

**INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS
SUPERIORES DE MONTERREY**

CAMPUS MONTERREY

**PROGRAMA DE GRADUADOS DE LA DIVISION DE
ELECTRONICA, COMPUTACION, INFORMACION Y
COMUNICACIONES**



ITESM

Campus Monterrey

**OPTIMIZACION HEURISTICA DE LOS PARAMETROS
DE UN CONTROLADOR PID MEDIANTE
UN SISTEMA DIFUSO**

T E S I S

**PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL
PARA OBTENER EL GRADO ACADEMICO DE
MAESTRO EN CIENCIAS
ESPECIALIDAD INGENIERIA DE CONTROL**

JUAN CARLOS GRAMILLO MESTA

DICIEMBRE DE 2000

INSTITUTO TECNOLOGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY

CAMPUS MONTERREY

PROGRAMA DE GRADUADOS EN ELECTRONICA,
COMPUTACION, INFORMACION Y COMUNICACIONES



ITESM

Campus Monterrey

OPTIMIZACION HEURISTICA DE LOS PARAMETROS DE UN
CONTROLADOR PID MEDIANTE UN SISTEMA DIFUSO

T E S I S

PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL PARA
OBTENER EL GRADO ACADEMICO DE
MAESTRO EN CIENCIAS
ESPECIALIDAD EN INGENIERIA DE CONTROL

JUAN CARLOS GRAMILLO MESTA

DICIEMBRE 2000

**INSTITUTO TECNOLOGICO Y DE ESTUDIOS
SUPERIORES DE MONTERREY**

CAMPUS MONTERREY

**PROGRAMA DE GRADUADOS EN ELECTRONICA,
COMPUTACION, INFORMACION Y COMUNICACIONES**

**OPTIMIZACION HEURISTICA DE LOS PARAMETROS DE UN
CONTROLADOR PID
MEDIANTE UN SISTEMA DIFUSO**

T E S I S

**PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL PARA
OBTENER EL GRADO ACADEMICO DE
MAESTRO EN CIENCIAS
ESPECIALIDAD EN INGENIERIA DE CONTROL**

JUAN CARLOS GRAMILLO MESTA

DICIEMBRE DEL 2000

OPTIMIZACION HEURISTICA DE LOS PARAMETROS DE UN CONTROLADOR PID MEDIANTE UN SISTEMA DIFUSO.

Resumen

En la presente tesis, se propone un sistema de Lógica Difusa para la optimización de los parámetros de un controlador Proporcional Integral y Derivativo (PID) autosintonizable. Con el Sistema Difuso se busca sustituir la necesidad de dependencia del experto humano para lograr que el controlador PID tenga un comportamiento de acuerdo a un índice heurístico de desempeño. La lógica difusa es ampliamente utilizada para la solución de problemas de control, sistemas expertos y sintonización de controladores convencionales [7]. La sintonía del controlador PID propuesto utiliza el método del relevador para encontrar el período y la ganancia última determinada por el punto donde la curva de Nyquist de lazo cerrado intercepta el eje real. Con esta información se calculan los parámetros del controlador PID utilizando las relaciones del método de ganancia última propuesto por Ziegler y Nichols en 1942 [3]. Sin embargo este método presenta una desventaja de tener un sobreimpulso (M_p) alto al inicio, y un tiempo de elevación (t_r) ligeramente largo. El objetivo de esta tesis es proponer un Sistema Difuso tipo Takagi-Sugeno que proporcione los parámetros del controlador de acuerdo al índice de desempeño especificado por el usuario. Esta estrategia de control es aplicable para diferentes modelos de procesos, ya que los parámetros de los controladores PID's parten del mismo tipo de controlador encontrado por Ziegler y Nichols en 1942.

Dedicatoria

A Dios, nuestro señor, por permitirme alcanzar esta meta de mi vida.

A mi madre por su ejemplo de superación y tenacidad. Además de darme su apoyo durante todos estos años.

A mi hermana Arcelia por sus palabras de aliento.

A mis hijas Gabriela y Karla por su amor y comprensión.

A la memoria de mis abuelos Juan y Delfina.

Agradecimientos

Quiero expresar mi mas sincero reconocimiento al Dr. Rogelio Soto por sus comentarios y sugerencias, que fueron invaluablees en el desarrollo de la presente tesis.

Un reconocimiento al claustro de maestros del departamento de ingeniería de control, por su profesionalismo y esfuerzo dedicados a la docencia.

Agradezco a mis compañeros de la maestría por sus muestras de solidaridad y apoyo.

Contenido

1	Introducción	1
2	Fundamentos teóricos	4
	2.1 Esquema del controlador PID	4
	2.2 Métodos de sintonía de controladores PID	6
	2.2.1 Método de ganancia última	7
	2.2.2 Método del relevador para la autosintonía	8
	2.3 Lógica difusa	10
	2.3.1 Conjuntos difusos	12
	2.3.2 Propiedades de los conjuntos difusos	13
	2.3.3 Función de membresía de un conjunto difuso	14
	2.3.4 Tipos de funciones de membresía	15
	2.3.4.1 Función tipo Gamma	15
	2.3.4.2 Función de membresía tipo L	16
	2.3.4.3 Función de membresía tipo Λ	17
	2.3.5 Variables lingüísticas	17
	2.3.6 Proposiciones difusas	18
	2.3.7 Clasificación del razonamiento difuso	20
	2.3.7.1 Método de Mamdani	20
	2.3.7.2 Método de Takagi-Sugeno	22
	2.3.7.3 Método simple	24
3	Diseño e implementación del sistema difuso	25
	3.1 Introducción	25
	3.2 Descripción general	26
	3.3 Índice de desempeño	27
	3.4 Fusificación	28
	3.5 Máquina de inferencia	34
	3.6 Takagi-Sugeno.	37
	3.7 Implementación computacional	39
4	Resultados de simulación y Experimentales	44
	4.1 Análisis de simulación	44
	4.2 Análisis de los experimentos en proceso real	50
5	Conclusiones y trabajos a futuro	53

Apéndice A	55
Apéndice B	57
Referencias	64
Vita	65

Lista de Figuras

Figura 1.1 Controlador PID sintonizado usando el método de Ziegler y Nichols.	1
Figura 2.1 PID en la forma velocidad.	6
Figura 2.2 Diagrama de bloques del método de ganancia última.	7
Figura 2.3 Método de ganancia última.	7
Figura 2.4 Diagrama de bloques del método del relevador.	8
Figura 2.5 Entrada y salida del proceso en el método del relevador.	9
Figura 2.6 Esquema general de un sistema basado en reglas SI-ENTONCES.	11
Figura 2.7 Función de membresía de GN.	15
Figura 2.8 Función de membresía tipo Gamma.	16
Figura 2.9 Función de membresía tipo L.	16
Figura 2.10 Función de membresía tipo Λ .	17
Figura 2.11 Clasificación del razonamiento difuso.	20
Figura 3.1 Diagrama de bloques del sistema difuso.	25
Figura 3.2 Módulos que componen el sistema difuso.	26
Figura 3.3 Respuesta de un controlador PID mostrando el %Mp y tr.	27
Figura 3.4 Diagrama de bloques del proceso en simulación.	28
Figura 3.5 Función de membresía del sobreimpulso.	30
Figura 3.6 Función de membresía del tiempo de elevación.	30
Figura 3.7 Corte en la función de membresía de tiempo de elevación $tr=1.5$.	31
Figura 3.8 Corte en la función de membresía de sobreimpulso $Mp=-30\%$.	32
Figura 3.9 Método numérico de corte para M.N.	32
Figura 3.10 Método numérico de corte para L.M.N.	33
Figura 3.11 Criterio de para la discriminación de resultados.	34
Figura 3.12 Función de membresía para Kc y Reset.	36
Figura 3.13 Interfase gráfica vista general.	40
Figura 3.14 Gráfica del panel de proceso.	41
Figura 3.15 Panel monitor de variables de proceso.	41
Figura 3.16 Panel de los parámetros del controlador PID.	42
Figura 3.17 Panel de control del proceso.	42
Figura 3.18 Panel de la modelación del proceso.	42
Figura 3.19 Botón del autosintonía.	43
Figura 3.20 Panel de control del sistema difuso.	43
Figura 4.1 Panel del experimento 1.	45
Figura 4.2 Panel del experimento 1 para Mp en un -25% .	46
Figura 4.3 Panel del experimento 2 para Mp en un -50% y 1.5 veces tr.	47
Figura 4.4 Panel del experimento 3 para Mp en un -75% y 1.5 veces tr.	47
Figura 4.5 Panel del experimento 4 para Mp en un -100% y 2.8 veces tr.	48
Figura 4.6 Experimento 5 para $K=1.7$, $\theta=8.0$ seg. y $\tau=70$ seg.	49
Figura 4.7 Experimento 6 para Mp en un -80% y 2.55 veces tr.	50
Figura 4.8 Experimento 7 para Mp en un -87% y 2.55 veces tr.	51
Figura 4.9 Experimento 8 para Mp en un -100% y 3.00 veces tr.	51
Figura 4.10 Comportamiento ante perturbaciones.	52

