discursos,
  - b) partición difusa de los espacios de entrada y salida,
  - c) completamiento,
  - d) elección de las funciones de pertenencia de los conjuntos difusos primarios;
- 3) base de reglas
  - a) elección de las variables de entrada y de control de las reglas de control difusas,
  - b) fuente y obtención de las reglas de control difusas,
  - c) tipos de reglas de control difusas,
  - d) consistencia, interacción, completamiento de las reglas de control difusas;
- 4) lógica de toma de decisión
  - a) definición de la implicación difusa,
  - b) interpretación del conectivo and,
  - c) interpretación del conectivo also,
  - d) definiciones del operador composicional,
  - e) mecanismo de inferencia;
- 5) estrategias de desdifusificación e interpretación del operador de desdifusificación

La inferencia de difusificación involucra las siguientes funciones:

- a) medición de los valores de las variables de entrada,
- b) realización del mapeo escalado que transfiere el rango de valores de las variables de entrada en el correspondiente universo de discurso,
- c) realizar la función de fusificación que convierte los datos de entrada en valores lingüísticos adecuados los cuales pueden ser vistos como etiquetas de los conjuntos difusos.

La estrategia de difusificación aplica el operador de difusificación de manera conceptual convirtiendo un valor real numérico en un valor difuso dentro de cierto universo de discurso. Esta estrategia ha sido empleada ampliamente en las aplicaciones del control difuso ya que es natural y fácil de aplicar. Ella interpreta un

valor numérico de entrada  $x$  determinístico como un conjunto difuso  $A$  con función de pertenencia  $\mu_A(x)$  la cual toma valores iguales a cero excepto en el propio punto  $x$ , donde toma el valor igual a uno. Esta función de pertenencia ha sido denominada "singleton".

En contraposición a esta manera de ver la difusificación se ha propuesto otra que considera puntos de vista más reales como es el que toda medición involucra imprecisiones provocadas por factores casuales lo que puede ser representado funcionalmente por un proceso casual. Las mediciones pueden ser más o menos precisas o de alta resolución o baja resolución, lo cual se ha caracterizado en la figura 3.10 con funciones de pertenencia  $\mu$  estrechas (Alta resolución) o menos estrechas (Baja resolución) [47].

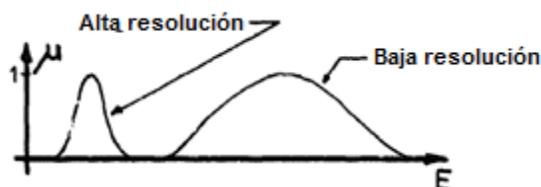


Figura 3. 10 Ejemplos de funciones de pertenencia  $\mu$  estrecha y menos estrecha

Este proceso casual se puede caracterizar por la Ley Normal de Distribución de Probabilidades o también llamada de Gauss. Según este modelo probabilístico la medición tiene un valor promedio o esperanza matemática  $m$  y el rango de posibles valores se determina por la desviación estándar,  $\sigma$ , de manera que en un rango de  $m \pm 2\sigma$  se encuentren distribuidos los valores con cierta probabilidad.

Entonces, un criterio para seleccionar el ancho y la ubicación del valor central de la función de pertenencia es estimar el valor promedio de las mediciones y su desviación estándar. A partir de estos valores se selecciona la base del conjunto difuso asociado con una etiqueta lingüística [47]. En la figura 3.11 se muestran dos ejemplos de selección.

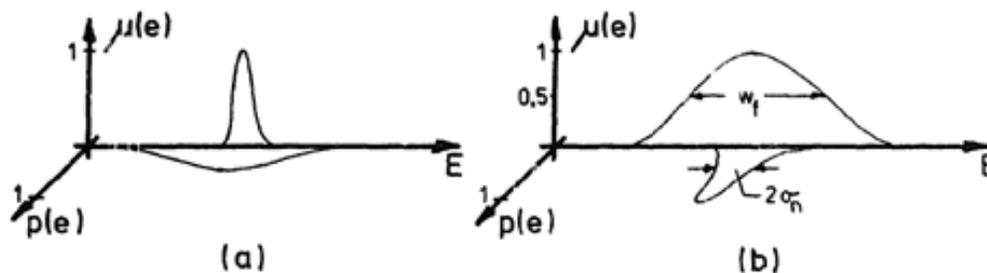


Figura 3. 11 Criterio para la selección del conjunto difuso

En la figura 3.11 se muestra una representación de valores del universo de discurso de una variable difusa  $E$  y la función de pertenencia  $\mu(e)$  candidata para difusificar los valores de la variable casual  $E$ . Además, en el plano horizontal se representa la función densidad de distribución de probabilidades  $p(e)$  con centro en el valor promedio o valor esperado y la campana de Gauss indicando que el valor resultante de la medición es un valor casual. Hay dos ejemplos, el primero en la figura (a) muestra una selección incorrecta de la base del conjunto difuso ya que el ancho de la función densidad de probabilidades es muy superior y la función de pertenencia elegida no representará la imprecisión del valor medido. Sin embargo en el caso mostrado en la figura b el conjunto difuso ha sido elegido más ancho y el ruido en la medición no afecta grandemente en el grado de pertenencia en el conjunto mostrado, lo que implica que el ruido de medición no se propaga [47]. Este criterio se ha listado en la Tabla 3.7

Por ejemplo, en [48], se ha elegido un triángulo isósceles como función de fusificación. El vértice de este triángulo se corresponde con el valor medio del conjunto de datos, mientras la base es dos veces la desviación estándar del conjunto de datos. Con base a este artículo también es posible emplear un histograma de los datos medidos para estimar la función de pertenencia y transformar la probabilidad en posibilidad.

Factor	Criterio	Típico
$[E_{\min}, E_{\max}]$	Para las variables medibles, determinan el dominio con base al conocimiento a priori del proceso.	
T	Conjunto de variables lingüísticas: el conjunto de variables es usualmente un compromiso entre la flexibilidad (muchas variables) y la simplicidad (pocas variables).	2-10
$n_k$	Es el número total de elementos en el universo de discurso de la variable difusa. Debe ser lo suficientemente grande para acomodar los conjuntos estrechos difusos pero mantenido bajo para reducir los requisitos de almacenamiento.	5-30
Anchos de los conjuntos	Los conjuntos difusos deben ser lo suficientemente anchos para evitar la transmisión del ruido de la variable de base a la variable lingüística	$w_r > 5\sigma_n$

Tabla 3. 7 Criterios de selección de parámetros del controlador difuso.

El dominio del controlador también refleja los objetivos del diseño y no puede ser alterado con impunidad. La figura 3.12 ilustra las posibilidades de un controlador de lógica difusa con entradas, “cambio del error” y “error”, y como salida “cambio del control” al modelo del proceso. Entonces el dominio de entrada al modelo del proceso tiene que ser ajustado. Se supone que el dominio del controlador es S y la entrada al controlador es E.

En la figura 3.12 se muestran tres posibilidades en un espacio de estados. En (a) se ha definido un dominio de E mayor que lo necesario y el dominio de S es el adecuado.

Supóngase que se ha decidido que las variables de entrada son el “error” y el “cambio del error” en el tiempo. Entonces una manera de decidir el universo de discurso para la entrada “error” es analizar el rango de valores que puede tomar esta variable. Para el sistema a lazo cerrado analizado, considerando que los cambios en el punto de operación pueden ser en disminución se tendría que analizar las respuestas mostradas en la figura 3.13 y sus valores simétricos respecto del cero.

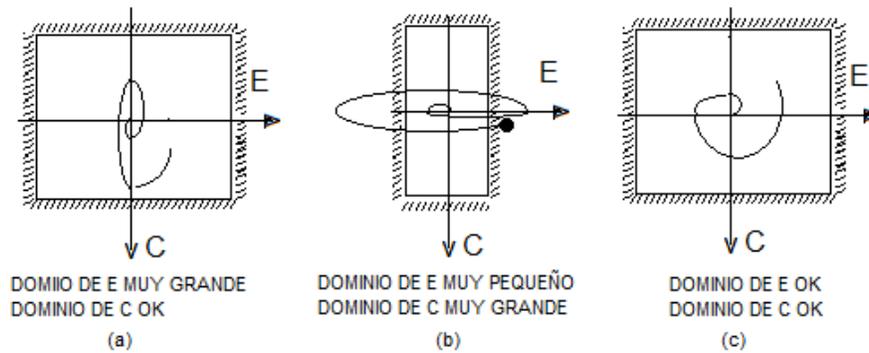


Figura 3. 12 Ejemplos de los posibles dominios del controlador

Comenzamos el análisis definiendo el Universo de Discurso entre los valores  $(-\infty, \infty)$  y cinco conjuntos difusos distribuidos uniformemente en el universo de la variable difusa "error" con las etiquetas lingüísticas negativo grande (NB), negativo pequeño (NS), cero (ZE), positivo pequeño (PS) y positivo grande (PB). Así, el universo ha quedado dividido en 5 rangos de manera uniforme.

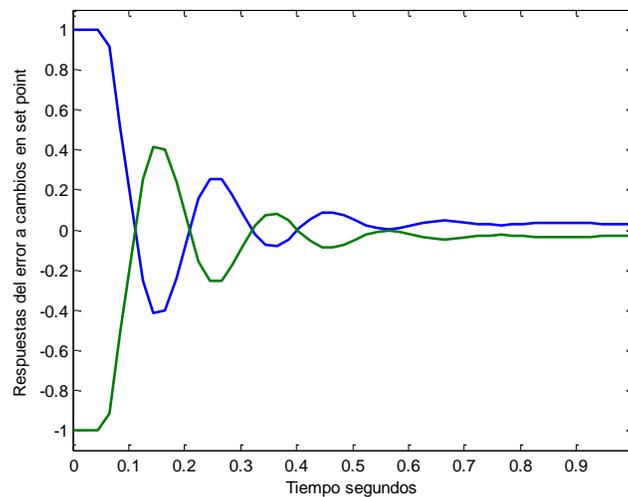


Figura 3. 13 *Respuesta del error*

Esta operación es la operación de discretización del universo llamada frecuentemente cuantificación [46] ya que discretiza el universo en cierto número de segmentos o niveles etiquetados lingüísticamente y que forman el conjunto:

$$T = \{NB + NS + ZE + PS + PB\}$$

En la figura se muestra la discretización realizada para la variación del error en el universo de discurso  $(-\infty, \infty)$  como intervalo abierto. Respecto de esta discretización [46] afirma que en general, debido a la discretización, el desempeño de un controlador lógico difuso (FLC) es menos sensible a pequeñas desviaciones en los valores de las variables de estado del proceso.

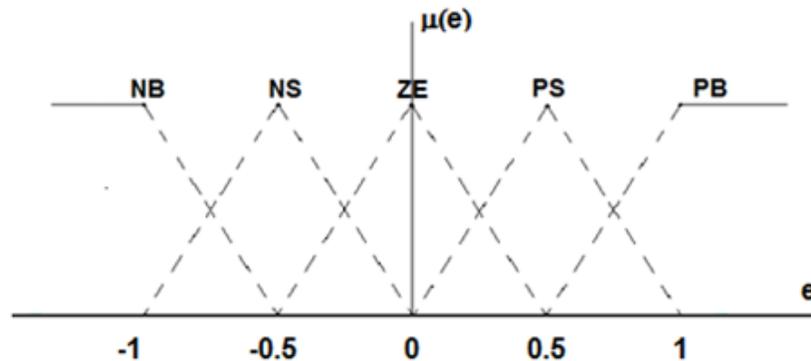


Figura 3. 14 Discretización realizada para la variación del error en el universo de discurso  $(-\infty, \infty)$  tomado como intervalo abierto.

La extensión del intervalo abierto se ha escogido considerando que en el ejemplo se tiene un paso escalón unitario lo cual sólo es representativo del salto y no de los posibles valores que pueden ocurrir.

En la tabla 3.8 se muestra la cuantificación y los conjuntos primarios difusos usando una definición numérica.

Rango	NB	NS	ZE	PS	PB
$e \leq -1$	1	0	0	0	0
$-1 < e \leq -0.5$	0.5	0.5	0	0	0
$-0.5 < e \leq 0$	0	0.5	0.5	0	0
$0 < e \leq 0.5$	0	0	0.5	0.5	0
$0.5 < e \leq 1$	0	0	0	0.5	0.5
$e > 1$	0	0	0	0	1

Tabla 3. 8 Ejemplo de cuantificación y los conjuntos primarios difusos usando una definición numérica.

El número de conjuntos difusos primarios determina la granularidad del control obtenido con el controlador lógico difuso. Los soportes de los conjuntos difusos no tienen que ser necesariamente iguales ni estar distribuidos uniformemente.

Para inicializar el análisis, en este ejemplo, se han escogido formas triangulares de las funciones de pertenencia excepto las ubicadas en los extremos de los intervalos de las variables de entrada, escogidas como trapezoidales, dando así la posibilidad de diferentes cambios por amplitud en la referencia y por tanto del error en el instante inicial.

La selección de funciones de pertenencia triangulares se fundamenta en los resultados obtenidos en [48] donde se demostró que bajo algunas suposiciones débiles, estas funciones de pertenencia triangulares específicas cumplen inmediatamente con los criterios relevantes de optimización. Es por esto que para iniciar el estudio sistemático del diseño de controladores difusos se eligen las funciones de pertenencia triangulares.

A continuación se expone una metodología para el diseño de la base de reglas difusas dada en [49] considerando que se tiene una base de datos experimentales de la respuesta del proceso sin retardo de transporte a lazo cerrado, del control y la consigna o punto de operación.

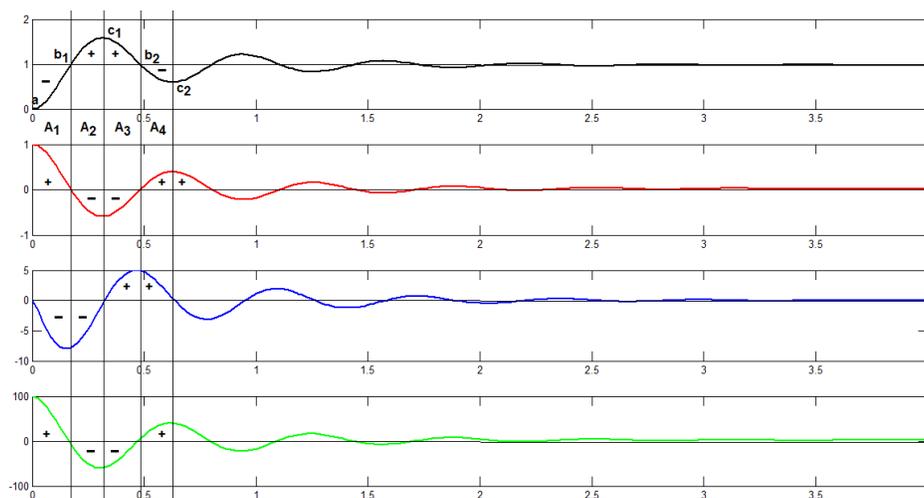


Figura 3. 15 Composición de las respuestas temporales al paso escalón unitario

Procesando esta información se pueden obtener dos bases de datos más para los valores del error y el cambio en el error en función del tiempo y graficar, con lo que obtendríamos la figura 3.15. En ella se muestran las dinámicas de la respuesta de la variable medida, del error calculado, el cambio calculado del error y el control.

Se han marcado cuatro zonas o regiones de interés para el diseño del controlador difuso, ellas son A1, A2, A3 y A4 determinadas la primera desde el valor a hasta el punto de cruce por cero del error, la segunda desde este mismo punto hasta el punto que determina la primera cresta o pico de la respuesta de la variable medida en el tiempo, la tercera medida desde esta cresta hasta el segundo cruce por cero del error y la cuarta y última medida desde este cruce por cero hasta el punto más significativo del primer valle en la respuesta de la variable medida. Puede haber más puntos, pero solo interesan los señalados.

Con los mismos datos se puede calcular y graficar el espacio de estados del error. En la figura 3.16 se muestra el espacio de estado del error para el proceso analizado.

En la figura 3.16 se muestra el espacio de estados del error (comúnmente llamado plano de fase) y la ubicación de las zonas identificadas como A y los puntos de interés (a, b y c) para el diseño del controlador difuso.

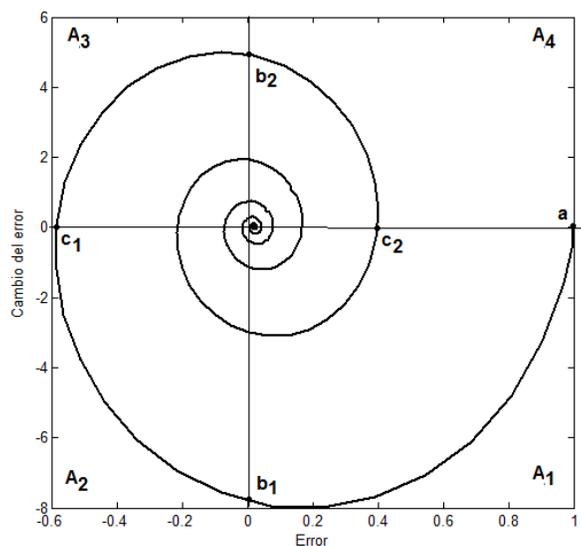


Figura 3. 16 Espacio de estado del error

Analizando la figura 3.16 se observa que el área denotada por A1 se corresponde con el desarrollo del intervalo de levantamiento o de crecimiento. De manera similar, el área denotada por A2 se corresponde con el desarrollo del pico máximo de la respuesta temporal al paso escaló unitario.

En el control difuso el espacio de estados del error puede servir como puente de conexión entre el comportamiento del proceso y la base de reglas. Como se conoce de [46] existen tres Metareglas, las cuales pueden ser listadas como sigue:

1. Si  $e$  y  $\Delta e$  son cero, mantener el valor del incremento de control igual a cero,
2. Si las condiciones son tales que el error tiende a cero de manera aceptable, mantener el valor actual del control,
3. Si  $e$  no se autocorrije, entonces el incremento de control no es cero y su valor y signo dependen del signo y magnitud de  $e$  y  $\Delta e$ :
  - 3.1 Regla para los puntos  $b_1, b_2, \dots$ 
    - El incremento del control tiene el mismo signo que el cambio en el error.
  - 3.2 Reglas para los valles  $c_1, c_2, \dots$ 
    - El incremento del control tiene el mismo signo que el error
  - 3.3 Regla para el área A1 de manera que disminuya el tiempo de levantamiento de la respuesta temporal
    - Los valores en esta área deben permitir disminuir el tiempo de levantamiento cuando el error es grande y prevenir el sobrepaso en el área A2 cuando el error esté cerca del valor cero. El incremento del control debe ser positivo mientras el error esté lejos del valor cero. Cuando el valor del error se acerca a los valores pequeños, el incremento de control debe transitar por cero hacia los valores negativos.
  - 3.4 Regla para el área A2: debe disminuir el sobre paso alrededor del pico.
    - El incremento de control es siempre negativo
  - 3.5 Regla para el área A3: es el reflejo especular del área A1
    - El incremento de control es negativo cuando  $|e|$  tome valores lejos del cero. El incremento de control es positivo o cero cuando la respuesta se acerca al valor del set point.
  - 3.6 Regla para el área A4: debe disminuir el sobre paso alrededor de los valles.
    - El incremento de control es positivo.

Las Metareglas ayudan a determinar el signo de los incrementos del control. Con base en estas metareglas se diseña la base de reglas mostrada a continuación en dos figuras.

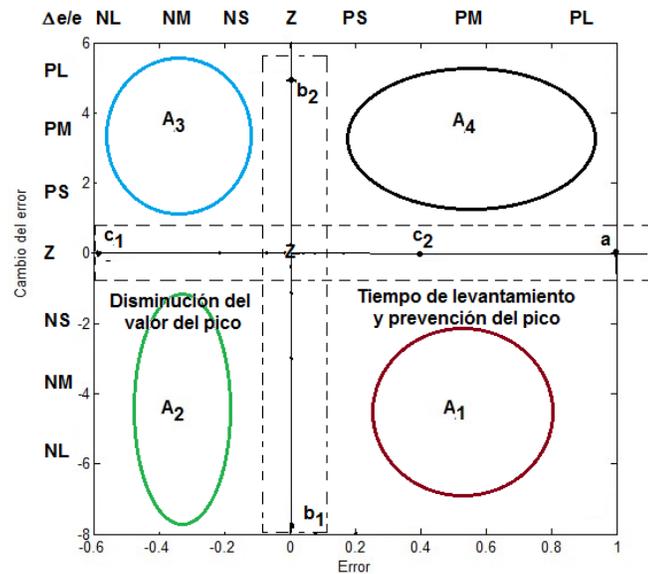


Figura 3.17 Ubicación de las áreas en el espacio de estados del error.