Capítulo 1

Introducción

Debido al progreso de la teoría de control automático y la tecnología computacional de los últimos 60 años, muchos de los procesos industriales son operados bajo ciertas condiciones ó reglas especiales, estas reglas sustituyen a la lógica convencional, el conjunto de respuestas necesarias para su implementación requiere una mayor variedad que tan solo un cierto o falso como posible respuesta. La lógica fue desarrollada para la solución de sistemas eléctricos en 1964 por Lotfi Zadeh [5] y la llamó lógica difusa. Posteriormente Mamdani y Assilian [7] basándose en estas ideas proponen controladores difusos que pueden ser alimentados por oraciones lingüísticas, para resolver problemas de control. Partiendo de que estas reglas son generadas con lenguaje humano y conocimientos del experto, pueden remplazar al experto humano en el desempeño de la supervisión o control de un proceso. Usando lógica difusa podremos simplificar el proceso de sintonización de un controlador PID al proporcionar tan solo el índice de desempeño deseado. Los métodos de sintonización actuales no proporcionan un buen comportamiento del controlador ante cambios en la referencia, la variable a controlar tiene un sobreimpulso muy alto o bien el tiempo de elevación de la respuesta de la variable a controlar es grande. En la Figura 1.1 se muestra la respuesta típica de un controlador PID sintonizado con el método de ganancia última propuesto por Ziegler-Nichols.

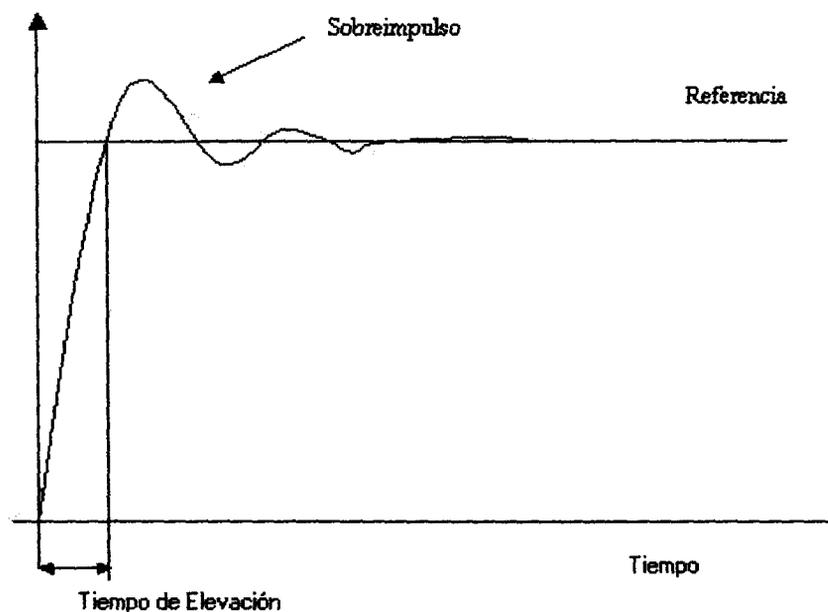


Figura 1.1 Controlador PID sintonizado usando el método de Ziegler y Nichols.

Para lograr una sintonización que mejore estos parámetros se requiere el conocimiento de un experto en control. Esto no impide que el controlador PID sea usado en más del 95% de los lazos de control operando en la industria desde los años 40's [4], las razones por las cuales son muy populares en el área de control son las siguientes:

- Los controladores PID incluyen un término integral el cual es necesario para producir un error de cero en estado estable ante una entrada escalón.
- Los modelos típicos de los procesos industriales a controlar pueden fácilmente ser controlados con un PID.
- Los controladores PID son fáciles de sintonizar siempre y cuando se conozca el modelo del proceso a controlar y tenga un tiempo muerto razonable.

Aún así mal sintonizados pueden operar satisfactoriamente en la mayoría de los casos, para lograr una sintonización adecuada bajo algún criterio, requerimos el modelo del proceso que en algunas ocasiones puede ser difícil de obtener. Para resolver el problema existen diferentes métodos de identificación para sintonizar los controladores PID, como el método del relevador, ganancia última y respuesta al escalón [2]. El método de respuesta al escalón se realiza en lazo abierto. El método del relevador se realiza en lazo cerrado. Lo cual es conveniente en algunos procesos industriales críticos como lo son los procesos de temperatura y químicos, sin embargo estos tres métodos tienen el mismo problema al tener un sobrepulso alto y tiempo de establecimiento (T_s) grande igual que el de un cuarto de decaimiento propuesto por Ziegler y Nichols [3].

En el problema del control de procesos industriales, nos enfrentamos con la falta de información de los parámetros característicos del proceso. En la mayoría de los casos estos son muy difíciles de calcular por medio de los componentes del proceso, para la solución de este problema existen métodos de identificación paramétricos "fuera de línea" esto es en lazo abierto utilizando pruebas de las llamadas RBS (Random Binary Sequence) o bien PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) [5]. La RBS y PRS en la realidad son difícilmente toleradas por los procesos industriales ya que no se puede abrir el lazo de control y trabajar el proceso en lazo abierto, o sus componentes pueden dañarse debido a las oscilaciones producidas por la prueba en los elementos finales de control. Si utilizamos los métodos de autosintonía como el del relevador y calculamos los parámetros del controlador PID utilizando las formulas de Ziegler-Nichols [3] nos evitaremos el problema de la identificación y también abrir el lazo de control o aplicar pruebas no toleradas por los componentes del proceso. Sin embargo, el controlador se hace muy bueno ante perturbaciones pero en lo que respecta a cambios en referencia se tiene un sobrepulso típico de un 20% mínimo y un cuarto de onda de decaimiento en la variable a controlar que no es lo deseable para un controlador bien sintonizado. Una persona con experiencia en el área de control puede mejorar y por mucho la respuesta de la salida de la variable a

controlar y la mayoría de las veces utiliza el sentido común como su primer método de sintonía. También puede suceder que no se comprendan bien los efectos de estos parámetros del controlador y son reducidos a una estructura PI solamente. El sistema basado en lógica difusa manipula un conjunto de variables lingüísticas aplicadas a un conjunto de reglas difusas y estas puede sustituir al experto humano. Esta característica es aprovechada para lograr que el controlador PID tenga el sobreimpulso y tiempo de elevación deseados en la variable controlada. De esta manera se evita la necesidad del experto humano para realizar la sintonización lo cual es el objetivo del sistema difuso propuesto.

Dentro del campus Monterrey, en el área de ingeniería de control se encuentran trabajos de tesis realizadas por alumnos relacionadas con el contenido de la presente tesis. Entre los trabajos encontrados sobre salen los siguientes:

- Ramiro Tijerina con la tesis titulada “*Nuevas propuestas para identificación automática de procesos de primer orden por el método del relevador*”, Ramiro realiza un análisis de los diferentes métodos del relevador para identificar procesos de primer orden con tiempo muerto [11].
- José Luis Santibón con la tesis titulada “*Sintonización de controladores inteligentes en el dominio de la frecuencia*”, José Luis trata de cumplir un índice de desempeño de sintonía de un controlador PID en el dominio de la frecuencia, el índice de desempeño es compuesto por el margen de fase y frecuencia de cruce de ganancia[12].

La tesis aquí presentada cae en el contexto de técnicas inteligentes de sintonía para controladores PID. El método del relevador es usado para hacer una “identificación” de los parámetros del controlador y posteriormente ajustarlos mediante un sistema difuso, para cumplir un comportamiento deseado, todo esto dentro del dominio del tiempo.

La tesis esta organizada en cinco capítulos en el *Capítulo 1* la introducción y la definición del problema a resolver con la presente tesis. El *Capítulo 2* describe el marco teórico empleado en el desarrollo de la tesis. Los temas desarrollados son: controlador PID y su sintonía, introducción a la lógica difusa y la técnica de Takagi Sugeno para el diseño de sistemas difusos. El *Capítulo 3* muestra el diseño e implementación del sistema difuso en la plataforma de LabWindows CVI. El *Capítulo 4* presenta los resultados de simulación y experimentales. En el *Capítulo 5* las conclusiones encontradas y trabajos a futuro.

Donde $e(t)$ es la entrada al controlador (señal de error actuante), $m(t)$ es la salida del controlador (manipulación), K_c es la ganancia del controlador, τ_i es el tiempo integral y τ_d es el tiempo derivativo.