En la figura 3.17 se han identificado las zonas A y los puntos a, b y c en el espacio de estados del error. Se han determinado la manera en que las zonas influyen sobre las dos partes del proceso de transito de un estado estacionario a otro. Queda claro que a la zona A1 pertenecerán las reglas que más influyen sobre el tiempo de levantamiento y la pregunta sería ¿Cómo escoger los antecedentes de las reglas que pertenecen a esa zona?

Siguiendo la secuencia recorrida por la trayectoria en el espacio de estados del error sigue la zona A2. En esta zona ocurre el valor máximo o pico de la respuesta en el tiempo al paso escalón. Es de esperar que los consecuentes de las reglas de la zona A1 consideren que a la zona A2 se debe llegar “frenando”, o sea pasar de los consecuentes máximos positivos (PL, PM) gradualmente pasando por valores cercanos al cero, aplicar el cero y cambiar el signo con valores razonables.

En la zona A2 se sigue aplicando el “freno” de manera tal que se retorne al punto de operación o valor de establecimiento.

Ya que solo hemos analizado una respuesta al paso escalón positivo, al analizar la respuesta al paso escalón negativo se requiere una actuación correspondiente a una imagen especular, o sea la zona A3 debe ser el reflejo especular de la zona A1 y la zona A4 la imagen reflejo especular de la zona A2. Lo antes expresado se muestra en la figura 3.18.

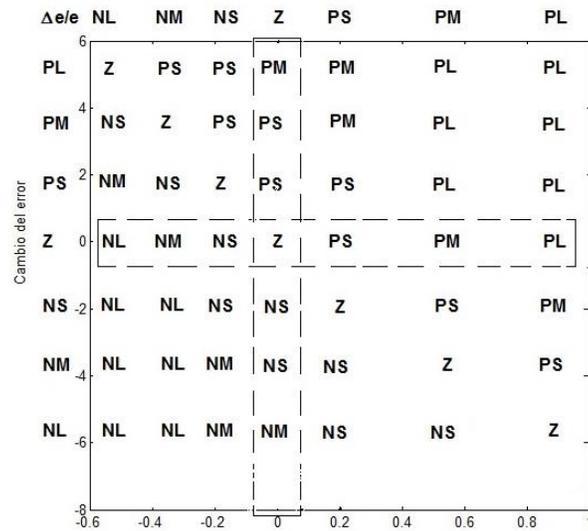


Figura 3. 18 Base de reglas difusas

Comprobación de la influencia del cambio de los parámetros del controlador difuso estático sobre el desempeño de un sistema simple.

## CAPÍTULO 4

# DISEÑO DE CONTROLADORES DIFUSOS PARA CONTROLAR MODELOS DE PLANTAS COMPLEJAS

Se realizan los desarrollos matemáticos y por simulación que fundamenten las técnicas para diseñar el controlador difuso PID desde los puntos de vista del ajuste del desempeño del controlador para los procesos modelados como modelos de primer y segundo orden con y sin pequeños retardos de transporte.

### 4.1 Diseño y ajuste por simulación de los controladores difusos para modelos de plantas de segundo orden

Se presentan los modelos matemáticos partiendo de los más simples, de primer orden, y se llega a los más complejos analizando el comportamiento de los modelos ante cambios en la referencia y su desempeño a lazo cerrado. Se continúa con el análisis de la respuesta temporal para determinar el universo de discurso y los soportes de las etiquetas lingüísticas. El objetivo es diseñar el controlador difuso. Para disminuir la carga computacional se emplean los mismos ejemplos dados en [50] donde se calculan los controladores del tipo PID con ajuste de las ganancias por prueba y error.

Una aproximación aceptable del modelo de procesos simples se logra aumentando la cantidad de parámetros del modelo matemático. Por ejemplo el modelo

$$G(s) = \frac{K}{1+sT} e^{-sL} \quad (4.1)$$

se caracteriza por tres parámetros: la ganancia estática K, la constante de tiempo T y el retardo L. Esto representa la estructura del modelo matemático más empleado en el modelado de procesos químicos y mecánicos de la industria y en el control de dichos procesos con un controlador del tipo PID en los artículos referenciados.

Generalmente los parámetros L y T son denominados retardo de transporte y constante de tiempo aparentes respectivamente. La respuesta al paso del modelo (4.1) se describe como sigue:

$$s(t) = K \left( 1 - e^{-(t-L)/T} \right) \quad (4.2)$$

De esta ecuación sigue que el tiempo de residencia promedio es

$$T_{ar} = \frac{\int_0^{\infty} (s(\infty) - s(t)) dt}{K} = L + T \quad (4.3)$$

La razón

$$\tau = \frac{L}{L+T} = \frac{L}{T_{ar}} \quad (4.4)$$

que tiene la propiedad  $0 \leq \tau \leq 1$ , se denomina tiempo muerto normalizado. La cantidad  $\tau$  se puede utilizar para caracterizar la dificultad de controlar un proceso y a veces también se denomina relación de controlabilidad.

En lo adelante emplearemos los datos de los modelos entrada/salida dados en [50], conformando un conjunto de modelos de amplio espectro de procesos industriales controlados donde incluyen la saturación del actuador lo que acerca más este análisis a modelos de procesos reales.

#### 4.1.1 Proceso de primer orden más retardo de transporte (FOPTD)

Este modelo puede ser empleado cuando el sensor (por ejemplo una termocupla) está ubicada lejos del actuador (por ejemplo la válvula de control) y el mismo se representa como la función de transferencia dada en (4.1). Los parámetros empleados son dados como  $T=1$ ,  $L=0.2$ ,  $U_{min}=0$  y  $U_{max}=10$ .

El modelo Simulink se muestra en la figura 4.xx donde se tiene la composición diseñada para la simulación del desempeño del sistema a lazo cerrado. Se muestra además un arreglo de bloques diseñado para calcular el criterio IAE.

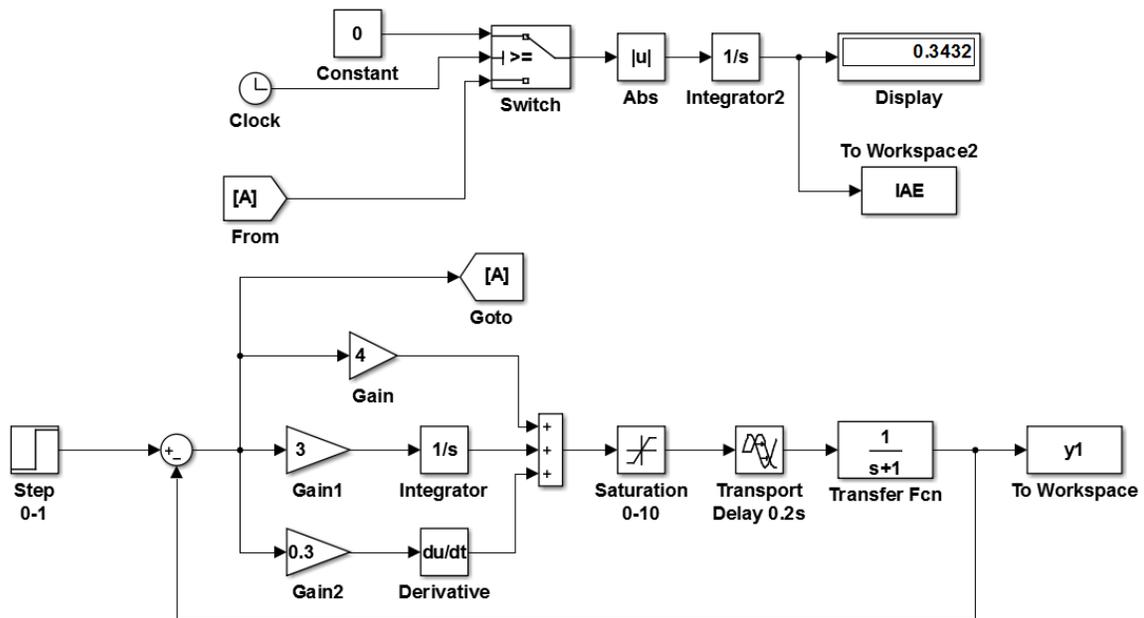


Figura 4. 1 Modelo Simulink para la simulación del desempeño del sistema FOPTD a lazo cerrado

La respuesta temporal del sistema mostrado en la figura 4.1 se muestra en la figura 4.2. El ajuste del controlador se llevó a cabo mediante prueba y error.

#### 4.1.2 Modelo de un proceso de segundo orden con error cero en estado estacionario

La función de transferencia de este modelo se expresa en (4.4)

$$G(s) = \frac{1}{s(s+1)} \quad (4.4)$$

La cual puede expresar el comportamiento del control de la posición empleando un motor de ca. El rango de saturación se proporciona [50] como:

$$u(t) = \begin{cases} u_{max} = 25 & u(t) \geq 25 \\ u(t) & -5 < u(t) < 25 \\ u_{min} = -5 & u(t) \leq -5 \end{cases} \quad (4.5)$$

El modelo simulink se muestra en la figura 4.1. Se muestra también el arreglo de bloques diseñado para calcular el criterio IAE.

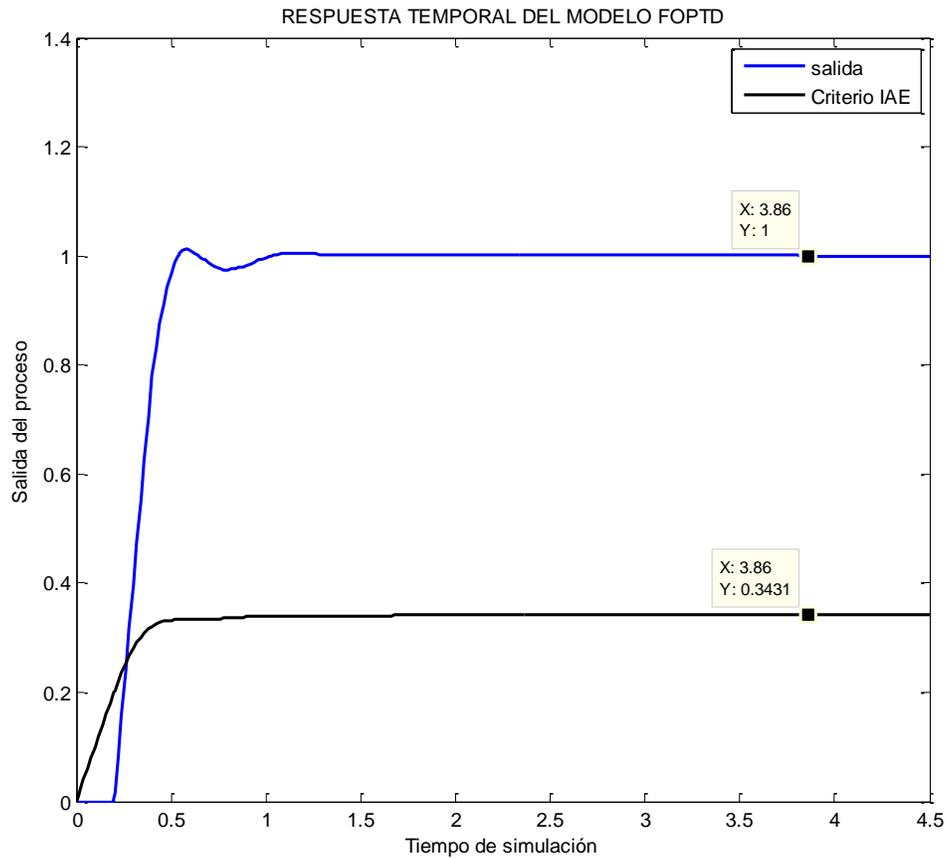


Figura 4. 2 Respuesta temporal de (4.1) al paso escalón unitario con ajuste del controlador mediante prueba y error.

La respuesta temporal del sistema mostrado en la figura 4.3 se muestra en la figura 4.4. EL índice de sobre regulación  $M\%$  mostrado con estos valores de las ganancias del controlador PID es de 14.8% y el criterio IAE obtenido es bajo. Este criterio se ha obtenido deteniendo la integración en el instante 5.98 unidades de tiempo considerando que en este momento el valor de la respuesta ya se encuentra por debajo del límite superior  $y_{est}+3\%*(y_{est})=1.97$

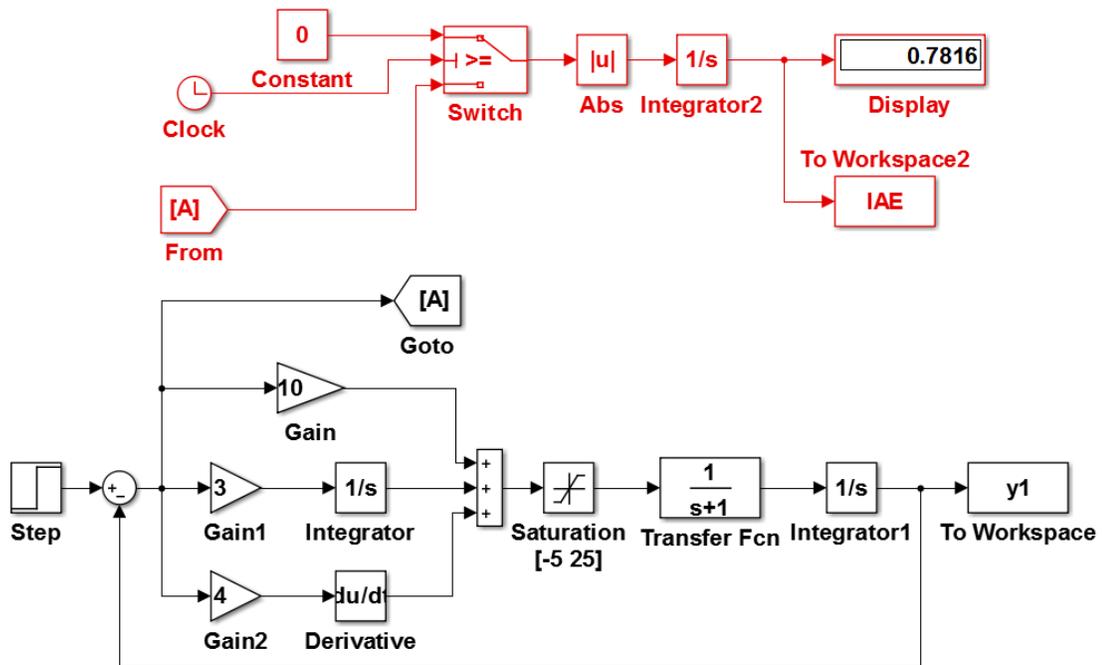


Figura 4. 3 Diagrama para estudiar el desempeño del modelo (4.5) con controlador PID ajustado.

#### 4.1.3 Modelo de segundo orden sobreamortiguado

Un modelo de segundo orden con sobre amortiguación [50] se presenta en (4.6):

$$G(s) = \frac{2}{s^2 + 4s + 3} \quad (4.6)$$

En la figura 4.5 se muestra el modelo Simulink empleado para estudiar el desempeño del sistema controlador con controlador PID y saturación en el control dada por (4.8).

$$u(t) = \begin{cases} u_{max} = 2.5 & u(t) \geq 2.5 \\ u(t) & 0 < u(t) < 2.5 \\ u_{min} = 0 & u(t) \leq 0 \end{cases} \quad (4.7)$$

En la figura 4.6 se muestra la respuesta en el tiempo al paso escalón unitario del modelo dado por (4.6) y (4.7). Adicionalmente se muestra el valor del criterio IAE.

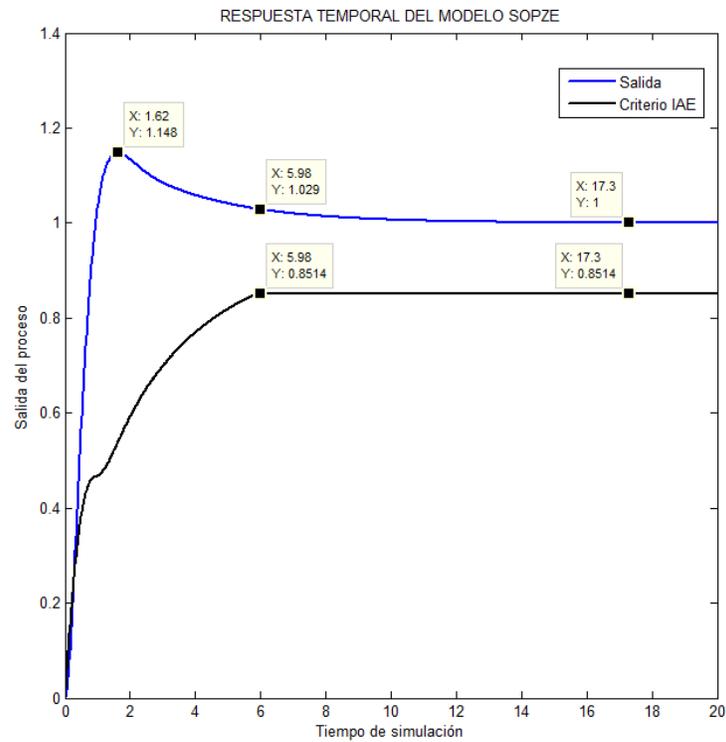


Figura 4. 4 Respuesta temporal del sistema mostrado en la figura 4.3

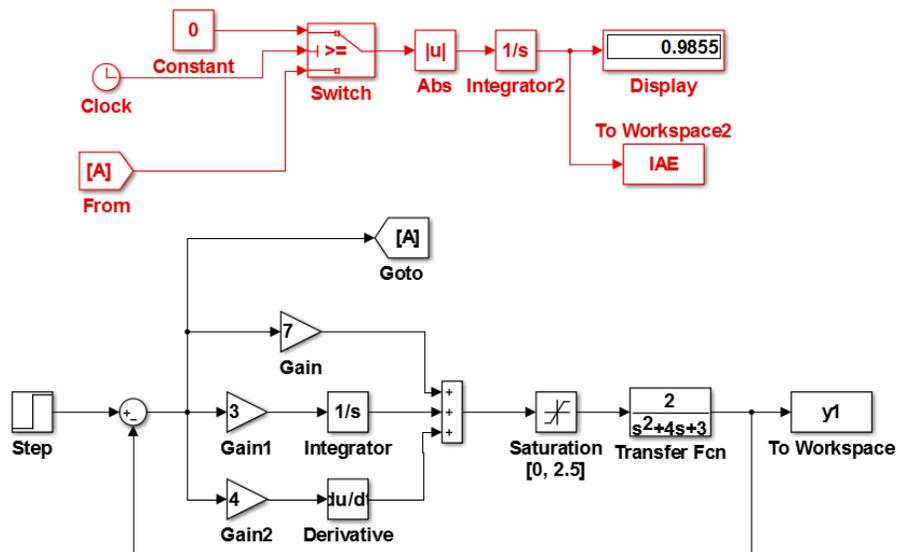


Figura 4. 5 Modelo Simulink para estudiar el desempeño del sistema con controlador PID y saturación en el control.

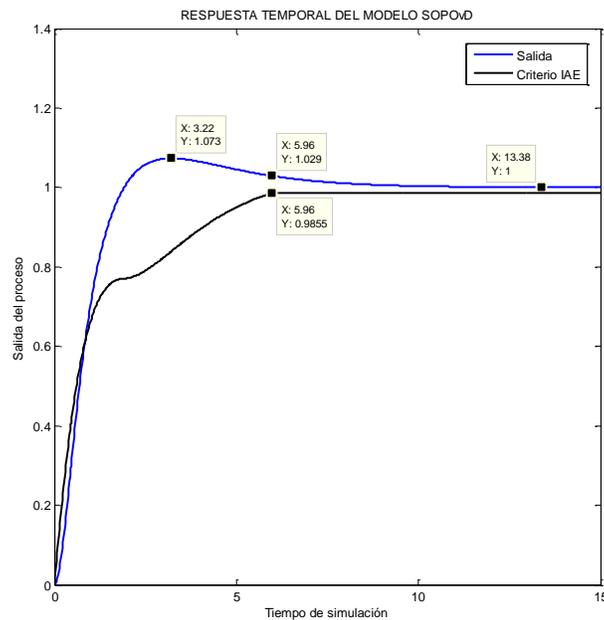


Figura 4. 6 Respuesta en el tiempo al paso escalón unitario del modelo dado por (4.6) y (4.7)

#### 4.1.4 Modelo de segundo orden sub amortiguado

En [50] se examina un proceso de segundo orden con una pequeña relación de amortiguamiento. La función transferencial del proceso es

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{1}{s^2 + 0.02s + 1} \quad (4.8)$$

donde  $\omega_n = 1$  y  $\xi = 0.01$  son la frecuencia natural y la relación de amortiguamiento del proceso, respectivamente. Este ejemplo es similar a un sistema masa-resorte-amortiguador.

Dada la pequeña relación de amortiguamiento, el proceso requiere la acción derivativa o las tres ganancias,  $K_p$ ,  $K_d$  y  $K_i$  debido al error de estado estacionario distinto de cero en la respuesta del proceso a lazo cerrado. En la figura 4.7 se muestra el diagrama Simulink con el controlador diseñado.