Debido a que el controlador PID es implementado en una computadora se debe obtener la ecuación del modelo discreto. Para esto se propone utilizar en el término integral usar la sumatoria trapezoidal para el cálculo numérico de la integral y en el término derivativo la diferencia de dos puntos. A la Ecuación (2.2) se le conoce como PID en forma posicional.

$$M(Z) = \left[K_p + \frac{K_i}{1-Z^{-1}} + K_d(1-Z^{-1}) \right] E(Z) \quad (2.2)$$

donde:

$$K_p = K_c - \frac{K_i}{2} = \text{ganancia proporcional.} \quad (2.3)$$

$$K_i = \frac{KT_m}{T_i} = \text{ganancia integral.} \quad (2.4)$$

$$K_d = \frac{KT_d}{T_m} = \text{ganancia derivativa.} \quad (2.5)$$

$$T_m = \text{tiempo de muestreo.}$$

Otra consideración en la obtención de la ecuación del PID discreto es la forma de velocidad. La cual considera las diferencias hacia atrás en $m(kT)$, esto es la diferencia entre $m(kT)$ y $m((k-1)T)$. De acuerdo a Ogata [1] se obtiene la ecuación en la forma velocidad.

$$M(Z) = -K_p Y(Z) + K_I \frac{R(Z) - Y(Z)}{1 - Z^{-1}} - K_D (1 - Z^{-1}) Y(Z) \quad (2.6)$$

La ventaja principal porque se utiliza el esquema de control PID en la forma de velocidad es que no es necesaria inicializar cuando se conmuta la operación de manual a automática. De este modo, si existen cambios súbitos grandes en el punto de ajuste o en el inicio de la puesta en operación del proceso, el esquema de control PID en la forma de velocidad presenta mejores características con respecto al de la forma posición. La desventaja que PID en forma velocidad presenta es que el término $R(Z)$ solo se incluye en

el término integral en (2.6) por lo que no se debe excluir la parte integral al utilizar este esquema. Un diagrama de bloques se muestra en la Figura 2.1.

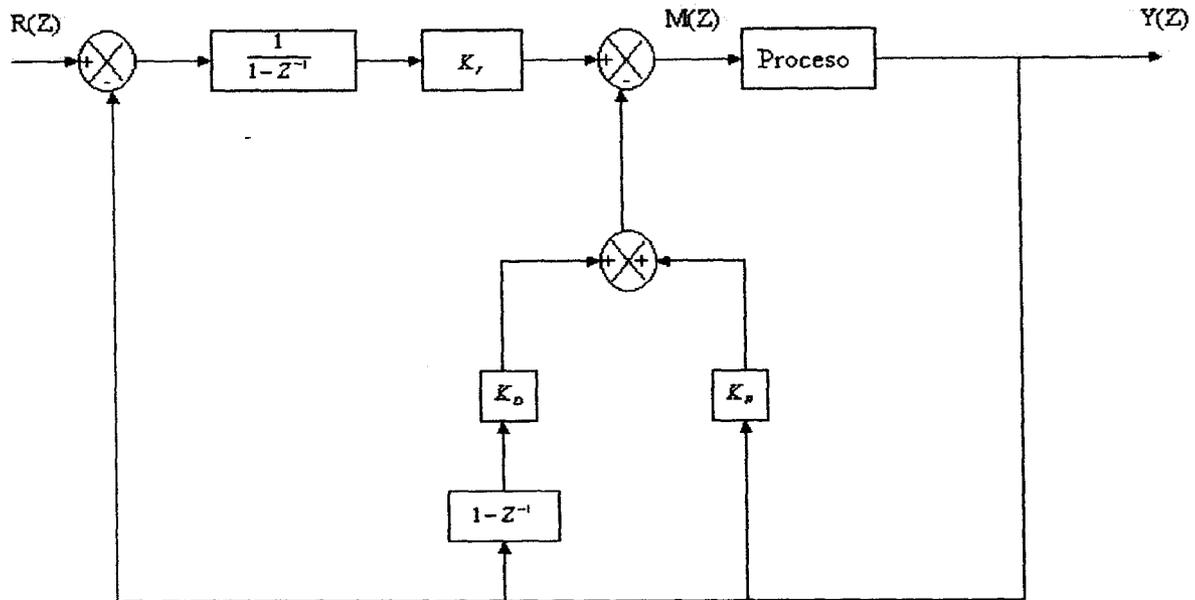


Figura 2.1 PID en la forma velocidad.

2.2 Métodos de sintonía de controladores PID

Un controlador PID discreto puede ser implementado en una computadora a diferencia del controlador PID analógico. La implementación del controlador PID discreto tiene los siguientes parámetros K_p , T_i , T_d , T_m , S_{\min} y S_{\max} . Donde T_m es el tiempo de muestreo y se escoge de 0.1 a 0.5 veces T_i . La saturación S_{\min} y S_{\max} esta definida por los actuadores y las características del proceso. Los parámetros K_p , T_i y T_d se pueden calcular usando algún criterio de sintonía en base a las características del proceso[2]. Se define el término Reset usado en el *Capítulo 4* como el inverso de la constante de tiempo integral T_i y K_c como la ganancia del controlador. Si tomamos en cuenta que el tiempo de muestreo es lo suficiente pequeño para hacer una buena aproximación a un controlador PID analógico, entonces se pueden utilizar reglas tradicionales para la sintonía de controladores PID analógicos. Hay dos métodos heurísticos propuestos por Ziegler y Nichols [3] los cuales se pueden utilizar para la sintonización:

- 1) Método de repuesta al escalón. Este se realiza en lazo abierto por lo que no es

conveniente para procesos en los que no se pueda abrir el lazo de control por esta razón no es muy popular en la industria.

2) Método de ganancia última se realiza en lazo cerrado y el cual se describe en la siguiente Sección.

2.2.1 Método de ganancia última

Este método consiste en determinar el punto donde la curva de Nyquist de lazo cerrado intercepta el eje real negativo. Esto se logra dejando solo la ganancia proporcional en la ecuación del controlador en lazo cerrado, como se muestra en la Figura 2.2.

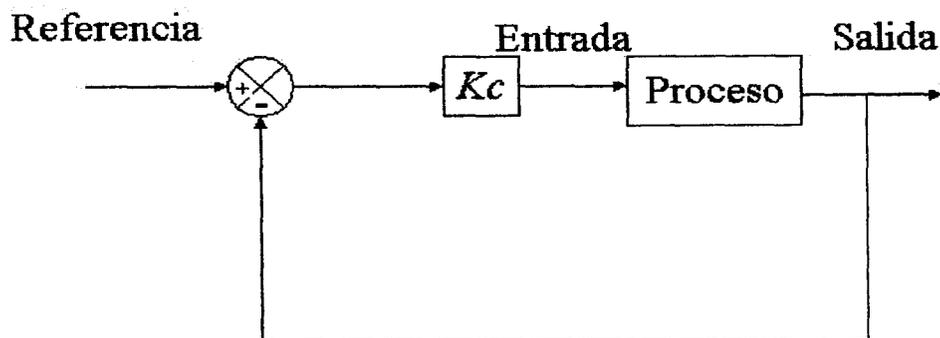


Figura 2.2 Diagrama de bloques del método de ganancia última.

Es recomendable empezar con un valor bajo de la ganancia K_c , posteriormente se cambia la referencia y se observa la salida del proceso. Se repite el experimento incrementando ligeramente la ganancia K_c , hasta obtener una oscilación uniforme en la señal de salida del proceso como en la Figura 2.3 [2].

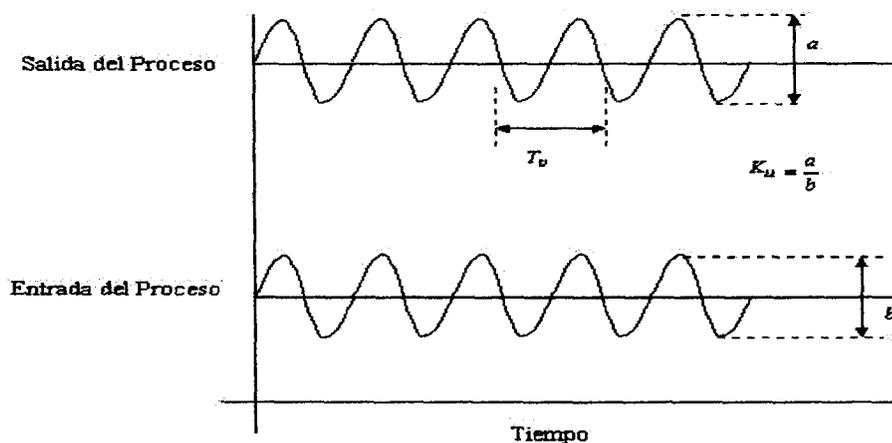


Figura 2.3 Método de ganancia última.

Donde K_u es el valor de la ganancia última de K_c cuando el proceso empieza a oscilar y T_u es el período de la oscilación como se puede observar en la Figura 2.3 la entrada del proceso y la salida del proceso tienen una forma senoidal.

Con esta información se pueden determinar los parámetros K_p, T_i y T_d de las siguientes formulas [2]:

Tabla 2.1 Parámetros del controlador PID de Ziegler y Nichols método de ganancia última.

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_u$		
PI	$0.45K_u$	$T_u/1.2$	
PID	$0.6K_u$	$T_u/2$	$T_u/8$

2.2.2 Método del relevador para la autosintonía

El método al igual que el de ganancia última de Ziegler y Nichols consiste en determinar el punto donde la curva de Nysquist de lazo cerrado intercepta el eje real negativo pero utiliza un controlador tipo relevador de dos posiciones.