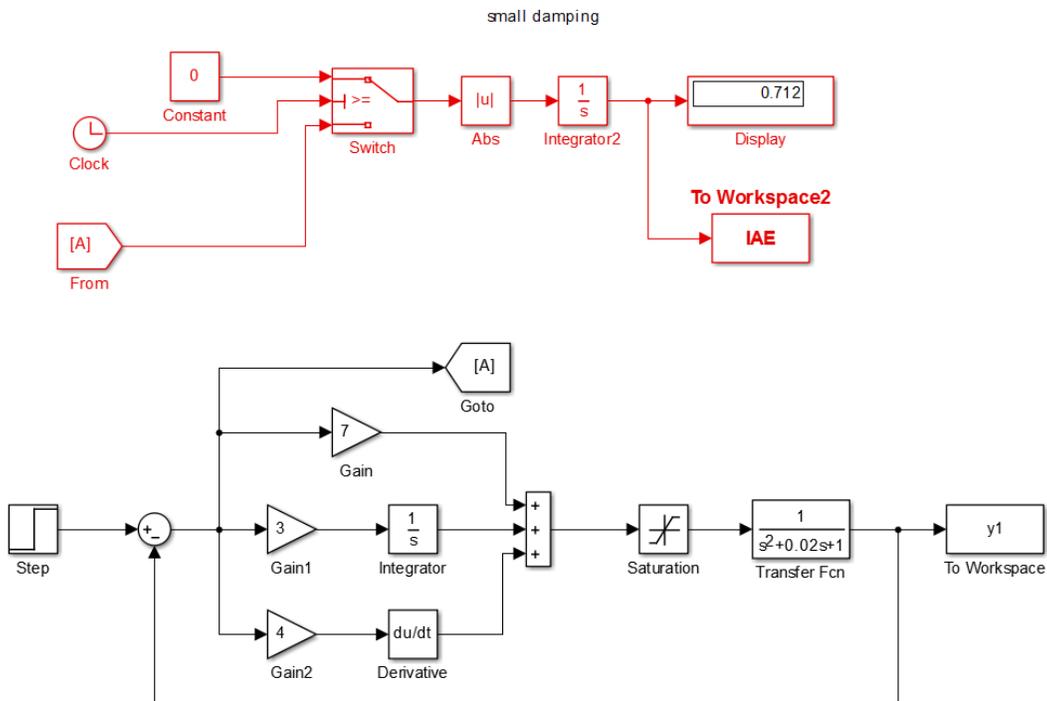


Figura 4. 7 Modelo Simulink para estudiar sistema sub amortiguado con saturación en el control

En la figura 4.8 se muestra la respuesta temporal del sistema a lazo cerrado la misma que presenta un valor de  $M\%=10.9\%$ , un tiempo de establecimiento menor de 4.12 unidades y un valor del criterio IAE de 0.712.

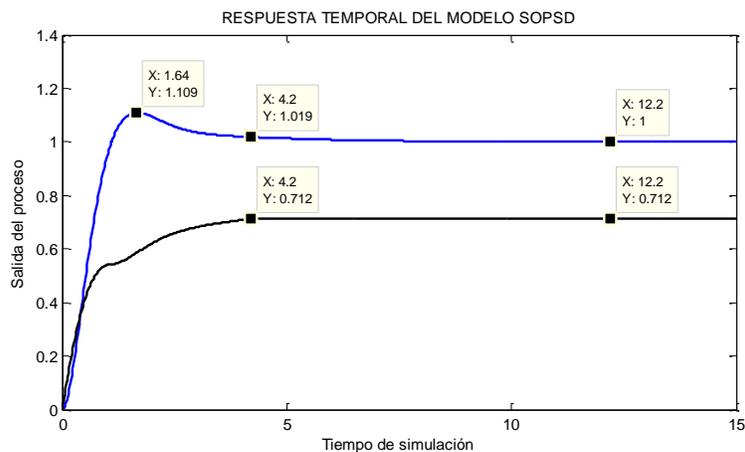


Figura 4. 8 Respuesta del sistema sub amortiguado con saturación en el control

#### 4.1.5 Modelos para sistemas con fase no mínima

Un sistema de fase mínima es aquel en el cual los polos y los ceros se ubican en el semiplano izquierdo del plano complejo [7]. Por el contrario si la representación de la función de transferencia en la forma de polos y ceros proporciona que algún cero de la misma se ubica en el semiplano derecho entonces se dice que el sistema es de fase no mínima.

Veamos por ejemplo el comportamiento de un modelo en función de transferencia cuyo cero está en el semiplano derecho [51]

$$G(s) = \frac{3(-2s+1)}{(10s+1)(5s+1)} \quad (4.9)$$

Este modelo tiene un cero en  $s=0.5$  lo que impone una limitación fundamental para el control y una alta ganancia proporcional induce una inestabilidad a lazo cerrado.

Para determinar el rango de valores de la ganancia proporcional donde el sistema a lazo cerrado es estable obtenemos la función de transferencia a lazo cerrado como sigue:

$$L(s) = \frac{C(s)G(s)}{1+C(s)G(s)} = \frac{K_p \frac{3(-2s+1)}{(10s+1)(5s+1)}}{1+K_p \frac{3(-2s+1)}{(10s+1)(5s+1)}} = \frac{3K_p(-2s+1)}{(10s+1)(5s+1)+3K_p(-2s+1)} \quad (4.10)$$

Este sistema es estable si y solo si los polos de la función de transferencia a lazo cerrado están en el semiplano izquierdo. Los polos son la solución de la ecuación algebraica siguiente:

$$\begin{aligned} (10s+1)(5s+1) + 3K_p(-2s+1) &= 0 \\ 50s^2 + (15 - 6K_p)s + (1 + 3K_p) &= 0 \end{aligned} \quad (4.11)$$

Ya que solo interesa conocer la ubicación de las raíces en el semiplano izquierdo no será necesario resolver la ecuación algebraica, sino aplicar la prueba de estabilidad de Routh-Hurwitz conociendo los coeficientes de la ecuación característica. Para un sistema de segundo orden el sistema es estable si y solo si todos los coeficientes tienen el mismo signo, conllevando a las siguientes condiciones de estabilidad:

$$15 - 6K_p > 0 \quad (4.12)$$

$$1 + 3K_p > 0 \quad (4.13)$$

Que proporciona la región  $-\frac{1}{3} < K_p < 2.5$ , que con realimentación negativa solo es válida la subregión  $0 \leq K_p < 2.5$

En la figura 4.9 se muestran las respuestas del sistema a lazo cerrado con un controlador proporcional cuya ganancia se ha elegido igual a 3, 2.5, 1.5 y 0.5, o sea dos valores de ganancia dentro del rango seleccionado para garantizar la estabilidad, un valor en la ganancia límite ( $K_p=2.5$ ) y un valor ( $K_p=3$ ) fuera de dicho rango.

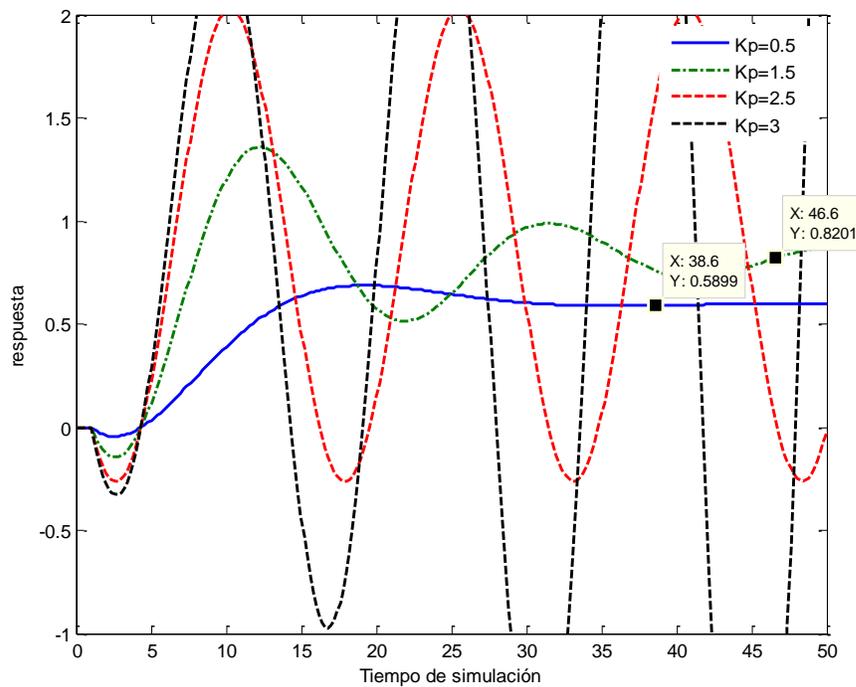


Figura 4. 9 Respuestas al paso escalón unitario del sistema con fase no mínima en presencia de incertidumbre en las constantes de tiempo.

Por otro lado, si se analizan las respuestas mostradas al paso escalón de tal sistema se puede observar que las mismas responden inicialmente en dirección contraria a la esperada.

Por otro lado, la ganancia proporcional  $K_p=0.5$  da un desempeño razonable, sin embargo el valor de establecimiento es muy pequeño. La ganancia proporcional  $K_p=1.5$  proporciona una respuesta mejor excepto por el valor de offset en el estado

estacionario y su marcado carácter oscilante. Efectivamente, aplicando el Teorema del valor final, se tiene:

$$y(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} \frac{3(1.5)(-2s+1)}{(10s+1)(5s+1)+3(1.5)(-2s+1)} = \frac{4.5}{5.5} = 0.818$$

Una mejor solución es emplear un controlador proporcional integral, con el cual se eliminaría el off set del estado estacionario. Conociendo la solución para la ganancia crítica se puede diseñar un controlador del tipo PI mediante las reglas de Ziegler Nichols [53], midiendo el periodo de oscilación para la ganancia última de 2.5 del gráfico de la figura 4.6:

$$K_p = \frac{2.5}{2.2} = 1.1363$$

$$T_i = \frac{15.2}{1.2} = 12.66$$

Con estos valores la respuesta del sistema con una planta de fase no mínima controlada con un controlador PI es la mostrada en la figura 4.10 con líneas discontinuas.

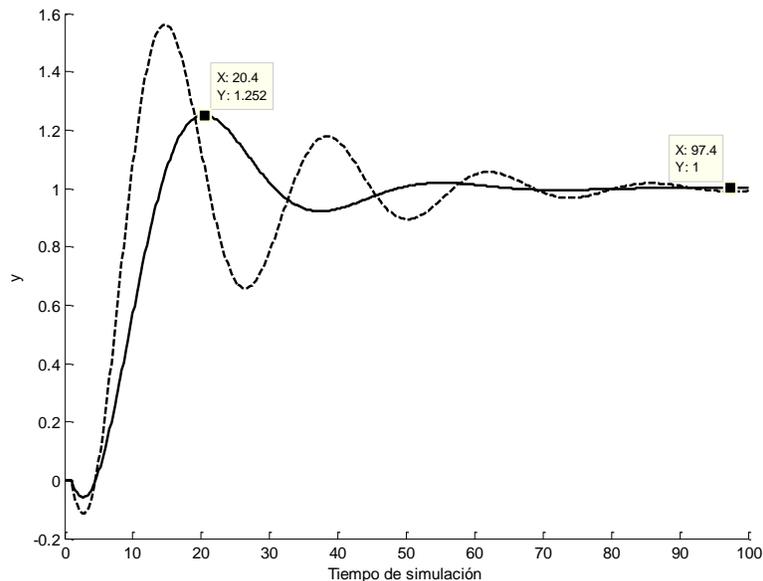


Figura 4. 10 Respuestas al paso escalón unitario del sistema dado por (4.13) para ganancias calculadas por Ziegler-Nichols

Con línea continua se muestra la respuesta del sistema con ganancias reajustadas mediante prueba y error. Los valores finales de las ganancias son obtenidos a partir de los valores:

$$K_p = 0.6$$

$$T_i = 16.66$$

Por otro lado si se observa detenidamente los sistemas con retardo de transporte los mismos también pueden denominarse sistemas con fase no mínima ya que el comportamiento de tales sistemas presenta un crecimiento sistemático de la fase con el aumento de la frecuencia en el Diagrama de Bode de la fase. En la figura 4.11 se muestra la variación de la fase para un modelo de primer orden con retardo de transporte.

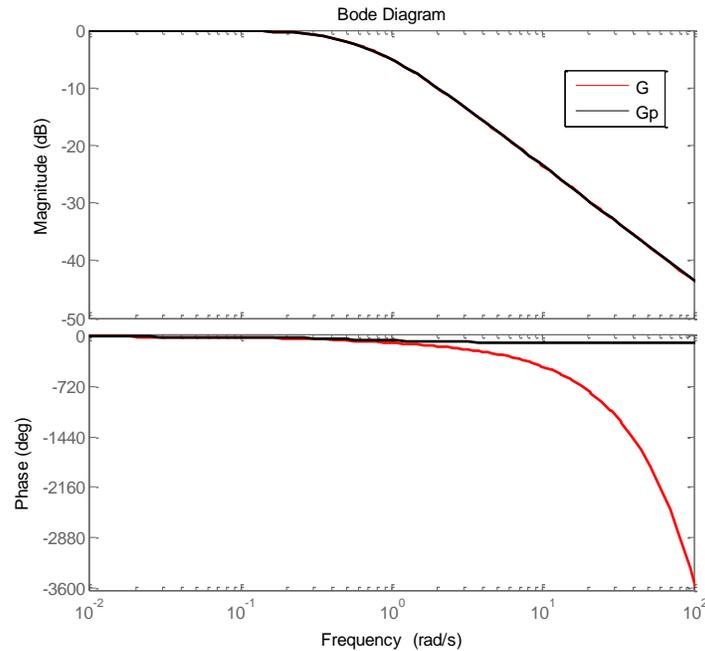


Figura 4. 11 Diagrama de Bode del sistema de primer orden con retardo de transporte (FOPTD)

Del diagrama de fase se ve que cuando se tiene el retardo de transporte en la función de transferencia, la fase aumenta con el aumento del valor de la frecuencia, o sea para variaciones rápidas del control (entrada del modelo de la planta) la salida presenta componentes de alta frecuencia retardados por fase. La simulación de la

respuesta de la función de transferencia de primer orden con retardo, al paso escalón unitario se realizó con el código de Matlab®

```
>> num=1;
>> den=[1.5 1];
>> G=tf(num,den,'InputDelay',0.6);
>> Gp=tf(num,den);
>> step(Gp,'k',G,'r')
>> figure
>> bode(G,'r',Gp,'k')
```

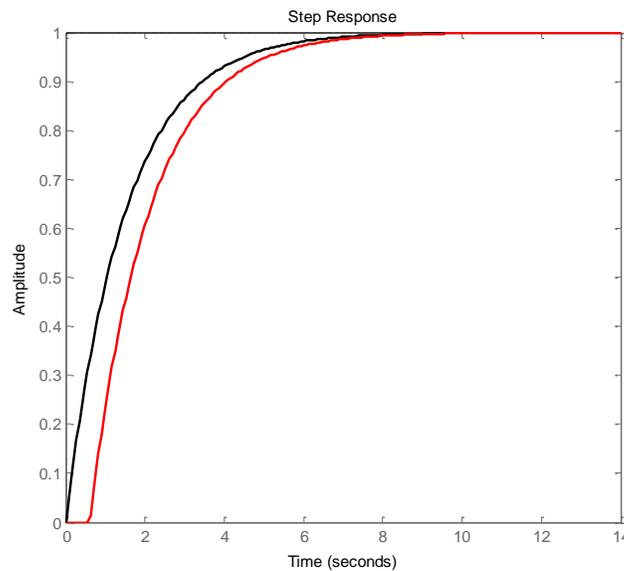


Figura 4. 12 Respuestas de la función de transferencia dada por (4.1) al paso escalón unitario con  $T=1.5$ ,  $L=0.6$ .

#### 4.1.6 Consecuencias de la inexactitud en la determinación de los parámetros del modelo de segundo orden con retardo

Se analiza a continuación las consecuencias de la inexactitud en la determinación de los valores de las constantes de tiempo del modelo (4.7)

En [7] se analizan las consecuencias de la inexactitud en la determinación de los valores de las constantes de tiempo mediante la identificación del modelo (4.7). En la fuente mencionada se supone que  $T_2 \leq T_1$

Para diferentes valores de la relación entre estas dos constantes de tiempo se simula el proceso (4.7) y se muestran los resultados en la figura 4.10.

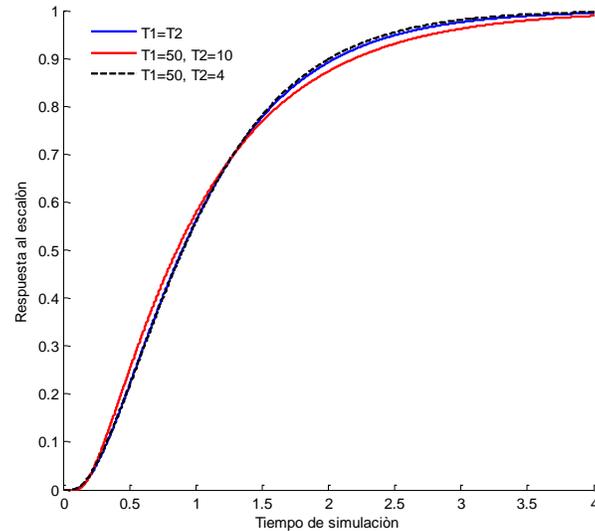


Figura 4. 13 Respuestas del modelo (4.7) al paso escalón con tres valores de las constantes de tiempo.

En la figura 4.10 se han graficado las respuestas con un tiempo normalizado por la expresión (4.15):

$$t = \frac{t_{out}}{T_1 + T_2} \quad (4.14)$$

Como se observa, un modelo de este tipo presentará dificultades para su identificación [7] ya que pequeños cambios de los parámetros conllevan a respuestas con punto de inflexión o con carácter exponencial. Considerando que la identificación de los parámetros del modelo candidato se realiza con cierta incertidumbre, dada por los valores de desviación estándar, el controlador difuso es muy adecuado puesto que no requiere de modelos exactos.

#### 4.1.7 Diseño de controladores difusos para modelos de plantas de segundo orden

Se desarrolla el diseño de los controladores difuso para las plantas explicadas en 4.1.3 y 4.1.4, así como se sigue las indicaciones dadas para el diseño de tales controladores en el Capítulo 3.

En aras de obtener controladores difusos simples se prueban estructuras simples comenzando por las estructuras que involucren dos variables de entrada, preferentemente, el error y su cambio en el tiempo.

Las respuestas al paso escalón en la entrada o referencia del sistema de segundo orden sobreamortiguado se da en la figura 4.14

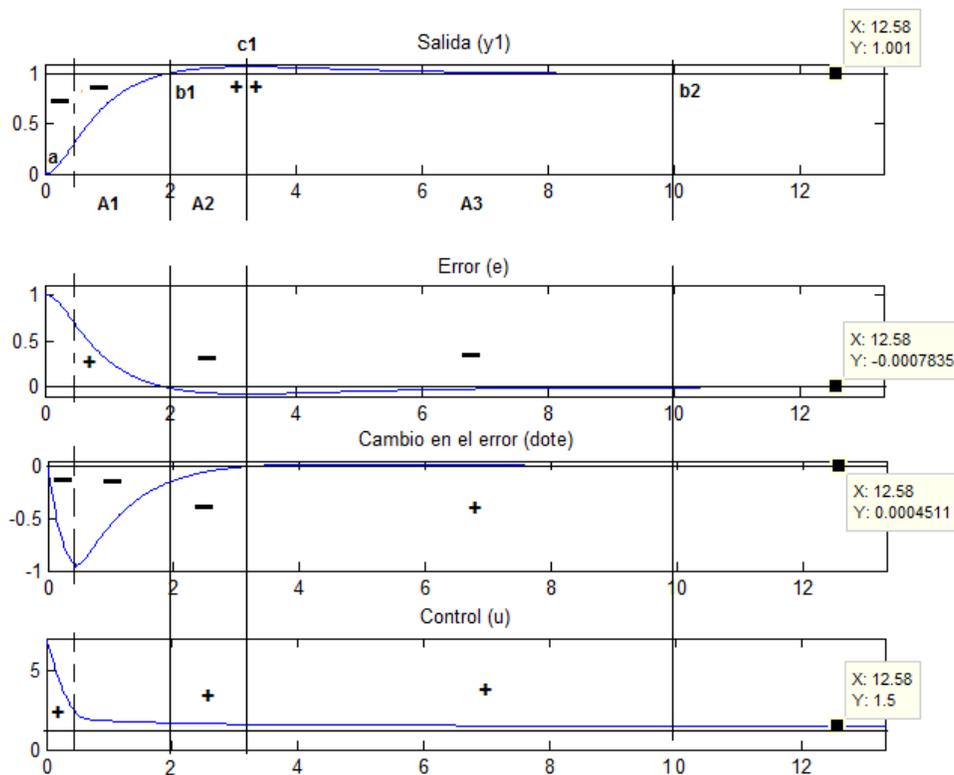


Figura 4. 14 Comportamiento en el tiempo de las variables de interés para el diseño del controlador difuso.