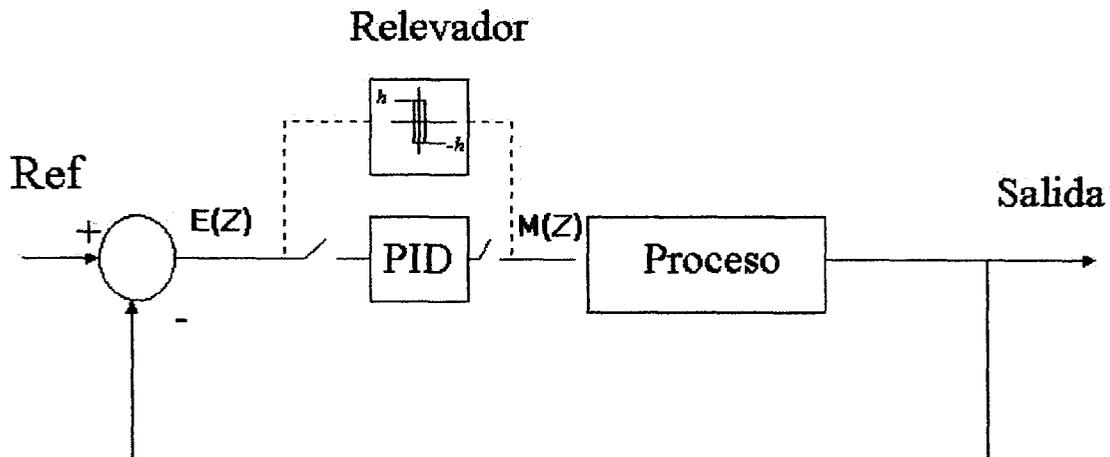


Figura 2.4 Diagrama de bloques del método del relevador.

Como se puede observar en la Figura 2.4 el controlador PID es substituido por un elemento no lineal el cual producirá oscilaciones en la salida del proceso. Para aplicar este

método con éxito es necesario que el proceso se encuentre en estado estable antes de que el controlador sea substituido por el relevador.

$E(Z)$ es la diferencia entre la referencia y la salida discreta. $M(Z)$ es la manipulación discreta en estado estable y h es la amplitud del relevador. Se recomienda que el valor de h sea un 30 % del rango de operación. A continuación se muestran las ecuaciones de control.

$$\text{Si } E(Z) \geq 0 \therefore M(Z) = M(Z) + h \quad (2.7)$$

$$\text{Si } E(Z) < 0 \therefore M(Z) = M(Z) - h \quad (2.8)$$

Una vez substituido el controlador por las Ecuaciones (2.7) y (2.8) se producirá la primera oscilación senoidal continua en la salida del proceso y en la manipulación una señal cuadrada como se muestra en la Figura 2.5

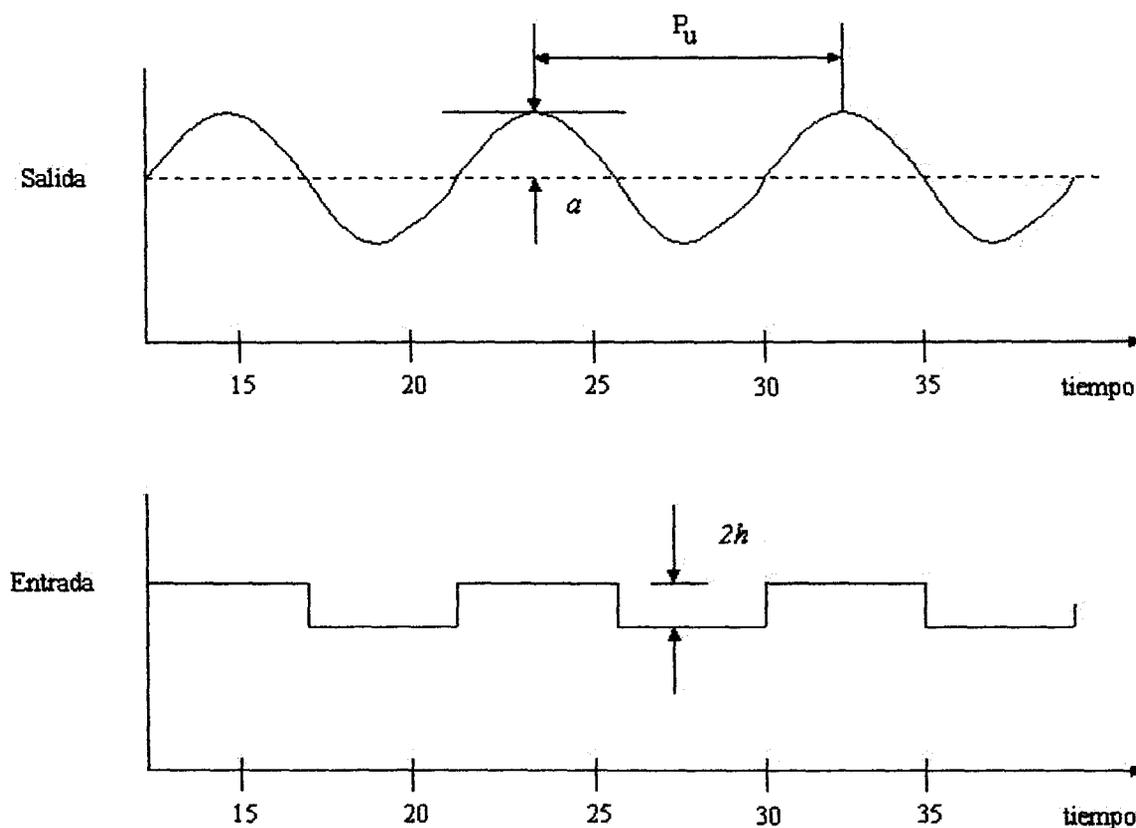


Figura 2.5 Entrada y salida del proceso en el método del relevador.

Donde P_u es el período de la señal senoidal generada en la salida y a es la amplitud. Como podemos observar en la Figura 2.5 la señal de entrada no es senoidal debido al accionamiento del relevador, entonces es necesario descomponer la señal cuadrada en series de Fourier y utilizar la amplitud de la primera armónica fundamental para poder calcular la ganancia última K_u .

$$\text{Amplitud de la primera armónica} = \frac{4}{\pi} h$$

$$\text{Por lo que } K_u = \frac{4h}{\pi a} \quad (2.9)$$

$$T_u = P_u \text{ Período de salida del proceso.}$$

Con esta información y la Tabla 2.1 se pueden calcular los parámetros del controlador PID. Como se puede observar no son necesarias más de 5 oscilaciones y el controlador permanece en lazo cerrado, como si fuera un controlador “on/off” el método se considera ventajoso y fácil de implementar en un algoritmo computacional.

2.3 Lógica difusa

La lógica difusa nació en 1965. En ese año Lotfi Zadeh profesor de la Universidad de California, publica un documento llamado “Fuzzy Sets” en la revista de “Information and Control”. En este documento Zadeh comenta que tenía más de 2 años con el en sus manos pero ninguna revista técnica aceptaba su contenido debido a lo radical de su idea [9]. Luego en 1972 Michio Sugeno del instituto Tecnológico de Tokio siguió con la idea de Zadeh agregó los conceptos de medición difusa e integral difusa. La figura 2.6 muestra un esquema general de un sistema básico de reglas difusas **SI-ENTONCES** propuesto por Rolf Isermann [7].

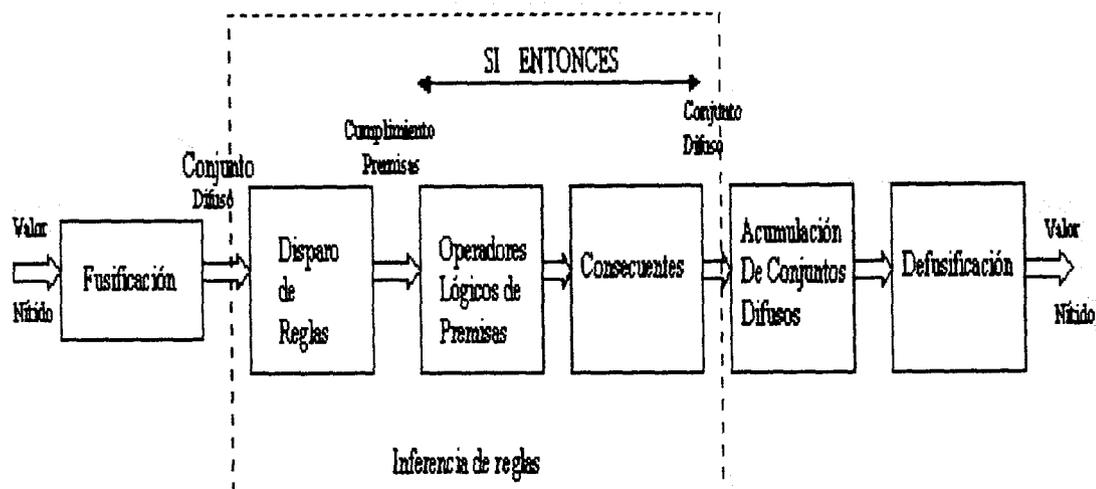


Figura 2.6 Esquema general de un sistema basado en reglas SI-ENTONCES.