Al igual que en 3.3, se da el plano de fase (espacio de estados del error) para comprender lo que está ocurriendo en el sistema. El plano de fases se muestra en la figura 4.15 donde se han añadido las zonas A1, A2, A3 y A4 mostradas en la gráfica de la salida ( $y_1$ ) de la figura 4.14. Siguiendo las Metareglas dadas en 3.3,

en este caso para el control difuso del modelo sobreamortiguado, se diseña la base de reglas inicial del controlador difuso, la misma que coincide con la expuesta en la figura 3.18.

El ajuste de las ganancias  $g_0, g_1$  y  $h$  [6] proporciona la respuesta mostrada en la figura 4.16. La comparación de esta respuesta con la respuesta obtenida con el diagrama 4.5 muestra la mejora sustancial que proporciona el controlador difuso ajustado con las Metareglas difusas.

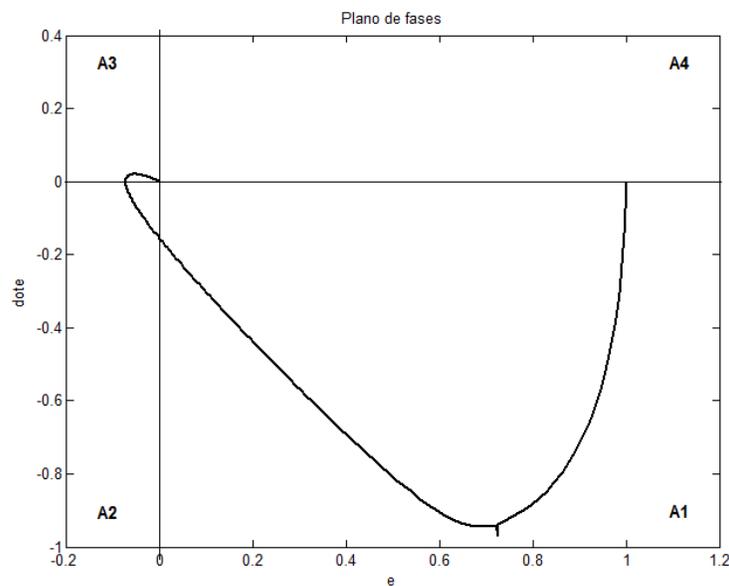


Figura 4. 15 Plano de fases de las variables de interés para el diseño del controlador difuso

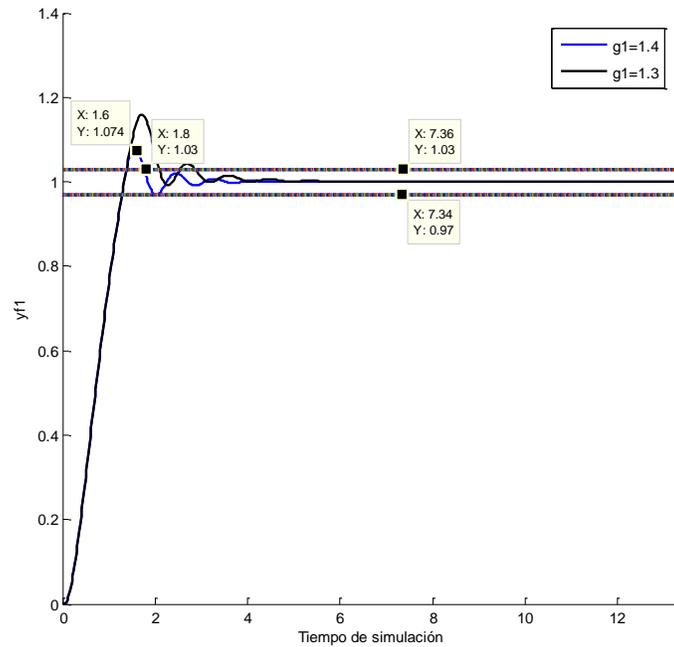


Figura 4. 16 Respuesta del sistema sobreamortiguado controlado con lógica difusa.

Para caracterizar las respuestas obtenidas con los controladores PID y difuso se presenta la Tabla 4.1

Índices	PID lineal	Fuzzy tipo PI
<b>test</b>	5.96	1.8
<b>tpico</b>	3.08	1.6
<b>M%</b>	7.3%	3%
<b>IAE</b>	0.9855	0.8268

Tabla 4. 1 Características de la respuesta temporal

Los resultados mostrados en la Tabla 4.1 así como el comportamiento de la respuesta en el dominio del tiempo favorecen al controlador difuso.

A continuación se analiza el diseño del controlador difuso en el control de una planta de segundo orden sub amortiguada, la misma que fue controlada en 4.1.4

En la figura 4.17 se muestra el comportamiento de la magnitud error y de la variación del error en el diagrama Simulink dado en la figura 4.7.

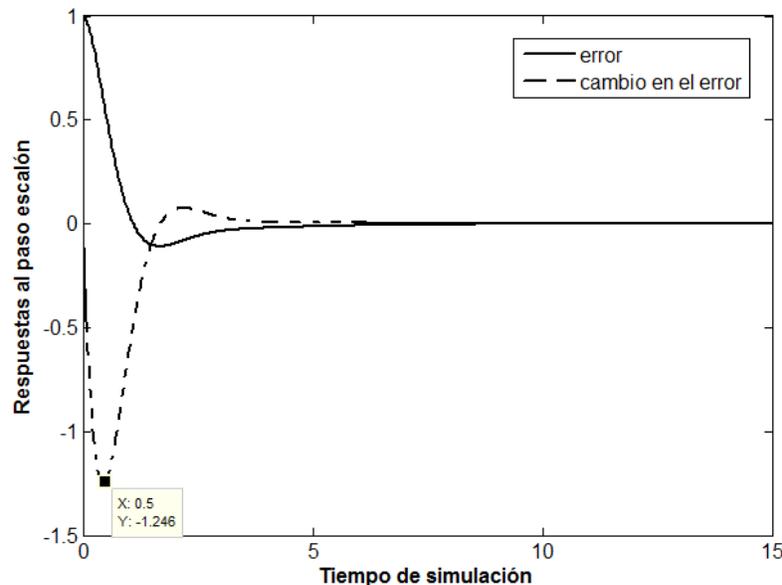


Figura 4. 17 Respuestas al paso escalón unitario del diagrama Simulink de la figura 4.7.

Para el diseño de los controladores difusos PD y PI se aplica la metodología expuesta en [8] y en el Capítulo 3 de este Trabajo de Titulación.

Considerando las respuestas en el tiempo, del error y el cambio en el error, mostradas en la figura 4.17 se seleccionan los universos de discursos: para el error  $E_e = (-2, 2)$  y para el cambio del error  $E_{ce} = (-2, 2)$ . Comenzando con una distribución de funciones triangulares y trapezoidales en un número de tres para cada variable difusa de entrada y de tres triangulares para la variable de salida. En las figuras 4.18, 4.19, 4.20 4.21, 4.22 y 4.23 se muestran los editores de cada variable, el visor de reglas y la superficie de transformación de las variables de entrada en la variable de salida.

En las figuras 4.24 y 4.25 se muestran el diagrama Simulink diseñado para la prueba y ajuste del controlador con 9 reglas difusas y la respuesta del sistema a la variación en la referencia con un paso escalón.

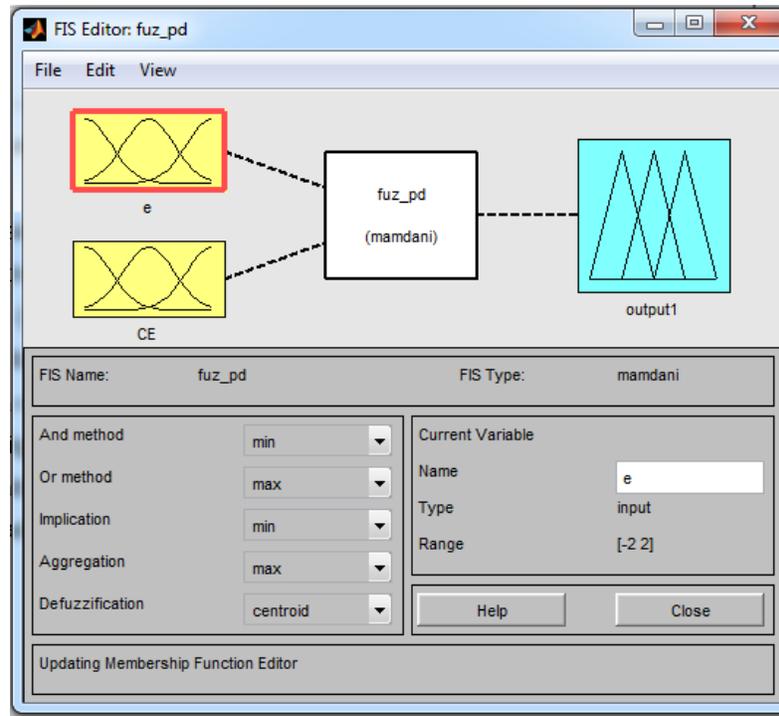


Figura 4. 18 FIS Editor del controlador difuso PD 3x3

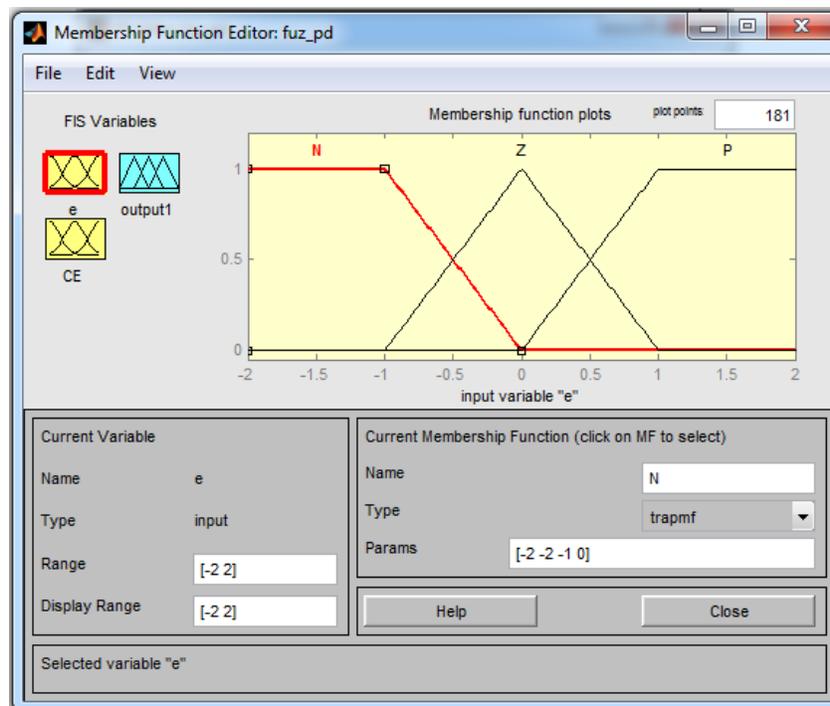


Figura 4. 19 Editor de las funciones de pertenencia del error

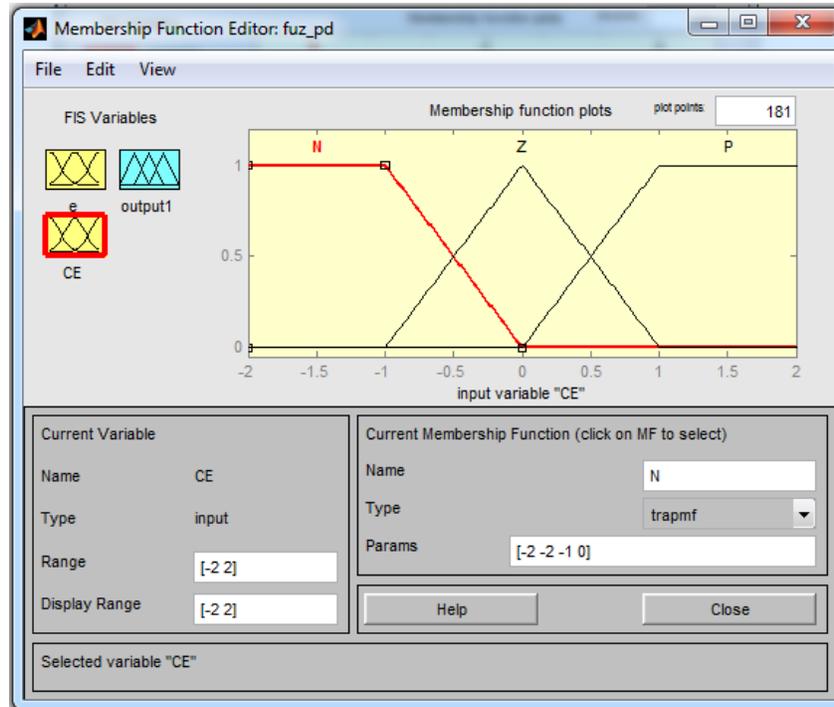


Figura 4. 20 Editor de las funciones de pertenencia del cambio en el error.

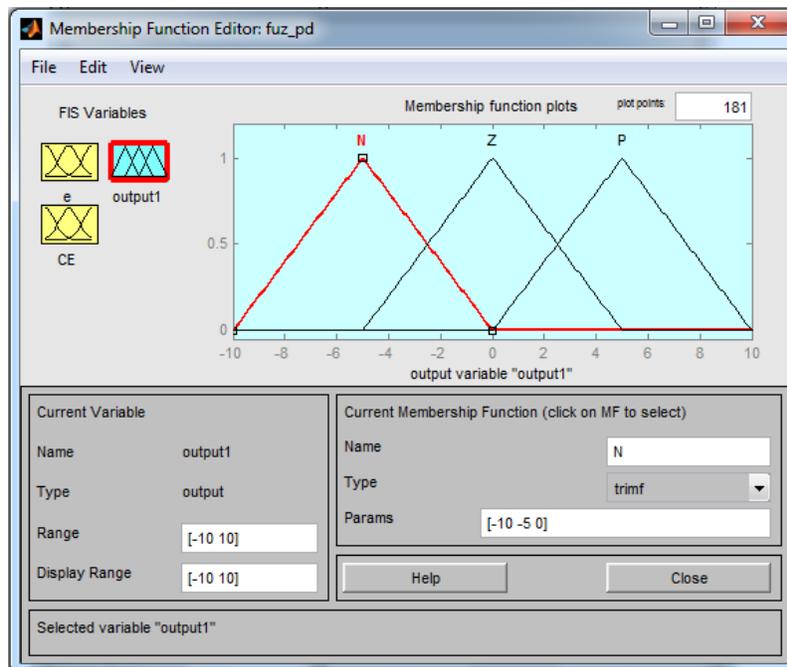


Figura 4. 21 Editor de las funciones de pertenencia del control.

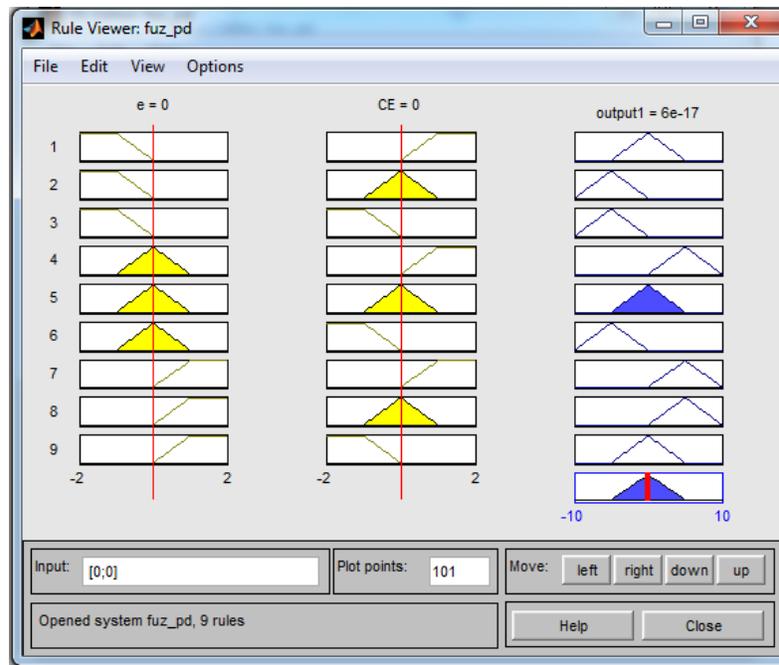


Figura 4. 22 Visor de las reglas del controlador 3x3.

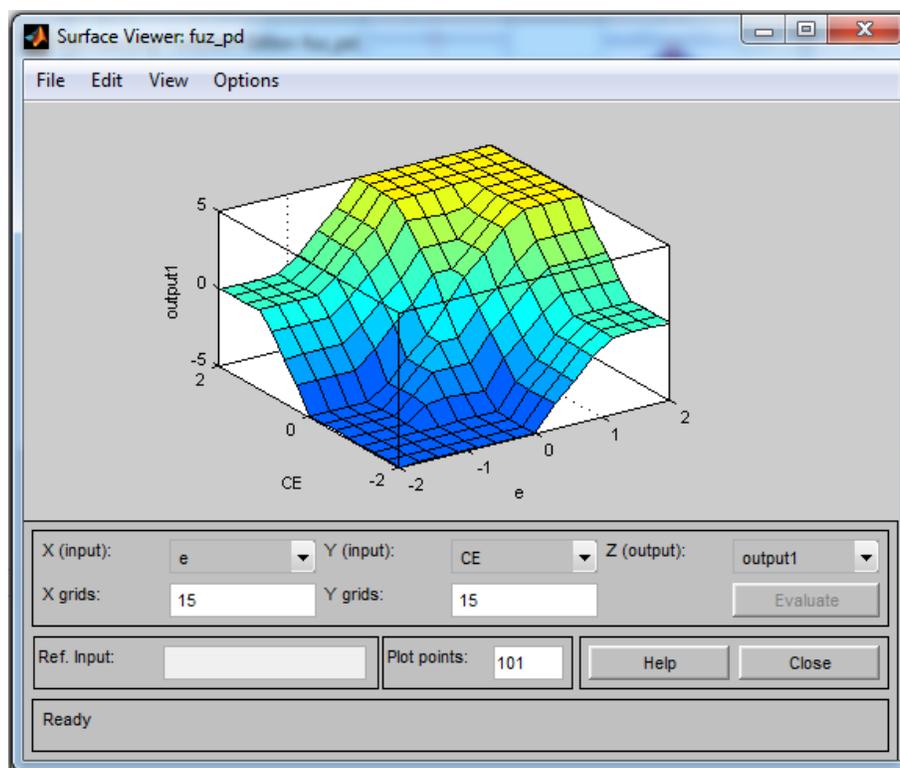


Figura 4. 23 Superficie de transformación de las entradas en la salida.

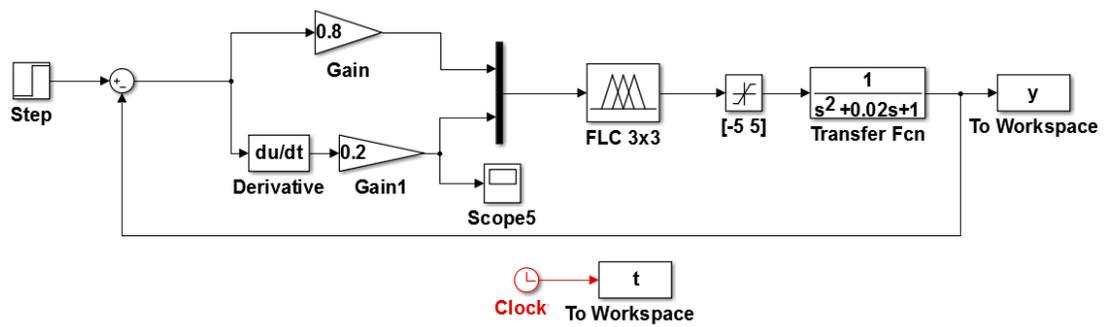


Figura 4. 24 Diagrama Simulink para ajustar las ganancias del controlador difuso 3x3.

De la figura 4.25 se observa que el controlador difuso (FLC) del tipo PD tiene la misma desventaja que su similar PD clásico, el error en estado estacionario no es cero. Un nuevo diseño con 25 reglas (5x5) se presenta a continuación en las figuras 4.26 hasta la figura 4.28.

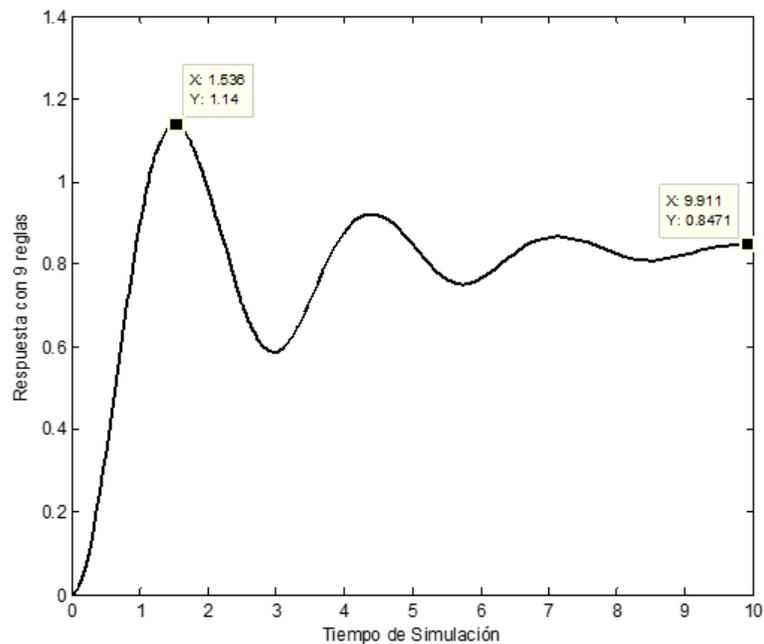


Figura 4. 25 Respuesta al paso escalón en la referencia del modelo sub amortiguado con controlador difuso 3x3

La distribución de funciones triangulares y trapezoidales para buscar un mejor ajuste fue elegida en un número de cinco para cada variable difusa de entrada y de cinco triangulares para la variable de salida.

En las figuras 4.26, 4.27 se muestran el diagrama Simulink diseñado para la prueba y ajuste del controlador con 25 reglas difusas y la respuesta del sistema a la variación en la referencia con un paso escalón comparándola con la respuesta anterior con 9 reglas. En la figura 4.28 se muestra la superficie de transformación.

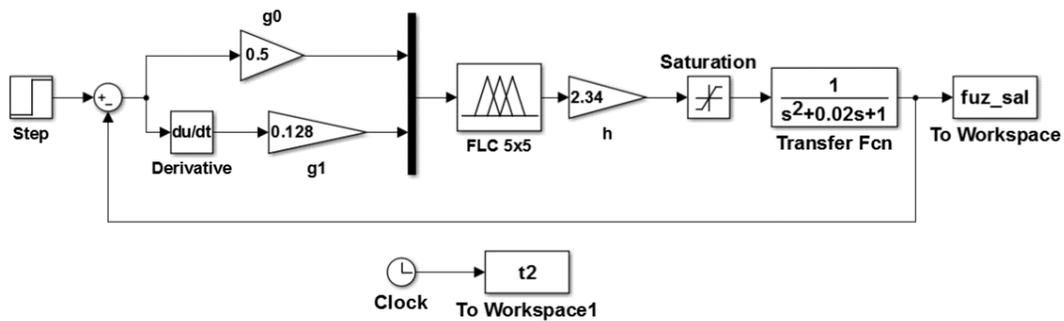


Figura 4. 26 Diagrama Simulink con FLC de 25 reglas

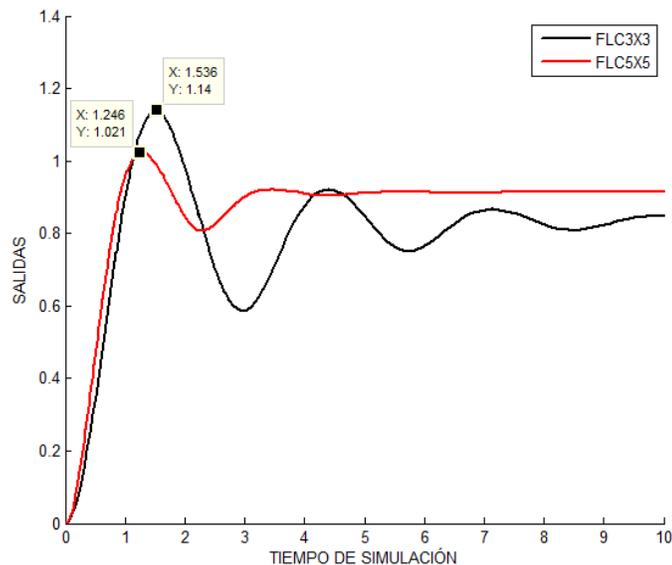


Figura 4. 27 Comparación del desempeño de los FLC de 9 y 25 reglas con un modelo sub amortiguado.

<b>E</b>	<b>NB</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>	<b>PB</b>
<b>CE</b>	<b>NB</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>	<b>PB</b>
<b>PB</b>	<b>Z</b>	<b>PB</b>	<b>PB</b>	<b>PB</b>	<b>PB</b>
<b>P</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>	<b>P</b>	<b>PB</b>
<b>Z</b>	<b>NB</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>	<b>PB</b>
<b>N</b>	<b>NB</b>	<b>NB</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>
<b>NB</b>	<b>NB</b>	<b>NB</b>	<b>NB</b>	<b>NB</b>	<b>Z</b>

**BASE DE REGLAS**

Tabla 4. 2 Base de Reglas del FLC de 25 reglas

Como se observa ambas respuestas presentan el error de establecimiento. Para resolver este problema se diseña un controlador del tipo proporcional derivativo + integrador (FLC PD+I) [54], el mismo que se muestra en la figura 4.29.

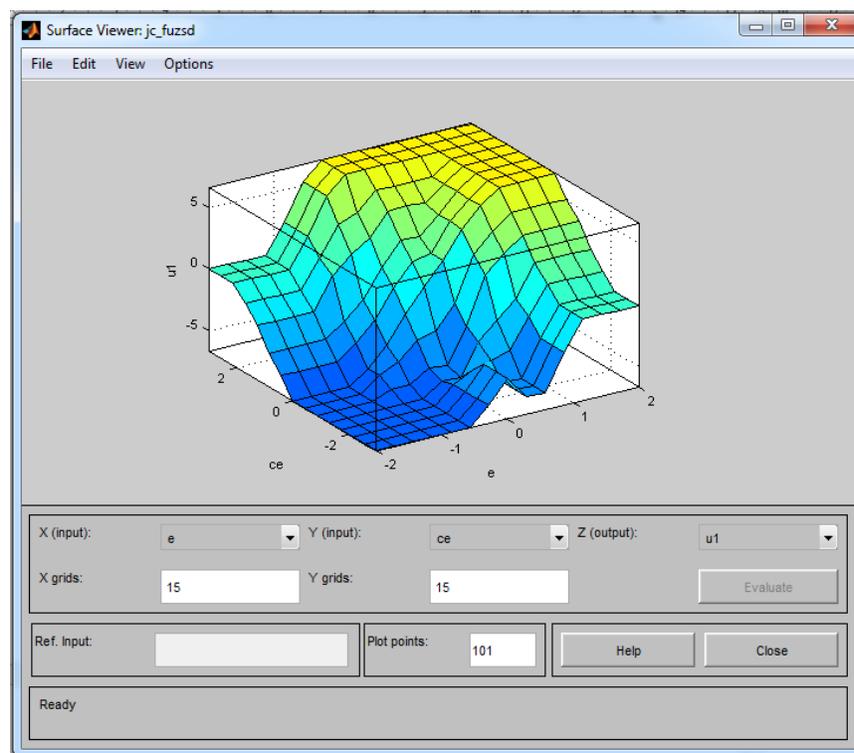


Figura 4. 28 Superficie de transformación de las variables de entrada a la de salida en el FLC de 25 reglas.

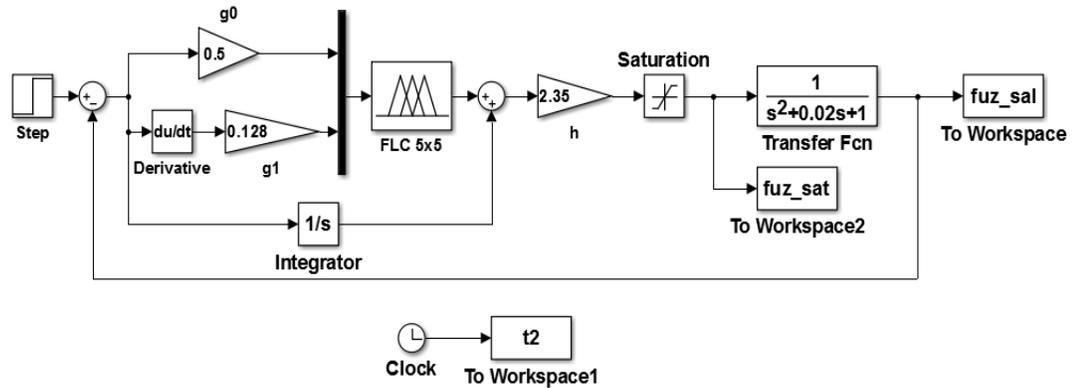


Figura 4. 29 Controlador del tipo FLC PD+I diseñado.

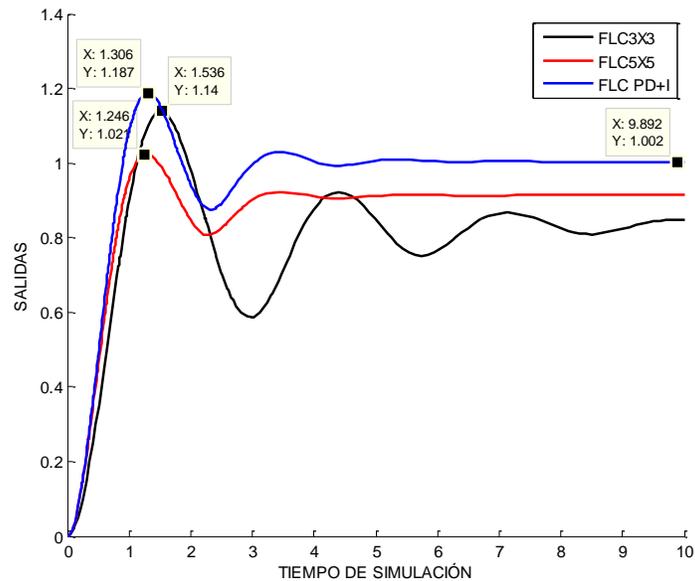


Figura 4. 30 Respuestas de los FLC diseñados para el control del modelo sub amortiguado.

El ajuste del controlador requirió solo un pequeño aumento de 0.43% en la ganancia  $h$ . En la figura 4.30 se muestran las respuestas obtenidas durante el ajuste del FLC PD con 3x3, 5x5 y el FLC PD+I.

En la figura 4.31 se muestra el desempeño del controlador durante el control del modelo sub amortiguado con FLC PD+I. Se evidencia la presencia del windup del integrador ya que la variable fuz-sat está limitada a 5 unidades.

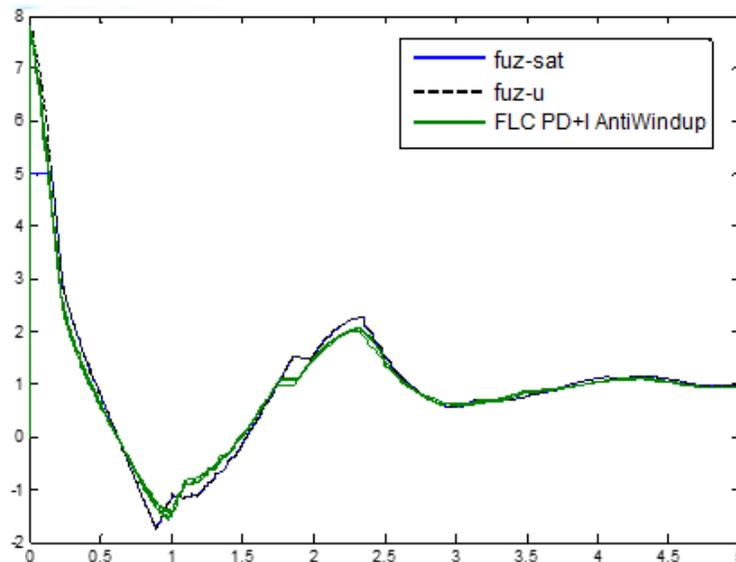


Figura 4. 31 Evidencias de saturación en el actuador.

Para contrarrestar el efecto de la saturación en el actuador sobre el desempeño del controlador se acostumbra realizar la compensación [54]. La compensación elegida se corresponde con la detección del surgimiento de la saturación, cálculo del exceso de control y disminución del integrando en proporción directa con el exceso de integración. El esquema del compensador se muestra en la figura 4.32.

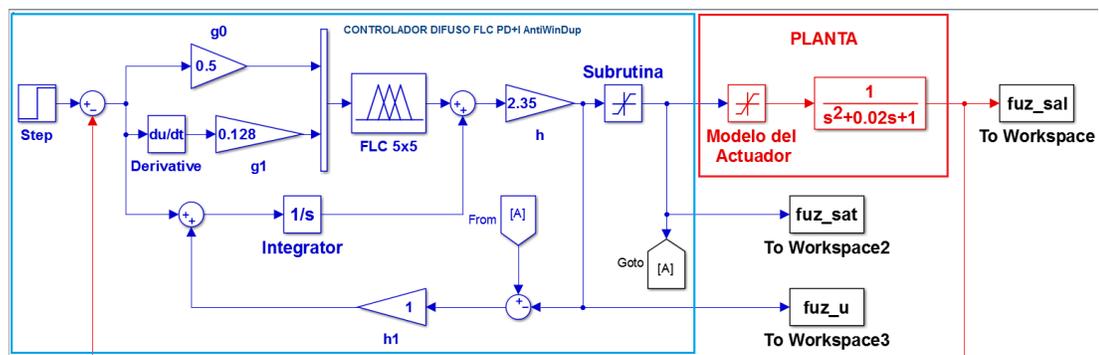


Figura 4. 32 Esquema de compensación del windup del integrador.

Este diagrama se compone de un modelo del elemento no lineal “actuador de la planta” diseñado por programación en el computador o microprocesador, la “medición” de las variables “control” y “saturación del control”, un elemento de detección de la saturación o subrutina de detección de la saturación, un elemento de resta de este valor y el integrando del integrador del controlador. La respuesta del modelo compensado se muestra en la figura 4.33 en color verde.

#### 4.2 Diseño y ajuste por simulación de los controladores difusos para modelos de plantas de segundo orden con integrador

Las expresiones 4.4 y 4.5 proporcionan el modelo de segundo orden con integrador a controlar con el FLC. Siguiendo la metodología de diseño expuesta hasta el momento se analizan las variables de entrada candidatas del FLC. En la figura 4.33 se muestran los desempeños de dichas variables, las cuales son el error y el cambio en el error. Considerando sus valores máximos se puede estimar los universos de discurso para ambas variables difusas.

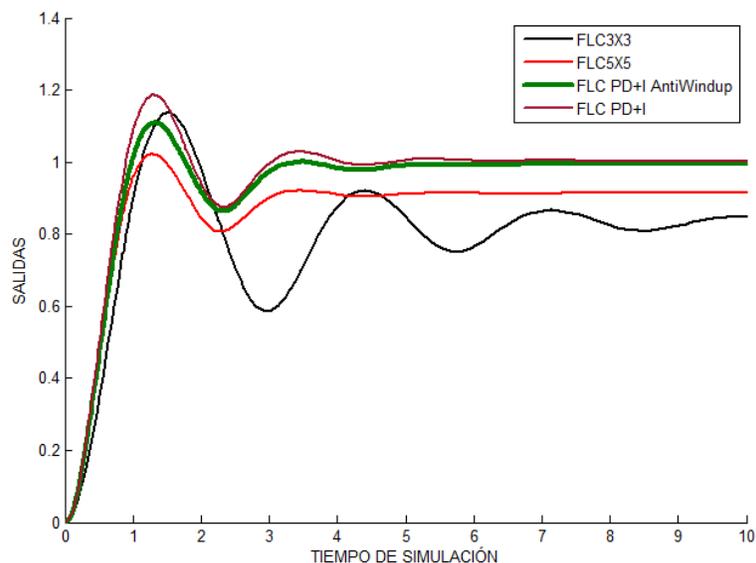


Figura 4. 33 Desempeño del controlador FLC PD+I Anti Windup

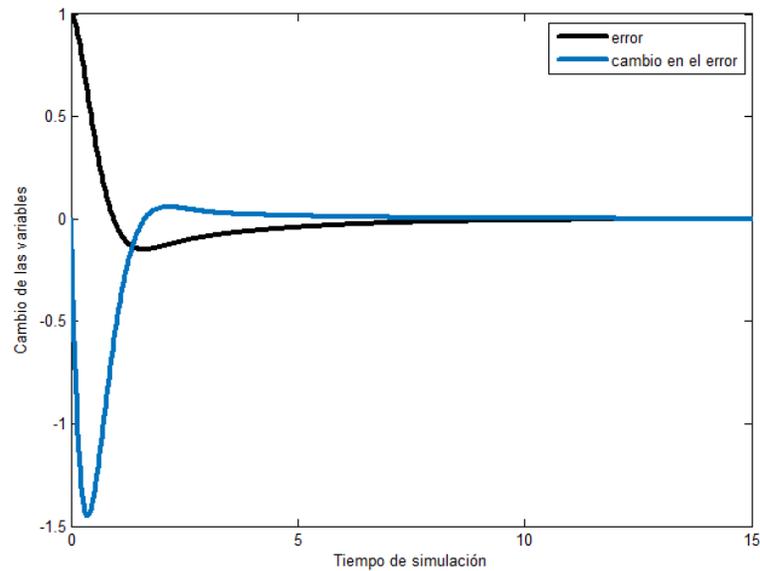


Figura 4. 34 Variación del error y del cambio del error en el modelo de segundo orden con integrador.

Se propone comenzar por la estructura simple de 3x3 funciones de pertenencia para el error y el cambio en el error y tres funciones de pertenencia para el control. Se adopta la estructura del controlador PD considerando que el modelo tiene un integrador. Las funciones de pertenencia y su distribución inicial se muestran en la figura 4.35.

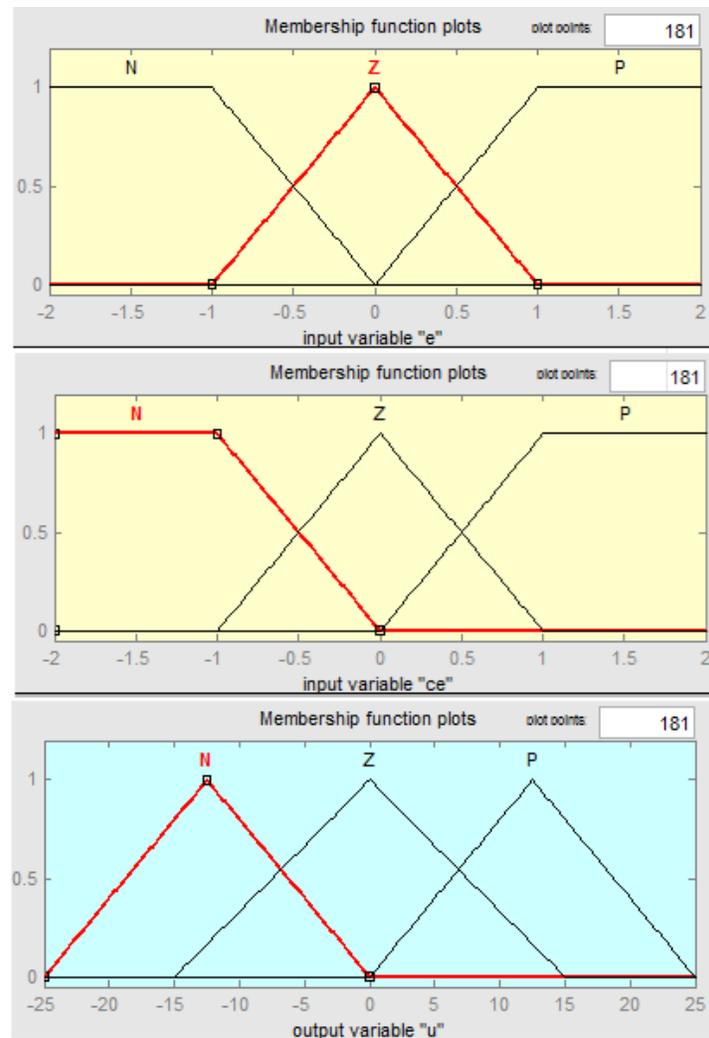


Figura 4. 35 Editores de las nuevas funciones de pertenencia

Esta configuración de las variables lingüísticas no proporciona un buen desempeño del controlador, lo cual se evidencia por la respuesta en el tiempo al paso escalón, dada en la figura 4.36.

Un nuevo controlador se diseña. Se consideran 5 funciones de pertenencias por cada variable de entrada y cinco para la variable de salida o control, los respectivos editores, las reglas y la superficie de transformación se dan en el Anexo 1. Los universos de discursos se mantienen iguales.