Un cambio importante lo dio Ebrahim Mamdani en 1974 al crear el primer control de una máquina de vapor utilizando lógica difusa. La primera aplicación industrial apareció 6 años después. En 1984 fue creada la asociación internacional de sistemas difusos (IFSA) La IFSA esta dedicada a la organización académica para las prácticas teóricas de la lógica difusa. En 1989 se fundó la sociedad de la teoría de sistemas difusos (SOFT) y también el laboratorio Internacional de Ingeniería Difusa(LIFE).

Tan solo en Japón uno de los países vanguardistas en aplicaciones de lógica difusa se han desarrollado aplicaciones en los siguientes campos:

- Control automático de generación de energía eléctrica (Tokio Electric Power).
- Control de robots (Hirota, Fuji Electric, Toshiba y Omron).
- Control eficiente de máquinas de automóvil (Nissan).
- Diagnóstico de cáncer (Kawasaqui)
- Control de transmisión automática (Mitsubishi).
- Control del metro subterráneo (Sendai)

En 1990 la lógica difusa fue difundida al hogar a través de aplicaciones domésticas como: lavadoras, hornos de microondas, televisores y cámaras de video [9].

Por lo que se puede esperar un crecimiento en el número de campos donde se utilice la lógica difusa. La meta es encontrar la aplicación adecuada para la necesidad y tomarla de la esencia de la lógica difusa.

2.3.1 Conjuntos difusos

Una de las mayores aportaciones de la lógica difusa es la teoría de conjuntos difusos, la lógica difusa fue primordialmente creada para representar y razonar con una forma particular de conocimiento, asumiendo que éste se puede representar en forma lingüística o verbal. Una de las principales ventajas de la lógica difusa es resolver el problema de la imprecisión.

En la teoría clásica de la probabilidad, un evento E , es definido como un subconjunto de valores nítidos dentro del espacio de la muestra del universo U . Por ejemplo, cuando se define el conjunto universo como $U = \{1,2,3,4,5,6\}$, y un evento como “ $E = a$ números menores a 4”, un subconjunto de valores nítidos es $\{1,2,3\}$. Como se puede observar el evento E ocurrirá si el resultado es cualquiera de $\{1,2,3\}$. Entonces desde el punto de vista de la frecuencia, la probabilidad de E , $P(E) \in [0,1]$. Desde el punto de vista de probabilidad condicional, definida como $P(E/3) = 1$, como sabemos 3 es un elemento de un subconjunto de U el cual define el evento E , y 3 ha ocurrido, entonces el evento E ha ocurrido como tal. Podemos definir que la teoría de probabilidad se define como el conjunto de reglas para manipular estas probabilidades y calcular las probabilidades de eventos mas complejos dentro de un sistema de axiomas [9].

Ahora consideremos el caso de cuando E es conjunto de valores no nítidos “difusos” subconjunto de U , redefiniendo el subconjunto como ε . Por ejemplo “ $\varepsilon = a$ números grandes” tenemos que:

$$\varepsilon = \mu_{grande}(u) = 1/6 + 0.7/5 + 0.5/4 + 0.2/3$$

El signo “+” indica que los elementos son parte del mismo conjunto difuso. El numerador de cada elemento es el grado de cumplimiento de la función de membresía para cada valor nítido del denominador.

En la teoría de conjuntos difusos, los conjuntos normales son llamados conjuntos nítidos, para distinguirlos de los conjuntos difusos. En general para un conjunto nítido C es posible definir su función característica como $\mu_c : U \rightarrow \{0,1\}$. En conjuntos difusos la

función característica que se le asigna a cada elemento del conjunto difuso $u \in U$. Un valor del intervalo $[0,1]$, en vez de un conjunto de dos elementos $\{0,1\}$. El conjunto que define a estos dos elementos es llamado conjunto difuso.

2.3.2 Propiedades de los conjuntos difusos

Es importante remarcar que la teoría de conjuntos difusos es una extensión de la teoría de conjuntos de valores nítidos. Por lo que es necesario su comprensión. En esta Sección se muestran algunas leyes básicas que son aplicables a ambas.

Se define A, B, y C como conjuntos del universo X.

Propiedades válidas para conjuntos difusos y valores nítidos.

Ley Idempotencia

$$A \cup A = A, \quad A \cap A = A$$

Ley Comunicativa

$$A \cup B = B \cup A \quad A \cap B = B \cap A$$

Ley Asociativa

$$A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap C,$$

$$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup C$$

Ley doble negación

$$A = \overline{\overline{A}}$$

Ley de Morgan

$$\overline{A \cup B} = \overline{A} \cap \overline{B}$$

$$\overline{A \cap B} = \overline{A} \cup \overline{B},$$

Ejemplo:

Se definen a continuación A y B como conjuntos de valores difusos.

$$A = \{0.0, 0.1, 0.6, 1.0, 0.6, 0.1, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0\}$$

$$B = \{0.0, 0.0, 0.1, 0.4, 0.7, 1.0, 0.7, 0.4, 0.1, 0.0\}$$

Se desea encontrar la intersección $A \cap B$ y el complemento \overline{A} .

$$A \cap B = \{0.0, 0.0, 0.1, 0.4, 0.6, 0.1, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0\}$$

$$\overline{A} = \{1.0, 0.9, 0.4, 0.0, 0.4, 0.9, 1.0, 1.0, 1.0, 1.0\}$$

2.3.3 Función de membresía de un conjunto difuso

En la teoría de lógica difusa, la función generalizada de una función de membresía asigna a cada elemento u del conjunto U el valor en el intervalo $[0, 1]$, en lugar de dos elementos $\{0, 1\}$. El conjunto definido en estas bases es equivalente a una función de membresía extendida, llamado conjunto difuso [10].

La función de membresía de un conjunto difuso F es:

$$\mu_F : U \rightarrow [0, 1] \quad (2.10)$$

Donde cada elemento de u de U tiene una función de membresía del grado de $\mu_F(u) \in [0, 1]$. F esta completamente determinada por el conjunto de parejas [10].

$$F = \{(u, \mu_F(u)) \mid u \in U\} \quad (2.11)$$

Ejemplo: Se define en el *Capítulo 3* la función de membresía de GN del conjunto de variables lingüísticas del sobreimpulso como sigue:

$$\mu(GN) = \{(-100\%, 0), (-85\%, 0.5), (-70\%, 1), (-55\%, 0.5), (-40\%, 0)\}$$

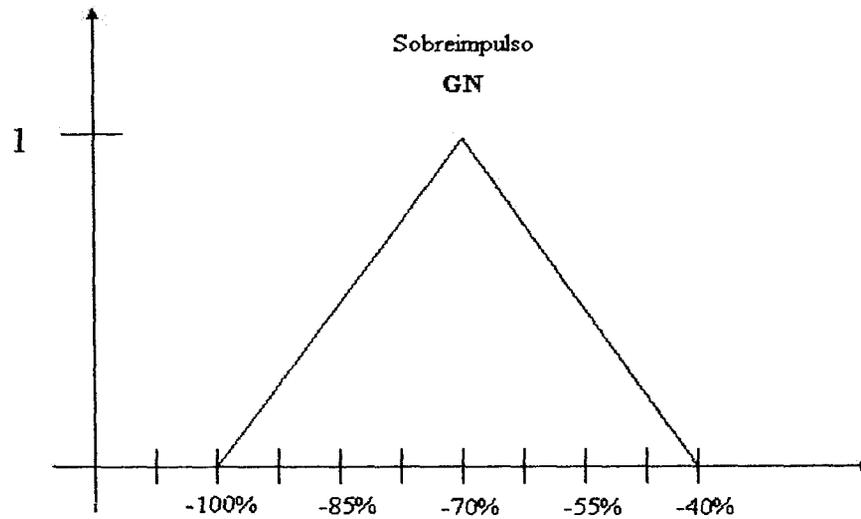


Figura 2.7 Função de membresía de GN.

2.3.4 Tipos de funciones de membresía

Existe una cantidad ilimitada de tipos de funciones de membresía, sin embargo solo un número limitado son prácticas. Algunas variables difusas pueden ser compuestas por combinaciones de funciones de membresía diferentes. En esta Sección se muestran las funciones de membresía usadas en el diseño del sistema difuso.

2.3.4.1 Función tipo Gamma

La función tipo gamma $\Gamma: U \rightarrow [0,1]$ es una función con dos parámetros definida como:

$$\Gamma(u; \alpha, \beta) = \begin{cases} 0 & u < \alpha, \\ (u - \alpha) / (\beta - \alpha) & \alpha \leq u \leq \beta, \\ 1 & u > \beta \end{cases} \quad (2.13)$$

como se muestra en la Figura 2.8

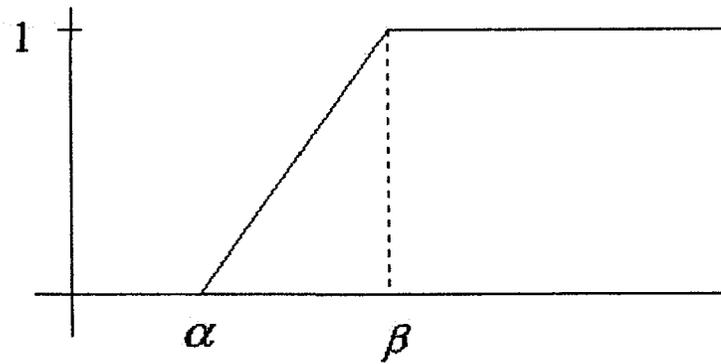


Figura 2.8 Función de membresía tipo Gamma.