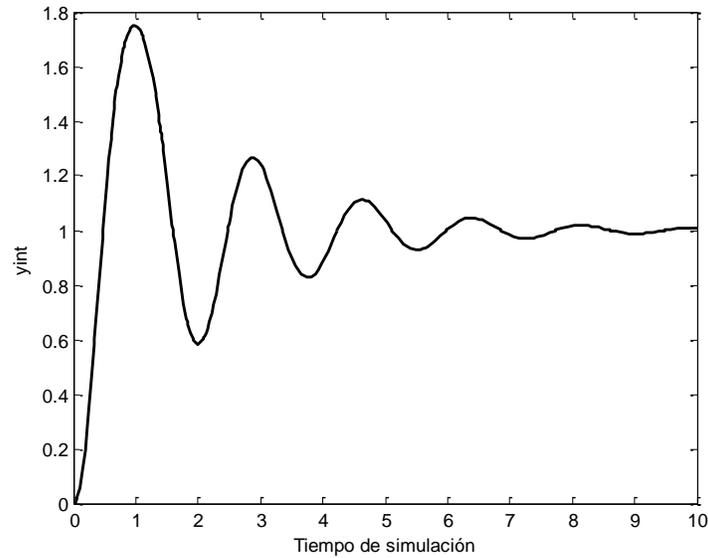


Figura 4. 36 Respuesta considerando 3 funciones de pertenencias por cada variable de entrada y tres para la variable de salida.

La respuesta obtenida con 5x5 reglas se muestra en la figura 4.37

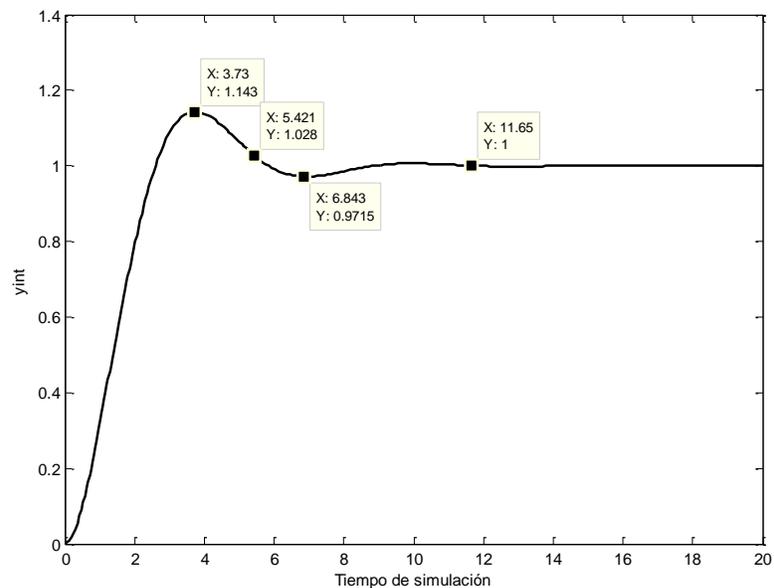


Figura 4. 37 Respuesta obtenida con 5x5 reglas difusas.

Una comparación entre el desempeño del controlador PID y el desempeño del controlador difuso del tipo P se muestra en la figura 4.38, en la cual se han superpuesto ambos resultados. Se observa que el controlador PID logra más rapidez

en alcanzar el valor pico, sin embargo son equivalentes desde el punto de vista del tiempo de establecimiento. No pasa igual con el criterio de la integral del valor absoluto del error, para el FLC es casi el doble (1.66 unidades/0.8514 unidades).

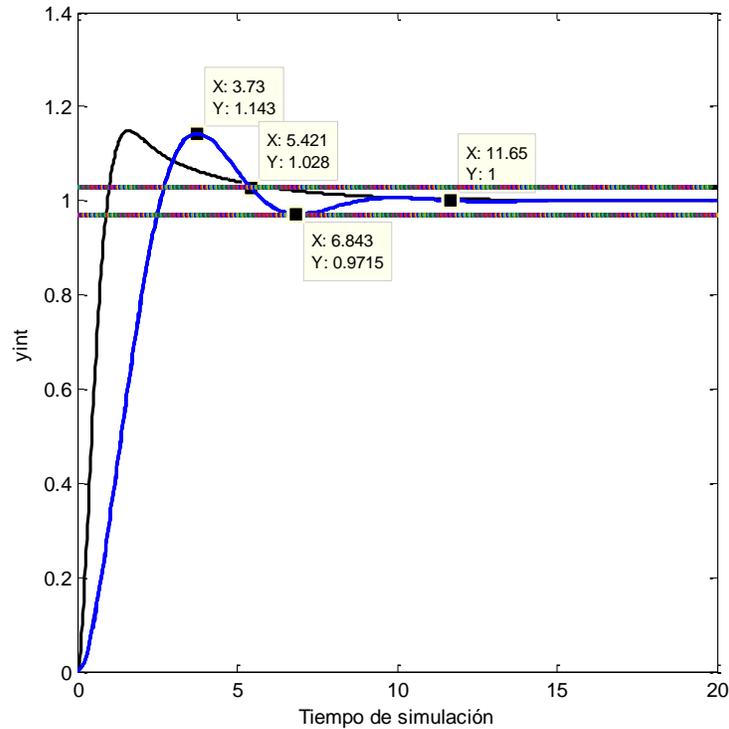


Figura 4. 38 Comparación de desempeños de controladores PID y el desempeño del controlador difuso del tipo P.

### 4.3 Diseño y ajuste de los controladores difusos para modelos de plantas de segundo orden con retardo de transporte

Se analiza el desempeño de los controladores difusos en el control de modelos de plantas con retardo de transporte y con fase no mínima.

#### 4.3.1 Análisis del desempeño de los sistemas de primer orden con retardo de transporte

Para el diseño del controlador difuso se hará un recorrido desde lo simple a lo más complejo comenzando obligatoriamente por los modelos de primer orden con retardo de transporte y llegando hasta los modelos de segundo orden con similar desempeño retardado.

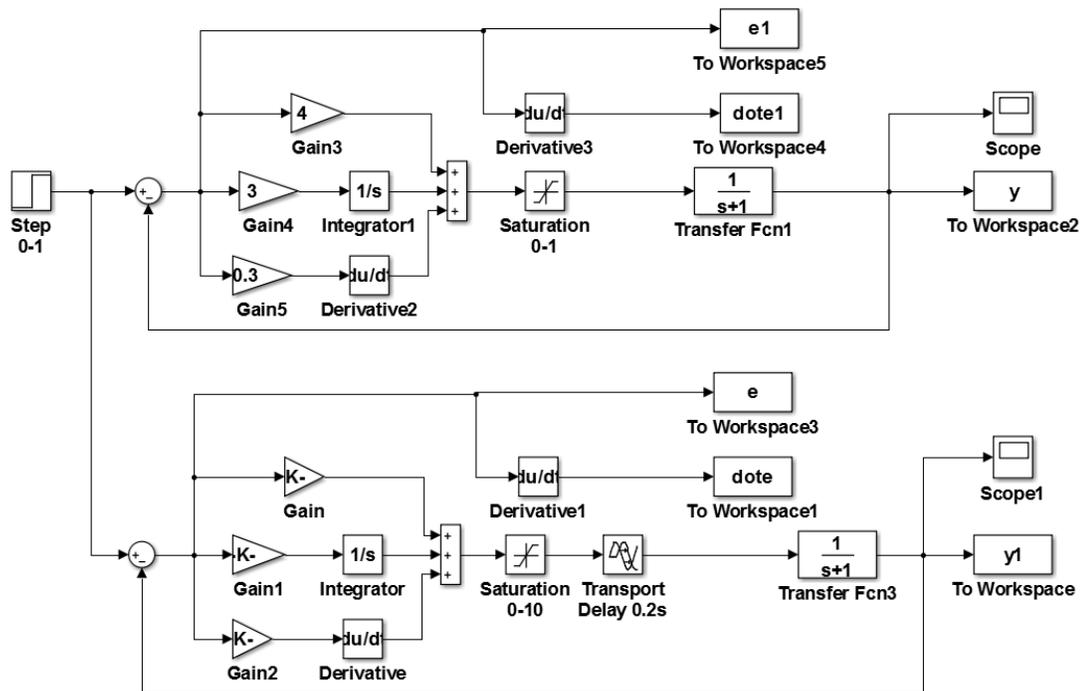


Figura 4. 39 Diagrama Simulink para analizar el comportamiento de los modelos de primer orden con y sin retardo de transporte.

En la figura 4.39 se muestra el diagrama Simulink que sirve para analizar el comportamiento de los modelos de primer orden con y sin retardo. El análisis se hace en el espacio de estados del error, o sea en el plano de fases.

En la figura 4.40 se muestran las respuestas de los modelos y en la figura 4.41 el espacio de estados del error. Se observa que la trayectoria en el espacio de estado del modelo con retardo se desplaza hacia la izquierda con respecto de la trayectoria del espacio de estado del error sin retardo de transporte.

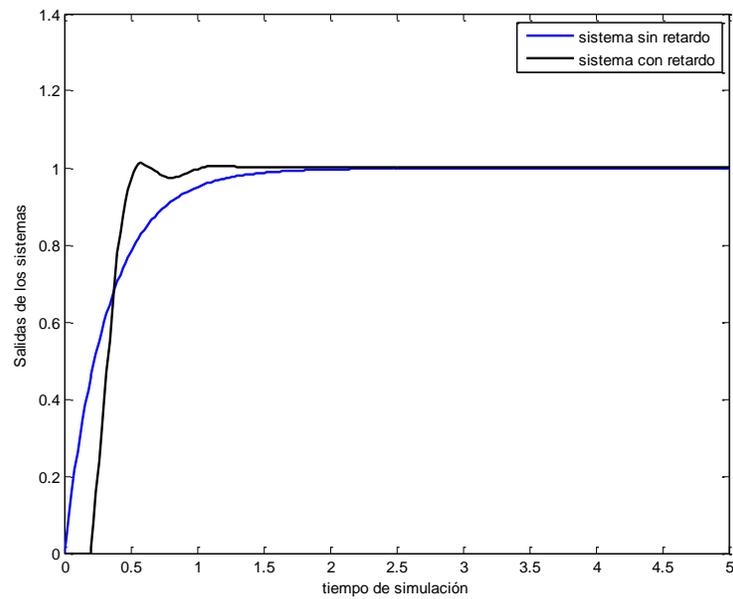


Figura 4. 40 Respuestas de los modelos de primer orden, con saturación en el control con y sin retardo de transporte.

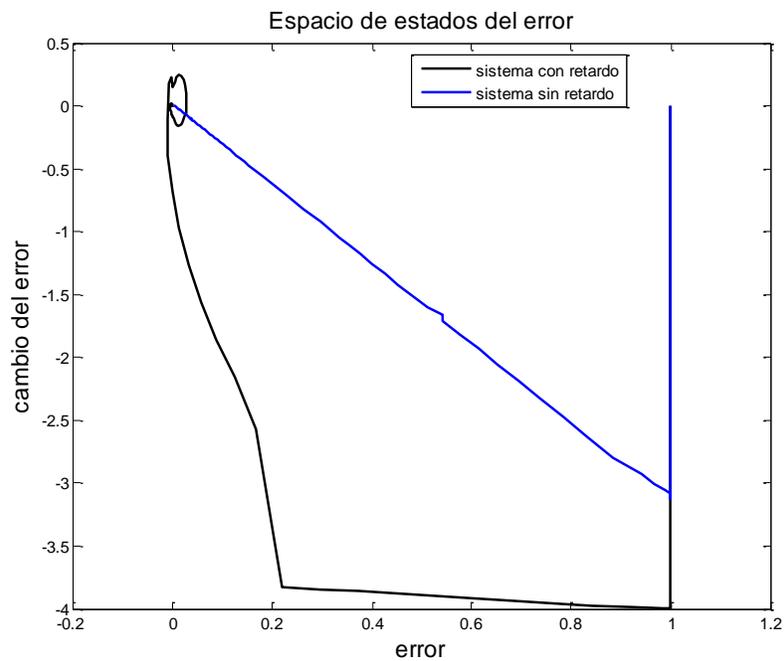


Figura 4. 41 Espacio de estados del error de los modelos de primer orden, con saturación en el control, con y sin retardo de transporte

### 4.3.2 Análisis del desempeño de los sistemas de segundo orden con retardo de transporte

Se diseña un diagrama Simulink para el análisis y ajuste del controlador PID del modelo de segundo orden con saturación y retardo de transporte. El diagrama Simulink se muestra en la figura 4.42 y las respuestas simuladas del sistema controlado con un controlador PID se dan en la figura 4.43

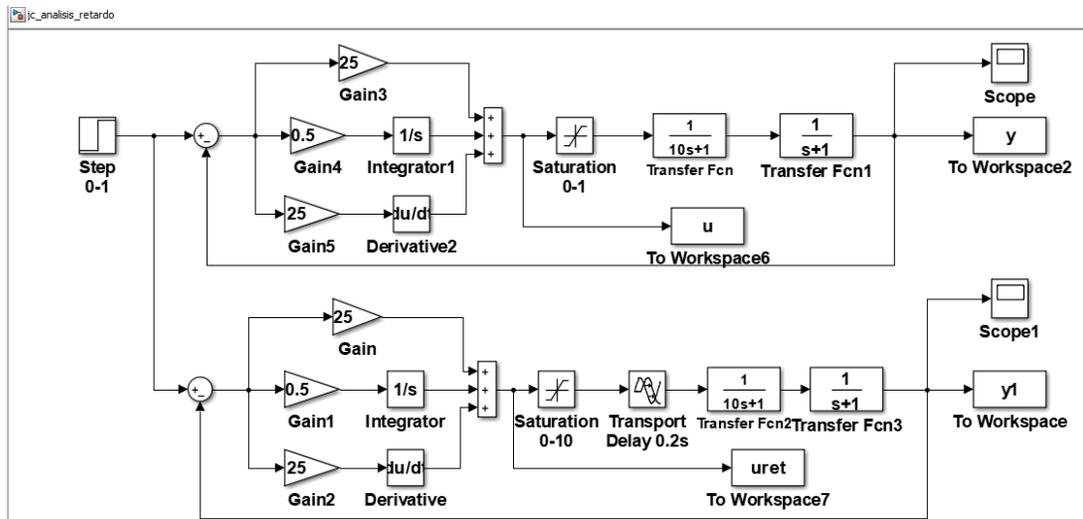


Figura 4. 42 Diagrama Simulink del sistema controlado con un controlador PID

El diagrama Simulink se emplea para analizar el comportamiento de los modelos de segundo orden con y sin retardo. En la figura 4.43 se muestran las respuestas de los modelos y en la figura 4.44 el espacio de estados del error.

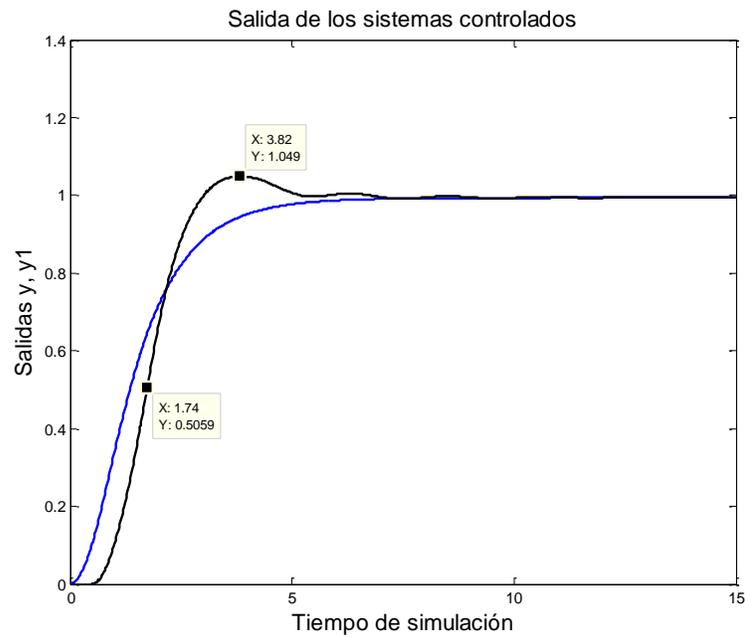


Figura 4. 43 Respuestas simuladas del sistema de la figura 4.42

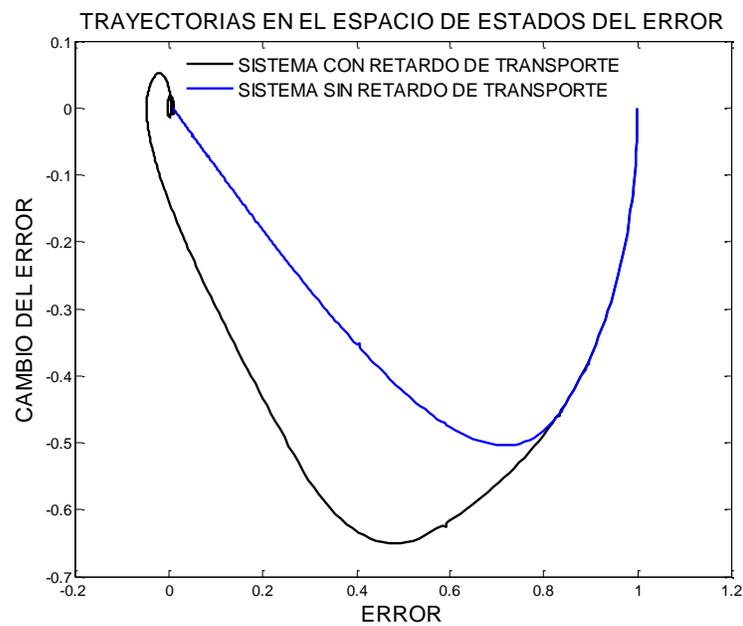


Figura 4. 44 Espacio de estados del error de los sistemas controlados con PID, con saturación en el control y retardo de transporte

El análisis se hace en el espacio de estados del error, o sea en el plano de fases. Se observa que la trayectoria en el espacio de estado del modelo con retardo se desplaza también hacia la izquierda con respecto de la trayectoria del espacio de estado del error sin retardo de transporte. Se infiere que para los modelos complejos de orden superior con retardo de transporte este comportamiento es característico.

El comportamiento del control del modelo sin retardo y con retardo de transporte se puede analizar empleando la figura 4.45, donde se muestran los esfuerzos de control de los controladores PID del diagrama Simulink dado en la figura 4.42 ajustado para el modelo de segundo orden con retardo con  $k_p=25$ ,  $k_i=0.5$  y  $k_d=25$  y función de transferencia (4.15):

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{e^{-0.5s}}{(s+1)(10s+1)} \quad (4.15)$$

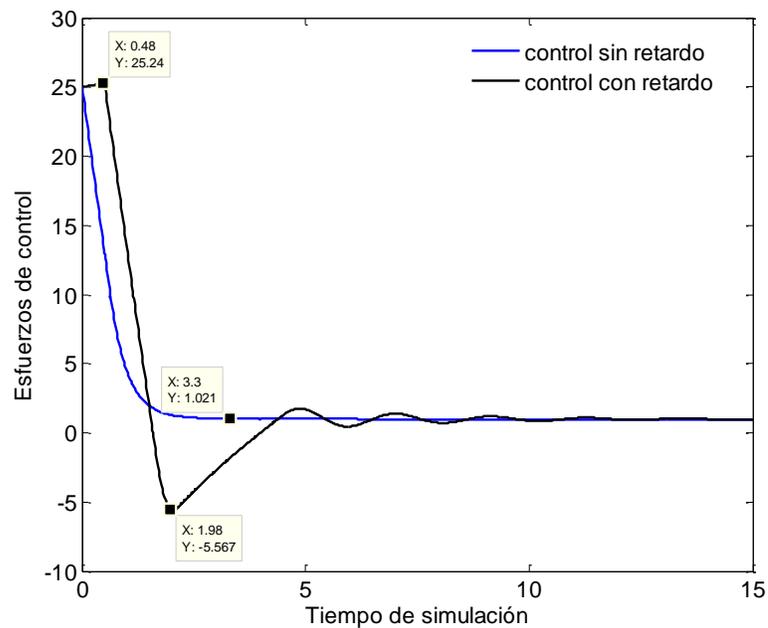


Figura 4. 45 Esfuerzos de control en el diagrama Simulink de la figura 4.42 ajustados, con saturación y con retardo.

Así las cosas, se requiere diseñar un controlador difuso que supere las falencias del controlar PID en lo referente a la rapidez, la sobrerregulación y el tiempo de establecimiento en presencia de retardo de transporte y saturación en el control.

Dado los universos de discursos inferidos de los gráficos mostrados en las figuras 4.44 y 4.45 se diseña un sistema de inferencias compuesto por 5 funciones de pertenencia triangulares y dos trapezoidales en cada variable de entrada difusa.