2.3.4.2 Función de membresía tipo L

La función de membresía $L:U \rightarrow [0,1]$ es una función de dos parámetros definida como:

$$L(u; \alpha, \beta) = \begin{cases} 1 & u < \alpha, \\ (\beta - u)/(\beta - \alpha) & \alpha \leq u \leq \beta, \\ 0 & u > \beta \end{cases} \quad (2.14)$$

Como se muestra en la Figura 2.9

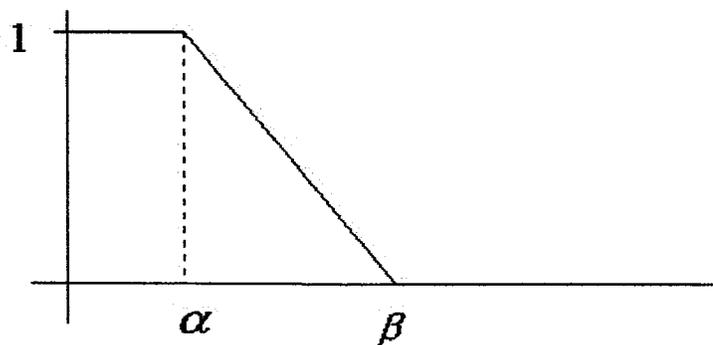


Figura 2.9 Función de membresía tipo L.

2.3.4.3 Función de membresía tipo Λ

La función $\Lambda : U \rightarrow [0,1]$ es una función con dos parámetros definida como:

$$\Lambda(u, \alpha, \beta, \gamma) = \begin{cases} 0 & u < \alpha, \\ (u - \alpha) / (\beta - \alpha) & \alpha \leq u \leq \beta, \\ (\gamma - u) / (\gamma - \beta) & \beta \leq u \leq \gamma, \\ 0 & u > \gamma \end{cases} \quad (2.15)$$

Como se muestra en la Figura 2.10

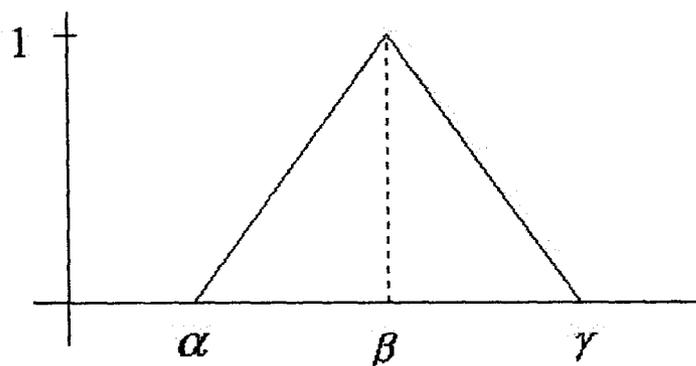


Figura 2.10 Función de membresía tipo Λ .

2.3.5 Variables lingüísticas

Debemos definir ahora las reglas de inferencia del razonamiento aproximado según Zadeh en su publicación "The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning" define el conocimiento fundamental, como la representado como razonamiento aproximado, es una notación de una variable lingüística [10]:

"Como variable lingüística debemos entender variables definidas por palabras u oraciones en lenguaje natural o artificial. Por ejemplo *error* es una variable lingüística y sus valores son lingüísticos en vez de numéricos por ejemplo: *negativo grande, negativo pequeño, positivo grande, positivo pequeño, etc.. en vez de 23,34,0.5,.....*"

Una forma de expresar las variables lingüísticas es el siguiente:

$$\langle X, LX, \chi, M_x \rangle$$

Donde X es el símbolo de la variable lingüística, LX es el conjunto de valores lingüísticos que puede tomar X , χ es valor físico actual donde la variable X es nítida y M_x es el conjunto de funciones semánticas que le dan significado e interpretación a la variable X

Ejemplo: Tomando el conjunto de variables lingüísticas del sobreimpulso del *Capítulo 3* se tiene:

$$\langle \text{sobreimpulso}, (MGN, GN, MN, LMN, ZERO), -20\%, LMN \rangle$$

De donde:

X : *sobreimpulso*.

LX : $(MGN, GN, MN, LMN, ZERO)$.

χ : -20% .

M_x : LMN .

2.3.6 Proposiciones difusas

El razonamiento aproximado es usado para representar y razonar con expresiones del conocimiento, el cual es expresado en forma de lenguaje natural por ejemplo:

“El sobreimpulso tiene un valor ligero menor negativo”

La traducción simbólica de este lenguaje natural es la que sigue:

Se define M_p como símbolo para denotar el valor físico del ‘sobreimpulso’. Se define LMN como símbolo para denotar un valor particular ‘ligero menor negativo’ del

‘sobreimpulso’. La expresión en lenguaje natural es re-escrita como:

“El sobreimpulso tiene un valor ligero menor negativo”

La representación simbólica de la expresión es:

Mp es LMN

La expresión es llamada proposición atómica difusa. La interpretación de esta expresión atómica es definida como el conjunto difuso LMN o función de membresía μ_{LMN} se define como el conjunto difuso del dominio físico de la variable del ‘sobreimpulso’ Mp como sigue:

$$\forall mp \in Mp : \tilde{LMN} = \mu_{LMN} \quad \text{“Función de membresía”}$$

Donde $\mu_{LMN}(mp)$ especifica el grado de cumplimiento con el cual un valor nítido en particular de la variable física del sobre impulso, cae en un valor físico de ligero menor negativo.

Basados en esta notación de proposiciones atómicas difusas y las conexiones lingüísticas tales como ‘y’, ‘o’, ‘no’ y ‘Si-entonces’. Se pueden formar proposiciones difusas más complejas llamadas proposiciones difusas compuestas.

X es A y X es B ,

X es A o X es B ,

X no es A ,

Ejemplo: Usando los conjuntos de variables lingüísticas para el sobreimpulso (Mp) y tiempo de elevación (tr) se tienen las siguientes proposiciones difusas.

$(Mp$ es LMN y tr no es $ZERO$) o Mp es MN

Si Mp es LMN entonces $Reset$ es MP

2.3.7 Clasificación del razonamiento difuso

Necesitamos reglas de inferencia para desarrollar razonamiento difuso. Las reglas de inferencia de razonamiento difuso son expresadas en la forma **SI-ENTONCES**. Las reglas **SI-ENTONCES** usadas para expresar razonamiento difuso se llaman "Reglas difusas **SI-ENTONCES**". Los métodos de razonamiento difuso se muestran en la Figura 2.11 [9].

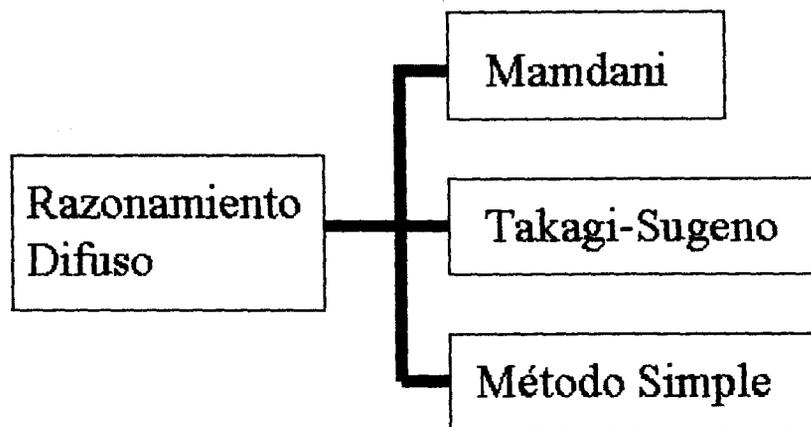


Figura 2.11 Clasificación del razonamiento difuso.

2.3.7.1 Método de Mamdani

El método más popular propuesto primero por Mamdani es el método de Mamdani, el cual tiene una estructura simple de operadores max.-min. Por esta razón es el más utilizado.

Este método utiliza una regla de inferencia como se muestra a continuación:

$$\text{SI } x \text{ es } A \quad \text{y} \quad y \text{ es } B \quad \text{ENTONCES } z \text{ es } C \quad (2.16)$$

Donde A , B y C son conjuntos difusos.

En el **SI-ENTONCES** el término de regla seguido por **SI** es llamado premisa, y el siguiente término seguido del **ENTONCES** es llamado consecuente. Las variables x e y son usadas en la parte de la premisa y son llamadas variables de premisa y la variable z encontradas en la parte consecuente son llamadas variables consecuentes.

La formalización matemática del método se muestra a continuación:

$$L^i : \text{SI } x_1 \text{ es } A_1^i \text{ y } \dots \text{ y } x_n \text{ es } A_n^i \text{ ENTONCES } y \text{ es } C^i \quad (2.17)$$

Donde L^i ($i=1,2,\dots,l$) es la i -ésima implicación, l es el número de implicaciones difusas, A_j^i y C^i son los conjuntos difusos, x_j es la variable de entrada, y es la variable de salida. Por simplicidad llamaremos a la función de membresía del conjunto difuso A como $A(x)$ [13].

De la ecuación (2.17)

$$C^i = R^i \circ (A_1^i x_1 \dots x_n A_n^i), \quad i=1,2,\dots,l \quad (2.18)$$

Donde \circ es la composición max-min y \times es el producto cartesiano. El método de Mamdani para las relaciones difusas R^i se puede expresar como

$$R^i = \int_{x_1 \times x_2 \times \dots \times x_n \times Y} \frac{\min(A_1^i(x_1), A_2^i(x_2), \dots, A_n^i(x_n)) \wedge C^i(y)}{x_1, x_2, \dots, x_n, y} \quad (2.19)$$

El conjunto solución R puede ser calculado como sigue:

$$R = U_{i=1}^l R^i \quad (2.20)$$

Donde U es el operador unión.

Ejemplo: Aquí se muestra una regla tipo (2.16) compuesta con las variables lingüísticas del sistema difuso, desarrollado en la tesis.

SI El tiempo de elevación es “muy grande”.
y El sobreimpulso es “grande”
ENTONCES La ganancia proporcional K_p =baja

Podemos encontrar la relación con la regla anterior y sus correspondencias:

x : tiempo de elevación.
 y : sobreimpulso.
 z : ganancia proporcional.
 A : muy grande.
 B grande.
 C baja.

Donde A , B y C son conjuntos difusos.

2.3.7.2 Método de Takagi-Sugeno

Este método de razonamiento difuso utiliza funciones lineales en la parte del consecuente. Este método representa entradas-salidas de relaciones, en vez de conjuntos difusos, la parte consecuente tiene la siguiente forma:

$$\mathbf{SI} \ x \text{ es } A \quad \mathbf{y} \quad y \text{ es } B \quad \mathbf{ENTONCES} \ z = ax + by + c. \quad (2.21)$$

Aquí a , b y c son parámetros de la función lineal en la parte consecuente por lo que son llamados parámetros consecuentes. La ecuación lineal de la parte consecuente es llamada ecuación del consecuente.

La formalización matemática del método se muestra a continuación:

$$L^i : \text{SI } x_1 \text{ es } A_1^i \text{ y ... y } x_n \text{ es } A_n^i \text{ ENTONCES } y^i = c_0^i + c_1^i x_1 + \dots + c_n^i x_n \quad (2.22)$$

Donde y^i es la salida de la i -ésima implicación, y A_j^i es el conjunto difuso, la función de membresía es del tipo convexo. El término c_j^i es el parámetro del consecuente [13].

Dada la entrada (x_1, x_2, \dots, x_n) , La salida del modelo difuso se puede encontrar directamente, tomando el peso ponderado de las y 's (2.23).

$$y = \frac{\sum_{i=1}^l w^i y^i}{\sum_{i=1}^l w^i} \quad (2.23)$$

Donde y^i es calculada para la entrada por la ecuación del consecuente de la i -ésima implicación, y el peso w^i implica el peso de la premisa, de la i -ésima implicación para la entrada como se muestra en la Ecuación (2.24).

$$w^i = \prod_{k=1}^n A_k(x_k) \quad (2.24)$$

Donde n es el número de elementos en la premisa.

Ejemplo: Aquí se muestra una regla tipo (2.21) compuesta con las variables lingüísticas del sistema difuso, desarrollado en la tesis.

SI	El error es “muy grande”.
y	El sobreimpulso es “grande”

ENTONCES La ganancia proporcional $K_p = 0.5 * K_i + K_d$

2.3.7.3 Método simple

Este método en especial es una variante del método de Takagi-Sugeno. Por lo que la regla tendría la siguiente forma:

SI x es A **y** y es B **ENTONCES** $z=c$

Aquí c tienen un valor real "nítido" y puede ser considerada como un conjunto difuso sin imprecisión, también se le llama "Fuzzy singleton" [9]. Desde otro punto de vista sólo el término constante existe en la ecuación del consecuente. Por ejemplo:

SI El error es "muy grande".
y El sobreimpulso es "grande"
ENTONCES La ganancia proporcional $K_p = 0.5$

Capítulo 3

Diseño e implementación del sistema difuso

3.1 Introducción

El desarrollo de la teoría de la lógica difusa ahora estimula caminos alternativos para la solución de problemas de control automático. Tomando estas ideas Mamdani y Assilian [7], proponen controladores difusos que describen acciones de control en oraciones lingüísticas. Por consiguiente las primeras aplicaciones de control difuso fueron remplazar al operador humano. La lógica difusa ha sido también usada con éxito en aplicaciones de control automático, supervisión y diagnóstico de fallas de sistemas de automatización. Un nuevo estado de arte es el llamado control inteligente el cual combina lógica difusa, redes neuronales, control adaptable y algoritmos genéticos para la solución de problemas más complejos de control, supervisión y mantenimiento [7].

El sistema difuso propuesto tiene dos entradas y tres salidas. Las entradas son fusificadas y alimentadas a la máquina de inferencia para el disparo de reglas. Las reglas producen valores nítidos directamente en el consecuente Takagi-Sugeno como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 3.1

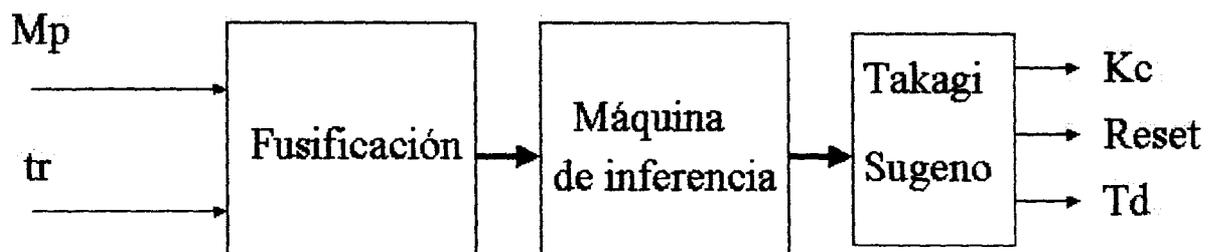


Figura 3.1 Diagrama de bloques del sistema difuso.

3.2 Descripción general

En este capítulo se diseña e implementa un sistema difuso para el cálculo de los parámetros del controlador PID, partiendo de un índice de desempeño heurístico basado en el tiempo de elevación (t_r) y porcentaje de sobreimpulso (M_p). El índice es proporcionado con valores nítidos por lo que requiere su fusificación. La máquina de inferencia establece el disparo de reglas de acuerdo al conjunto difuso del índice de desempeño. El método de Takagi-Sugeno proporciona directamente el valor nítido de los parámetros del controlador PID. Los parámetros tomados como base son los obtenidos a través de la autosintonía con el método del relevador. La descripción secuencial de los módulos del sistema difuso se ilustra en la Figura 3.2. Estos se describen detalladamente en las Secciones siguientes.

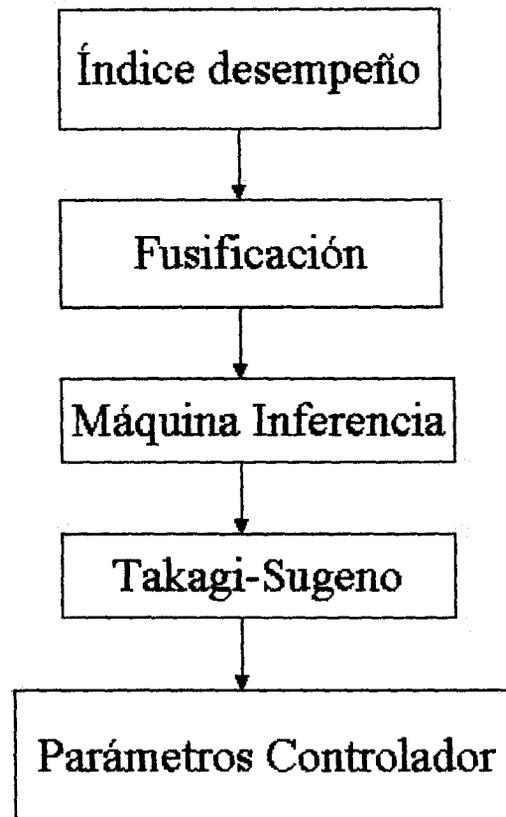


Figura 3.2 Módulos que componen el sistema difuso.

3.3 Índice de desempeño

Los parámetros a utilizar en el índice de desempeño heurístico son, el máximo sobreimpulso " M_p " y tiempo de elevación " t_r ". El máximo sobreimpulso es el valor máximo que toma la variable del proceso. El tiempo de elevación es el tiempo que toma la variable de proceso en alcanzar la referencia por primera vez. Ambos se muestran en la Figura 3.3.