Para el control se seleccionan siete funciones de pertenencia triangulares en el rango de  $[-30\ 30]$  del universo de discurso del control. Las etiquetas lingüísticas para las variables difusas de entrada y de salida son seleccionadas como NL, NM, NS, Z, PS, PM, PL. Los editores del Sistema de Inferencia Difuso (FIS Editor) se muestran en el Anexo 2. La superficie de transformación del FIS se muestra en la figura 4.46.

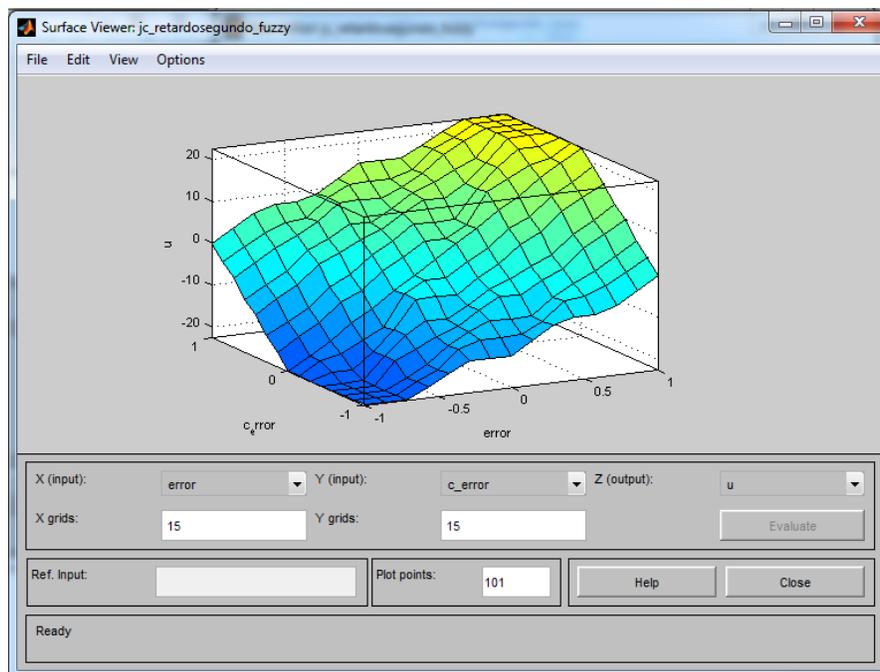


Figura 4. 46 Superficie de transformación de las variables de entrada en variable de salida del FLC diseñado

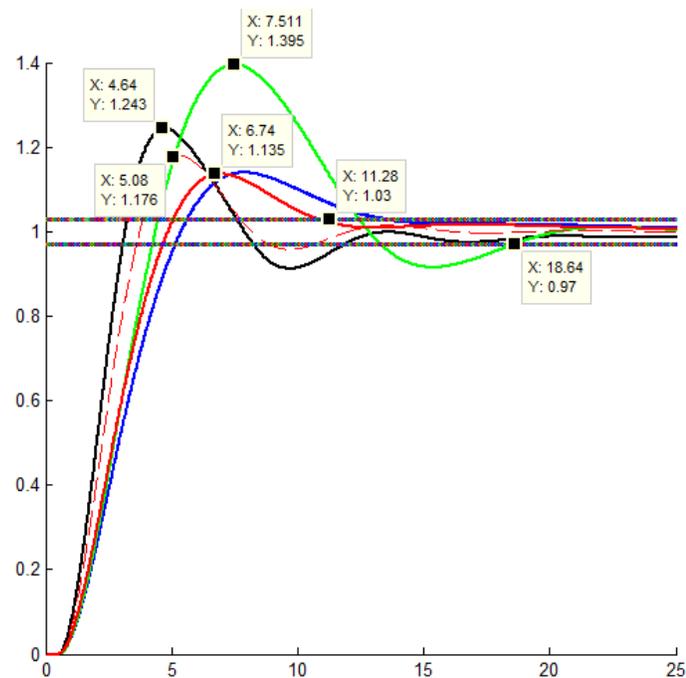


Figura 4. 47 Respuestas del sistema de segundo orden con retardo con controlador difuso

El ajuste del controlador difuso para el sistema con el modelo de segundo orden con retardo de transporte se realizó por prueba y error, en la Tabla 4.3 se muestran los resultados de seis de las pruebas realizadas.

No. prueba	$[g_0, g_1, g_2, h]$	$[M\% \quad t_{est}]$	IAE
1	[0.5 0.01 0.5 0.3]	[24.3% 12.9u]	3.52
2	[1.1 0.01 0.5 0.3]	[14.1% 11.88u]	2.93
3	[0.5 0.001 0.5 0.3]	[14.1% 12.9u]	3.56
4	[0.5 0.01 1 0.3]	[39.5% 18.64u]	4.59
5	[0.5 0.01 0.55 0.5]	[17.6% 10.84u]	2.82
<b>6</b>	<b>[0.5 0.01 0.51 0.35]</b>	<b>[13.5% 10.9u]</b>	<b>3.27</b>

Tabla 4. 3 Relación de pruebas de ajuste del controlador difuso

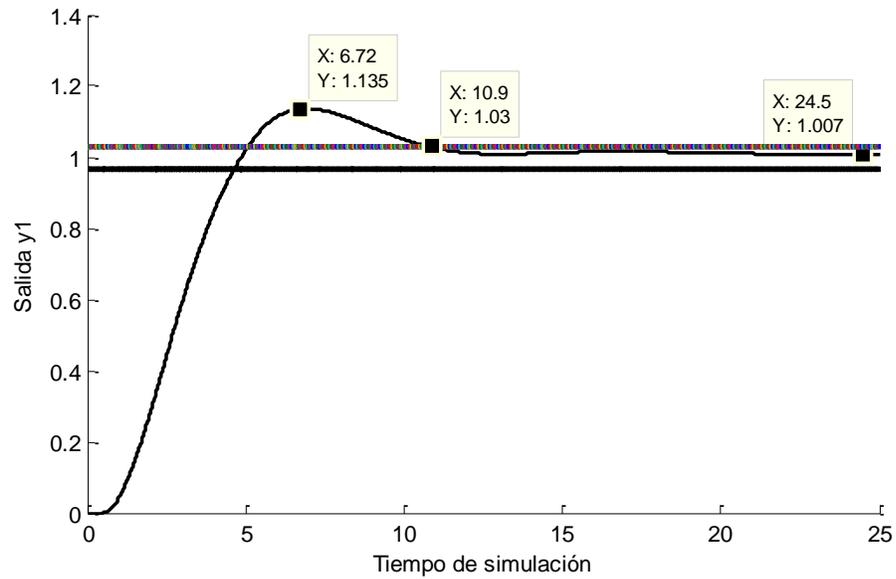


Figura 4. 48 Respuesta del sistema de segundo orden con retardo con controlador difuso para el mejor ajuste seleccionado (Prueba No.6)

#### 4.3.3. Control difuso para el modelo de planta de fase no mínima

Se analiza el comportamiento de las variables del controlador, el error, la integración del error, el control y la variable de salida del modelo controlado cuando se emplea un controlador clásico tipo PI para controlar un modelo de planta de fase no mínima.

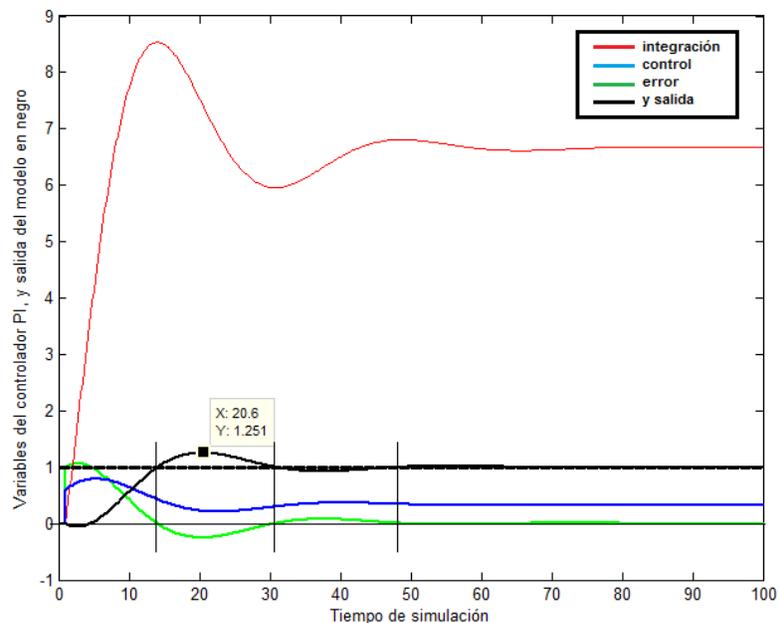


Figura 4. 49 Variables de estado del controlador.

Como se observa de la figura 4.49 la variable de integración crece hasta alcanzar valores relativamente grandes, lo cual es lógico ya que la integración se está efectuando hasta que el integrando se haga cero (el error). Por otro lado, entre el error y la variable de control existe la relación siguiente: cuando el error es positivo ( $e = \text{ref} - y > 0$ ) la variable control también es positiva y su decrecimiento conlleva al decrecimiento del control. Cuando el error es negativo la variable de control decrece significativamente, pero no es negativa.

Se diseña un controlador difuso FLC PI, a partir de un FLC-PD, de manera que se evita definir un universo de discurso para la integración. El diagrama Simulink con el controlador difuso se muestra en la figura 4.50

Los editores de las funciones de pertenencia para las variables difusas error, cambio en el error y el control se dan en el Anexo 3. De igual manera se proporciona la base de reglas. En la figura 4.52 se muestran las respuestas al paso escalón de los diagramas mostrados en las figuras 4.50 y 4.51. Se observa un comportamiento general aceptable en la respuesta del controlador difuso a pesar de que el criterio IAE para el control difuso sea de 5.951 unidades contra el criterio del PID de 4.99 unidades. De igual manera los tiempos de establecimiento difieren en menos de 8 unidades, 53.16 unidades de tiempo frente a 45.6 unidades.

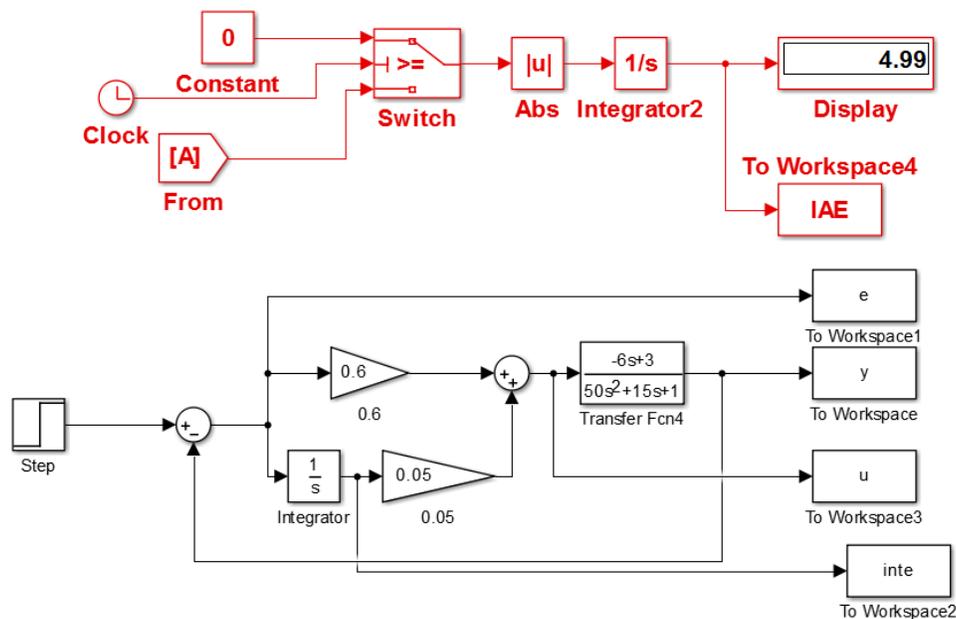


Figura 4. 50 Diagrama Simulink

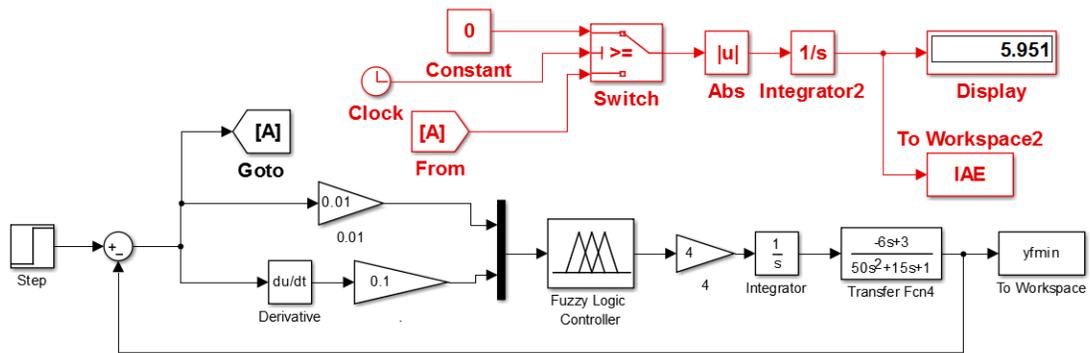


Figura 4. 51 Diagrama Simulink del sistema de fase no mínima.

La respuesta en color rojo, en la figura 4.51, corresponde al desempeño del controlador difuso diseñado. Obsérvese que se ha logrado disminuir el sobre paso (overshoot) y la suboscilación (undershoot) de la respuesta al paso escalón, mostrada en la figura 4.52.

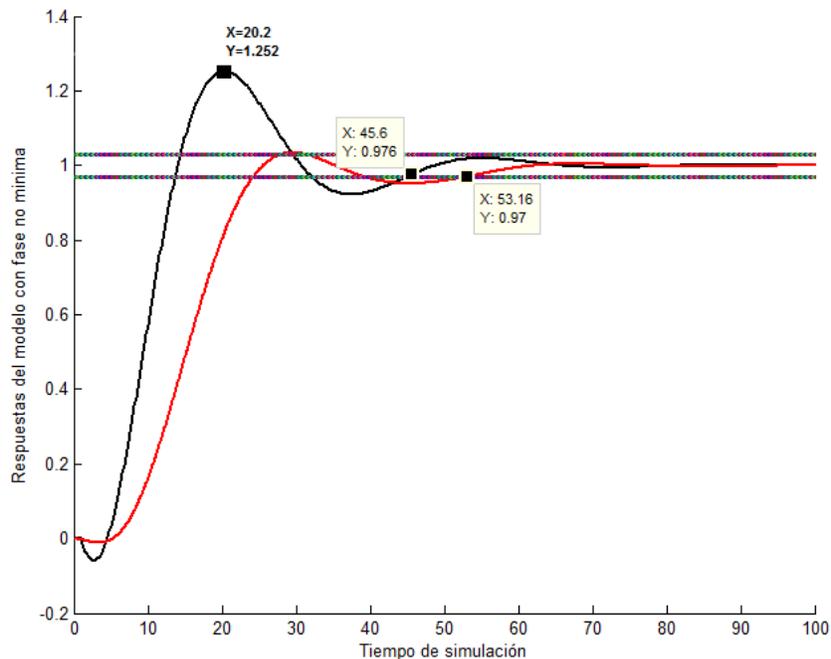


Figura 4. 52 Respuestas al paso escalón

## CAPÍTULO 5

### ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS DEL CONTROL POR SIMULACIÓN

Se diseñan las pruebas a realizar por simulación del desempeño de los controladores difusos controlando modelos de procesos de diferentes complejidades y se comparan con los desempeños de controladores del tipo PID clásicos. Se generalizan los resultados obtenidos considerando que el formalismo de relación de entrada salida (función de transferencia) es general para diferentes procesos químicos industriales y termo energéticos. Se discuten los resultados del control por simulación de los modelos controlados con lógica difusa o controladores FLC del tipo PID.

#### 5.1 Diseño de pruebas

El diseño de pruebas comienza con la selección de los modelos matemáticos más representativos de los procesos industriales complejos. La complejidad se debe a implicar modelos de segundo orden, con retardo de transporte y considerando la presencia de saturación en las válvulas de control. Estos modelos están dados en (4.4), (4.5), (4.6), (4.7), (4.8) y (4.9).

Se diseñaron las pruebas por simulación con las cuales se ajustaron los controladores difusos. Estas consisten en aplicar un salto unitario en la referencia de los distintos diagramas Simulink. La información a procesar caracteriza el espacio de estado de los controladores del tipo PID: el error, el cambio en el error y la suma del error.

Se analiza el rango de valores que toman las variables mencionadas para estimar y particionar los universos de discurso de las variables lingüísticas en subconjuntos difusos (granulación del universo de discurso) que pueden ser definidos partiendo de la menor complejidad posible conservando la cobertura total (completeness) del universo con las funciones asociadas a los soportes.

Se selecciona el espacio de estados del error o plano de fases como evidencia de las trayectorias en el espacio de estados asociado con el espacio difuso.

## 5.2 Análisis del desempeño del control difuso de modelos de plantas complejas por comparación con el controlador PID.

- a) El desempeño del controlador difuso (FLC) en el control del modelo de la planta de segundo orden sobreamortiguado se analiza con base a la Tabla No. 4.1 con las especificaciones en el dominio del tiempo [Kuo, B. Sistemas de Control Automático. Pearson. Educación. 1996] del desempeño de un controlador. Estos valores muestran que el controlador difuso del tipo PI se comporta mejor que el controlador clásico PID en el control de la planta de segundo orden sobreamortiguada.
- b) El desempeño del controlador difuso (FLC) en el control del modelo de la planta de segundo orden subamortiguado se analizó empleando dos configuraciones de la base de reglas. La primera, muy simple, con 9 reglas como máximo y la segunda con un máximo de 25 reglas difusas. Los resultados fueron satisfactorios cuando se aumentó de 9 a 25 reglas difusas en comparación entre ellos y entre el resultado del control de la misma planta pero con un controlador PID. Cabe destacar el hecho que la base de reglas, para el caso de 25 reglas, fue construida considerando las metareglas antes mencionadas en el capítulo 3 y mostradas en la Tabla No. 4.2. Para el caso de 9 reglas se empleó el sector central de dicha tabla, o sea la Tabla 5.1

<b>E</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>
<b>CE</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>
<b>P</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>	<b>P</b>
<b>Z</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>
<b>N</b>	<b>NB</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>

**BASE DE REGLAS**

Tabla 5. 1 Base de reglas 3X3

- c) El desempeño de los controladores para la planta de segundo orden con integrador se contrastó entre el desempeño del controlador PID y el desempeño del controlador difuso del tipo P y se mostró en la figura 4.38, en la cual se han superpuesto ambos resultados. Se observa que el controlador PID logra más rapidez en alcanzar el valor pico, sin embargo son equivalentes desde el punto de vista del tiempo de establecimiento. No pasa igual con el criterio de la integral del valor absoluto del error, para el FLC es casi el doble.
- d) El desempeño de los controladores para la planta de segundo orden con retardo de transporte se analiza partiendo del breve estudio del comportamiento de los sistemas con retardo y sin retardo en el plano de fases o espacio de estados del error. Se detecta la deformación de la trayectoria hacia la izquierda con respecto a la trayectoria del mismo modelo sin retardo de transporte. Se aplica la metodología de diseño de las Reglas Difusas del controlador difuso. En la Tabla No. 4.3 se proporciona el fundamento para inferir que la última fila contiene los valores más adecuados de las escalas del controlador difuso, lo cual se corrobora con la gráfica mostrada en la figura 4.48. No obstante estos resultados es claro que en comparación con el desempeño del controlador PID de la misma planta figura 4.47 (curva de color negro), el desempeño obtenido es lento, aunque no presenta la sobrerregulación no deseada del control con el mencionado PID. De la misma figura también se observa la coincidencia aproximada entre los tiempos de establecimiento.
- e) El desempeño de los controladores para la planta de segundo orden con respuesta inversa o de fase no mínima se presenta en el conjunto de gráficas 4.49, 4.50, 4.51 y 4.52. la metodología empleada es nuevamente la misma, lo cual demuestra su invariancia ante la complejidad del modelo del proceso. Es notable la disminución de la sobre regulación y de la su oscilación, fenómenos que son difíciles de atenuar con un controlador PID.

### **5.3 Generalización de los resultados de diseño de los controladores difusos**

Los estudios numéricos por simulación desarrollados en este Trabajo de Titulación reportan varios procesos que tienen diferentes características de respuesta. Para los cinco modelos de procesos, las comparaciones del desempeño del control se realizan entre el PID convencional y los controladores del tipo PID FLC propuestos.

El sistema con controlador difuso propuesto casi siempre proporciona un buen desempeño de control en comparación con el controlador PID lineal con métodos heurísticos como son los ajustes de Ziegler-Nichols y el ajuste por prueba y error para modelos de plantas complejas. La mejora significativa en general del desempeño sugiere que vale la pena aplicar los controladores difusos propuestos.

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### CONCLUSIONES

La metodología desarrollada en este Trabajo de Titulación es una consecuencia de la recopilación de información proporcionada por diferentes investigadores del control en un gran número de resultados publicados durante varios años hasta la actualidad.

Los controladores difusos diseñados proporcionan una posible vía de solución a problemas que aún permanecen abiertos a la investigación, como son el control de plantas con dinámicas complejas que involucran dinámicas de segundo orden, retardo de transporte o de fase no mínima y saturación en el control, lo que impone una dinámica no lineal dada por un elemento que no es  $n$ -diferenciable como lo es la limitación dada por (4.5) o similar.

Los resultados obtenidos fueron contrastados con el desempeño de modelos de sistemas controlados con controladores del tipo PID ajustados por prueba y error, obviando los resultados propuestos por [50] donde se ajustaron los valores de las ganancias por Ziegler-Nichols, que resultaron ser insatisfactorios ante los ajustes de manera manual. Esto es evidente ya que los modelos empleados por ellos no se corresponden con los modelos con saturación en el control o de fase no mínima.

El ajuste de los controladores difusos también se efectuó por prueba y error lo que exigió un gran esfuerzo y dedicación en la búsqueda de valores aceptables. En la actualidad se emplean diferentes métodos de optimización para el ajuste de los parámetros de los controladores difusos, sin embargo el conocimiento del comportamiento del controlador difuso al ajustar sus parámetros (tipos de funciones de pertenencia, solapamiento de las funciones de pertenencia, determinación de los soportes de los conjuntos difusos, etc.) proporcionará la interpretabilidad que los métodos de optimización, tales como los algoritmos genéticos, las colonias de hormigas, los enjambres de abejas, etc. no proporcionan.

Finalmente se dio respuesta a las preguntas iniciales: siendo la función de pertenencia triangular la más adecuada [17]. La división inicial del universo de discurso para las variables de entrada se realiza de manera equitativa y generalmente

da buenos resultados emplear las funciones de pertenencia trapezoidales para los extremos. Para la variable de control se recomienda el empleo de triangulares en los extremos debido a las limitaciones existentes en los actuadores. Sobre el diseño de controladores difusos lineales los mismos emulan el desempeño de los controladores PID, por lo cual, en este Trabajo de Titulación se emplearon controladores difusos no lineales debido a que el control se aplica a modelos en cuya composición se tiene un elemento no lineal de saturación, un retardo de transporte y la dinámica lineal de los modelos de segundo orden. Por otro lado, se detectó que en los casos cuando el control es de muy alto valor ocurre el embalamiento o antiwindup del integrador por lo que se diseñó un esquema antiwindup.

## **RECOMENDACIONES**

Se propone orientar las direcciones futuras de investigación hacia:

- a. La búsqueda de soluciones óptimas mediante las actuales metaheurísticas,
- b. Desarrollar diseños de controladores difusos que consideren el predictor de Smith y otros diseños antiwindup.
- c. Desarrollar sistemas neurodifusos que proporcionen soluciones óptimas al problema de control de modelos de sistemas de segundo orden con dinámicas proporcionadas por retardos de transporte y saturación en el control.
- d. Introducir en el comportamiento del sistema las perturbaciones de carga y de medición, así como las incertidumbres del modelo.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] L. A. Bryan, E. A. Bryan, Programmable Controllers. Theory and Implementation. Published by Industrial Text Company. ISBN 0-944107-32-X. 1988
- [2] A. S. Hunaish, and J. Radhi. PLC based Implementation of Fuzzy Controller for Boost Converter. International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) Volume 97– No.11, July 2014
- [3] X. Liuzhao, PLC-based Temperature Fuzzy Control System Design Research. Journal of Convergence Information Technology (JCIT) Volume 8, Number 7, April 2013 doi:10.4156/jcit.vol8.issue7.81. 2013
- [4] Publication LOGIX – UM004A – EN – P – March 2007, Rockwell Automation, Inc. RSLogix5000 FuzzyDesigner, U.S.A., 2007. Available on the Internet: [http://literature.rockwellautomation.com/idc/groups/literature/documents/um/logix-um004\\_-en-p.pdf](http://literature.rockwellautomation.com/idc/groups/literature/documents/um/logix-um004_-en-p.pdf). 2007
- [5] Siemens AG, 1998. Simatic S7 Fuzzy Control, Germany: [http://cache.automation.siemens.com/dnl/TU1Nzg1NwAA\\_1135654\\_HB/Fuzzy\\_e.pdf](http://cache.automation.siemens.com/dnl/TU1Nzg1NwAA_1135654_HB/Fuzzy_e.pdf). 1998
- [6] K. M. Passino, and S. Yurkovich. Fuzzy Control. Addison-Wesley Longman, Inc. 1998
- [7] K. J. Åström, and T. Hägglund, Control PID avanzado. Pearson Education S. A., Prentice Hall. 2009
- [8] A. B. Reyes, Control Inteligente. Departamento de Automática y Computación ISPJAE, Ciudad de la Habana. Cuba. 2005
- [9] LabVIEW. PID and Fuzzy Logic Toolkit User Manual. National Instrument. 2009
- [10] E. H. Mamdani, and S. Assilian. An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller. Int. J. Man Machine Studies 7, 1-13 1975
- [11] E. H. Mamdani, and N. Baaklini, Prescriptive Method for Deriving Control Policy in a Fuzzy-Logic Controller. Electronics Letters 11<sup>th</sup> December Vol.11 Nos.25/26 1975
- [12] E. H. Mamdani, Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controllers. Int. J. Man-Machine Studies 8, p. 669-678. 1976
- [13] M. Braae, and D.A. Rutherford. Selection of Parameters for a Fuzzy Logic Controller. Fuzzy Sets and Systems 2 p. 185-199, 1979
- [14] L. A. Zadeh. A Computational Approach to Fuzzy Quantifiers in Natural Languages. Camp. & Moths with Appls. Vol 9. No.1, p. 149-184. 1983

- [15] C. C. Lee. Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller. Part I. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics. Vol. 20. No. 2. p. 404-418. 1990
- [16] C. C. Lee. Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller. Part II. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics. Vol. 20. No. 2. p. 419-435. 1990
- [17] W. Pedrycz. Why triangular membership functions? Fuzzy Sets and Systems No. 64 p. 21-30. 1994
- [18] A. Piegat. What is not clear in Fuzzy Control Systems? Int. J. Appl. Math. Comput. Sci., Vol. 16, No. 1, p. 37–49. 2006
- [19] J. Cao, P. Li, H. Liu, and D. Brown. Adaptive Fuzzy Controller for Vehicle Active Suspensions with Particle Swarm Optimization. 7th International Symposium on Instrumentation and Control Technology: Optoelectronic Technology and Instruments, Control Theory and Automation, and Space Exploration, 2008.
- [20] R. Hui-gui, Z. Hui, L. Zheng-qiang, X. Yu-xiang. Tuning of fuzzy PID controller for Smith predictor. J. Cent. South Univ. Technol. 17: 566–571, 2010
- [21] D. Sharma. Designing and Modeling Fuzzy Control Systems. International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) Volume 16– No.1, February 2011
- [22] M. Mirzaie, F. Piltan, N. Sulaiman and S. H. Tayebi. Design New Rulebased Effect Fuzzy Controller. International Journal of Advanced Science and Technology. Vol.72, pp.1-18. 2014
- [23] Y. Wang, L. Luo, B. Novakovic and J. Kasac, Non-rule based fuzzy approach for adaptive control design of nonlinear systems. Asian Journal of Control, Vol. 17, No. 1, pp. 1–10, January 2015
- [24] H. Shahid, S. Murawwat, I. Ahmed, S. Naseer, R. Fiaz, A. Afzaal, and S. Rafiq, Design of a Fuzzy Logic Based Controller for Fluid Level Application. World Journal of Engineering and Technology, 4, 469-476. 2016,
- [25] A. Shome, and D. Ashok. Fuzzy Logic Approach for Boiler Temperature & Water Level Control. International Journal of Scientific & Engineering Research, vol 3, Issue 6, ISSN 2229-5518 June-2012
- [26] E. A. Elayan, Design of heuristic fuzzy logic controller for liquid level control. Fifth International Conference on Intelligent Systems, Modelling and Simulation 2014
- [27] S. Anitha, R. Lakshmipriya, D. M. Noble, and R. Mahalakshmi. Fuzzy Logic Based Boiler Drum Level Control in Power Plant. International Journal of Latest Trends in Engineering and Technology (IJLTET). Vol. 5 Issue 2 March 2015

- [28] X. Tang, H. Du, S. Sun, D. Ning, Z. Xing and W. Li. Takagi-Sugeno fuzzy control for semi-active vehicle suspension with an magneto-rheological damper and experimental validation. TMECH. 2619361, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. 2016.
- [29] T. Kaewwiset and P. Yodkhad. Automatic Temperature and Humidity control system by using Fuzzy Logic Algorithm for Mushroom nursery. International Conference on Digital Arts, Media and Technology (ICDAMT), IEEE. 2017
- [30] Z. Khalesi, and M. Dehghani. Blood Glucose Control for Type I Diabetes Mellitus Considering Time Delay 25th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE) 2017.
- [31] K. T. Das, and Y. Das. Design of a Room Temperature and Humidity Controller Using Fuzzy Logic. American Journal of Engineering Research (AJER) e-ISSN: 2320-0847 p-ISSN: 2320-0936. Volume-02, Issue-11, pp-86-97. 2013
- [32] N. Pitalúa-Díaz, e. J. Herrera-López. L. E. Velázquez Contreras, C. R. Álvarez Chávez, and N. Munguía Vega. Controlling Indoor Benzene Concentrations using a Fuzzy System. 16th IFAC Symposium on Automation in Mining, Mineral and Metal Processing. August 25-28, San Diego, California, USA 2013.
- [33] S. R. Mahapatro, B. Subudhi, and S. Ghosh. Adaptive Fuzzy PI Controller Design for Coupled Tank System: An Experimental Validation. Third International Conference on Advances in Control and Optimization of Dynamical Systems March 13-15, Kanpur, India. 2014.
- [34] H. Chaudhary, V. Panwar, N. Sukavanum, and R. Prasad. Fuzzy PD+I based Hybrid force/position control of an Industrial Robot Manipulator. Third International Conference on Advances in Control and Optimization of Dynamical Systems March 13-15, Kanpur, India. 2014.
- [35] S. K. Dash, G. Mohanty and A. Mohanty. Intelligent Air Conditioning System using Fuzzy Logic. International Journal of Scientific & Engineering Research Volume 3, Issue 12, December ISSN 2229-5518. 2012.
- [36] B. Cosenza and M. Galluzzo. Nonlinear fuzzy control of a fed-batch reactor for penicillin production. Computers and Chemical Engineering 36 273 – 281. 2012.
- [37] S. Birle, M. A. Hussein, and T. Becker. Fuzzy logic control and soft sensing applications in food and beverage processes. Food Control 29 254-269. 2013.

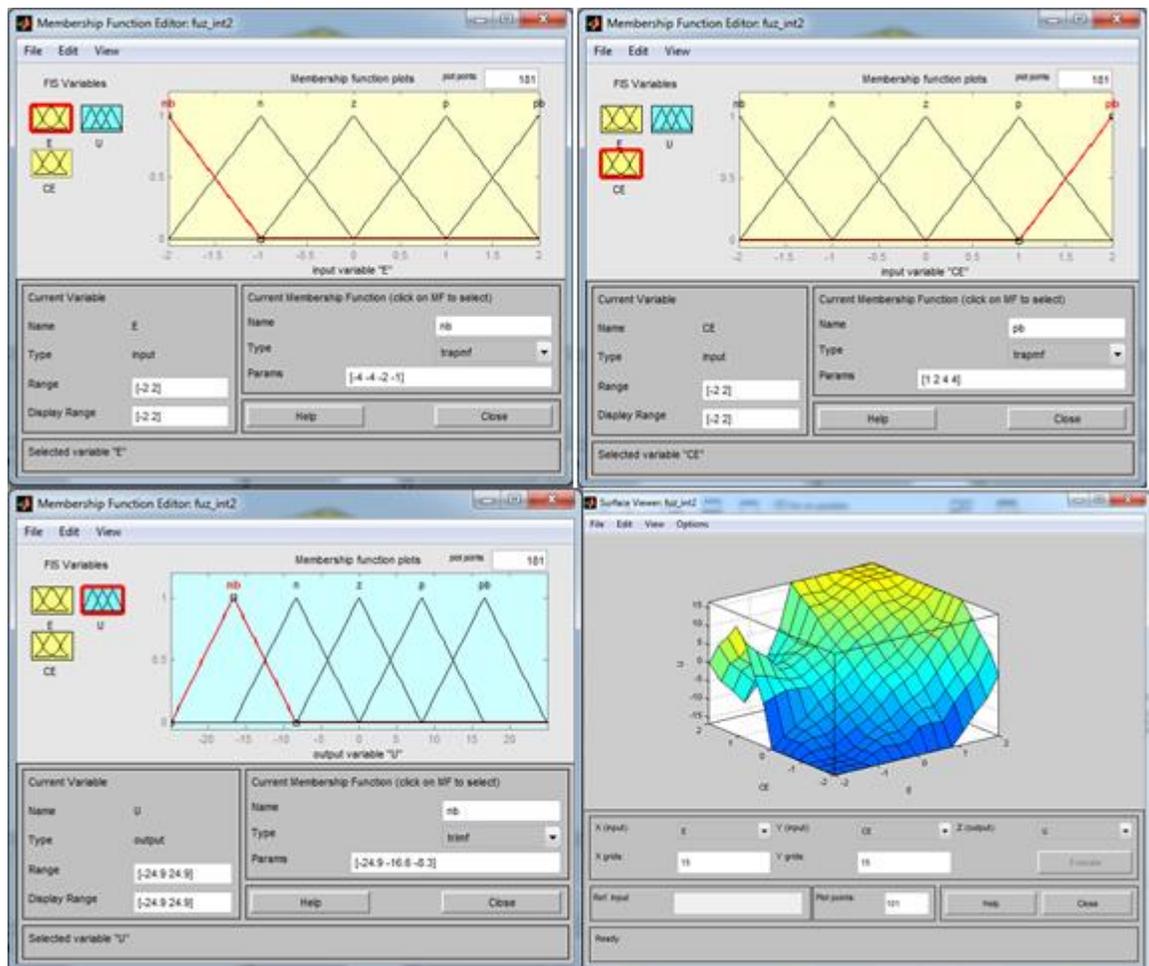
- [38] T. Yang, L. Zhang and M. Chadli. Fuzzy Modeling of Activated Sludge Wastewater Treatment Processes and Predictive Control of Dissolved Oxygen. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2013
- [39] L. A. Zadeh. Fuzzy logic—a personal perspective. Fuzzy sets and Systems. 2015
- [40] O. Yazdanbakhsh, and S. Dick. A systematic review of complex fuzzy sets and logic. Fuzzy sets systems <http://dx.doi.org/10.1016/j.fss.2017.01.010>
- [41] G. Chen, and T. Tat Pham. Introduction to Fuzzy Sets, Fuzzy Logic, and Fuzzy Control Systems. CRC Press LLC. 2001
- [42] L.X. Wang. A Course in Fuzzy Systems and Control. Prentice-Hall International, Inc. 1997
- [43] K. J. Astrom, and T. Hagglund. PID controllers: theory, design, and tuning. 2nd ed. 1988
- [44] M. A. Johnson, and M. H. Moradi. PID Control New Identification and Design Methods. Springer Verlag. London. Limited. 2005
- [45] A. Visioli. Practical PID Control. Springer Verlag. London. Limited 2006
- [46] M. Braae, and D. A. Rutherford. Selection of parameters for a fuzzy logic controller. Fuzzy sets and Systems 2 (1979) 185-199.
- [47] D. Dubois and H. Prade, "Fuzzy logics and the generalized modus ponens revisited," *Cybernet. Syst.*, vol. 15, pp. 3-4, 1984
- [48] W. Pedrycz, Why triangular membership functions? Fuzzy Sets and Systems 64 21-30, 1994
- [49] L. Han-Xiong and H. B. Gatland. A New Methodology for Designing a Fuzzy Logic Controller. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Vol. 25, No. 3 March 1995
- [50] B. Hu, G. Mann and R. Gosine. New Methodology for Analytical and Optimal Design of Fuzzy PID Controllers. IEEE Transaction on Fuzzy Systems. Vol. 7. No. 5. October 1999
- [51] S. Skogestad and I. Postlethwaite. Multivariable Feedback Control. Analysis and Design., John Wiley and Sons. New York. 2001
- [52] C. Smith y A. Corripio. Control Automático de Procesos. Teoría y Práctica. Editorial Limusa. 1991
- [53] J. Jantzen. Foundation of Fuzzy Control. John Wiley & Sons. 2007

[54] J. I. Jaén Solórzano, A. A. Cantos Espinoza, Estudio del desempeño de controladores avanzados en el control de sistemas con saturación en el actuador. Trabajo de Titulación Magister. 2017

# ANEXOS

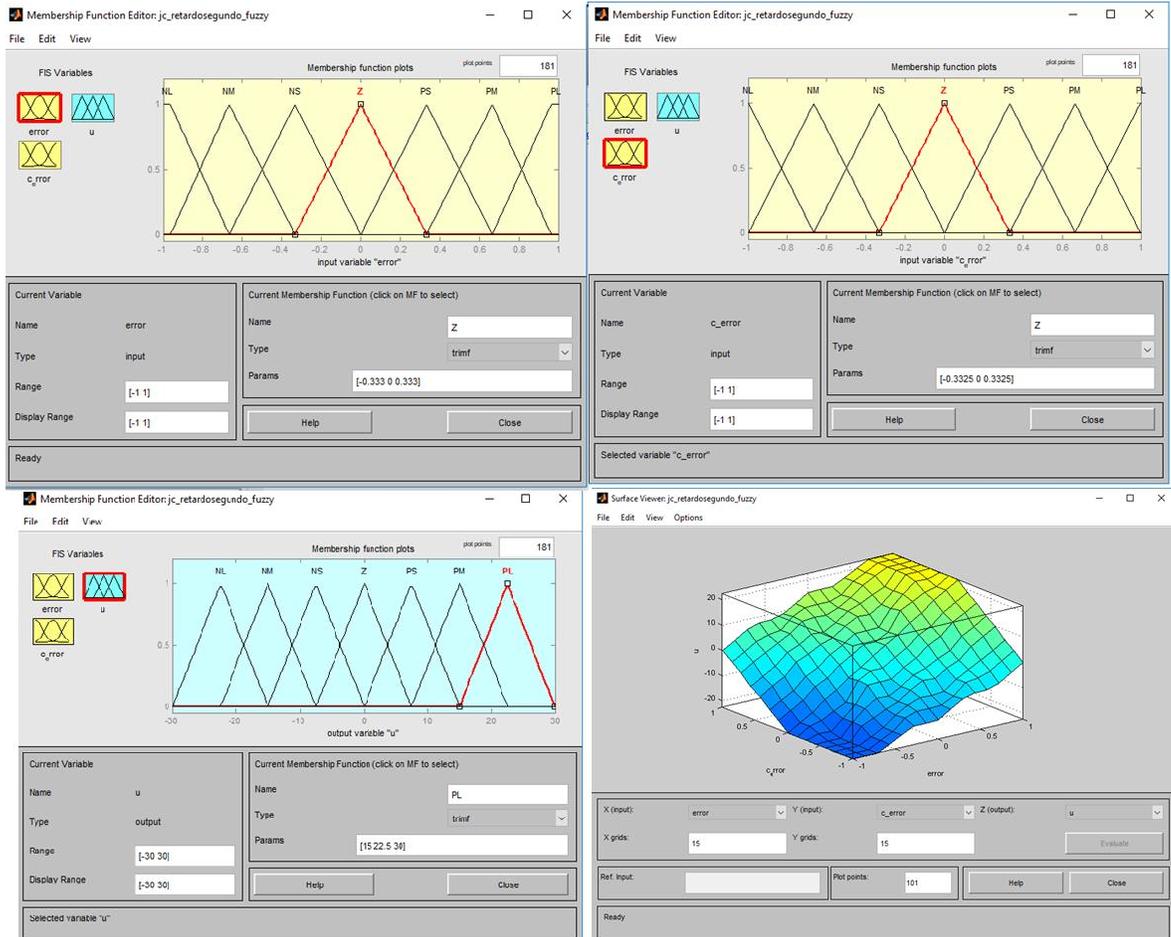
## Anexo 1

Editores y superficie de transformación del controlador difuso P para el modelo de planta de segundo orden con integrador.



## Anexo 2

Editores y superficie de transformación del controlador difuso P con la base de reglas de 7x7 para el modelo de planta de segundo orden con retardo de transporte.



### Anexo 3

Editores y superficie de transformación del controlador difuso para el modelo de fase no mínima con la base de reglas de 3x3.