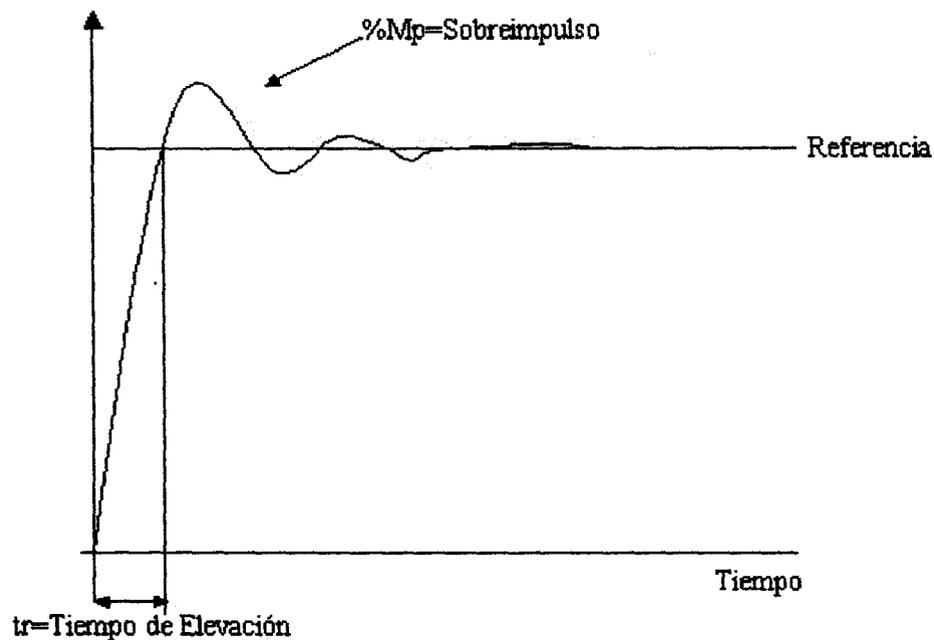


Figura 3.3 Respuesta de un controlador PID mostrando el $\%M_p$ y t_r .

Estos parámetros son bien conocidos en el control de procesos industriales, por lo que es conveniente usarlos para determinar el comportamiento del controlador PID. Es importante señalar que al reducir el sobreimpulso aumenta el t_r y viceversa. Las combinaciones de estos parámetros pueden ser infinitas, por lo que se juzga conveniente establecer un criterio para t_r y M_p mostrado en la Figura 3.11. Este criterio es un M_p de 0% como mínimo y M_p máximo como el proporcionado por el método de autosintonía de ziegler-Nichols, el tiempo de elevación estará en función del criterio anterior y dependerá de la dinámica del proceso. Por otro lado M_p y t_r son alimentados por el usuario de manera nítida por lo que es necesario su transformación en variables difusas en la etapa de fusificación.

En los procesos industriales existen casos donde es requerido un sobreimpulso mínimo y el tiempo de elevación puede ser grande (procesos de metalurgia). El caso contrario donde es importante tener un controlador con un mínimo de tiempo de elevación y sacrificar el sobreimpulso con un valor alto (motores eléctricos).

3.4 Fusificación

Los parámetros M_p y t_r son tratados como variables de entrada por el sistema difuso y sus rangos de operación fueron obtenidos de manera heurística. El modelo del proceso para determinar el comportamiento de M_p y t_r es un modelo de primer orden con tiempo muerto mostrado en la ecuación (3.1).

$$G(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (3.1)$$

Donde :

K = ganancia =1.

θ = tiempo muerto =2 seg.

τ = constante de tiempo =20 seg.

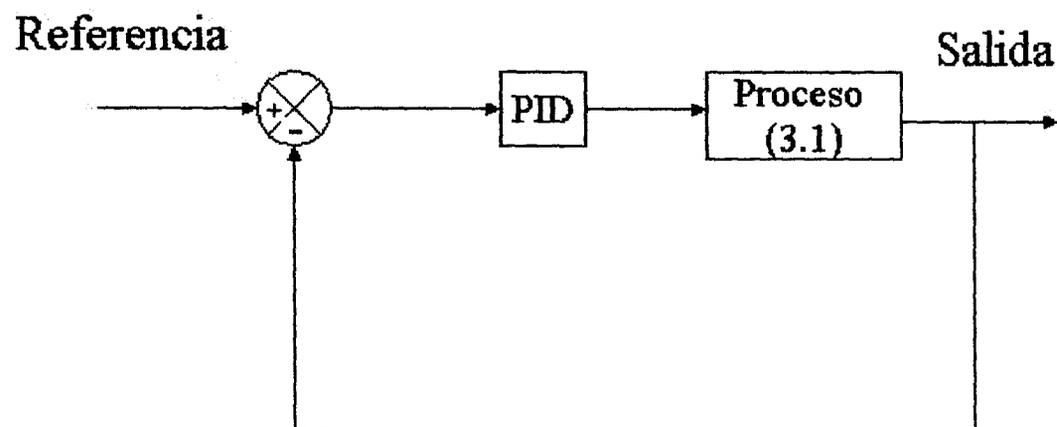


Figura 3.4 Diagrama de bloques del proceso en simulación.

Estos valores fueron obtenidos a través de una identificación previa del proceso de temperatura descrito en el *Apéndice A*. Se alimentó este modelo al sistema difuso de la interfase gráfica y se aplicó la autosintonía proporcionando los siguientes parámetros $K_c=2.85$, $Reset=0.20$ y $T_d=1.25$. Se realizaron una serie de pruebas y se observó que para el tiempo de elevación se tiene un valor mínimo posible, es una reducción en un 10% y el valor máximo posible es el 300% del controlador original de Ziegler-Nichols.

Para el porcentaje de sobreimpulso se buscó una reducción del 100% y el máximo valor de sobre impulso del 20% que es el mismo del controlador original de Ziegler-Nichols de acuerdo al criterio.

Se definen las siguientes variables lingüísticas para el conjunto difuso del sobreimpulso.

Zero	Sin cambio.
L.M.N.	Ligero menor negativo.
M.N.	Menor negativo.
G.N.	Grande negativo.
M.G.N.	Muy grande negativo.

También se definen las siguientes variables lingüísticas para el conjunto difuso del tiempo de elevación.

L.N.	Ligero negativo.
Zero	Sin cambio.
L.P.	Ligero Positivo.
M.P.	Medio Positivo.
G.P.	Grande Positivo
M.G.P	Muy grande positivo.

Con estos rangos se pueden determinar las funciones de membresía que representen las variables difusas. Como se muestra en las Figuras 3.5 y 3.6. El máximo sobreimpulso es interpretado en la forma siguiente, ZERO implica ningún cambio en el sobreimpulso, por lo que se tiene un valor igual al dado por la sintonía de Ziegler-Nichols, que en la mayoría de los casos es de un 20%. MGN implica la reducción máxima del 20% al 0%. Para el tiempo de elevación se interpreta como la cantidad de veces del tiempo de elevación. Por ejemplo ZERO implica ningún cambio en el tiempo de elevación y MGP implica triplicar el tiempo de elevación de la sintonía de Ziegler-Nichols.

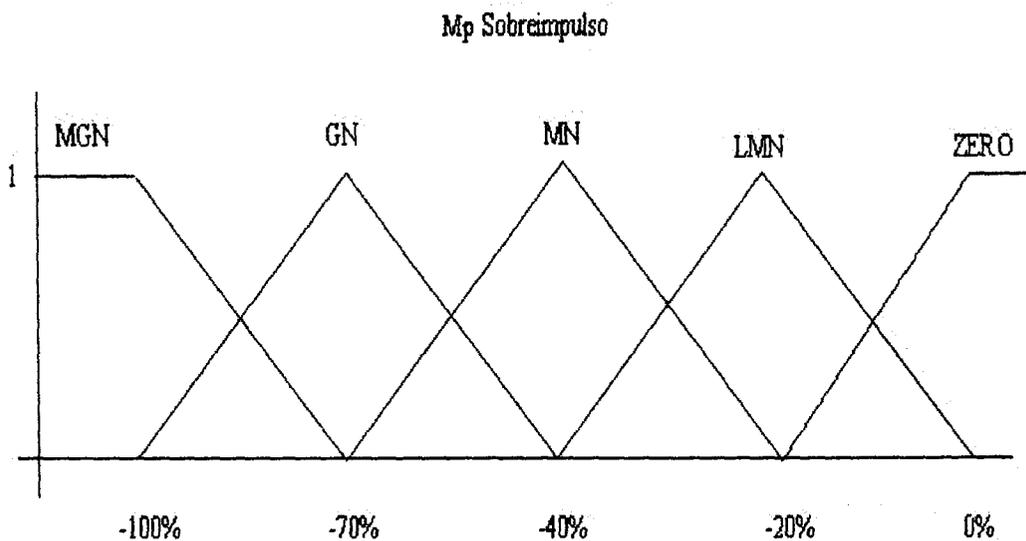


Figura 3.5 Función de membresía del sobreimpulso.

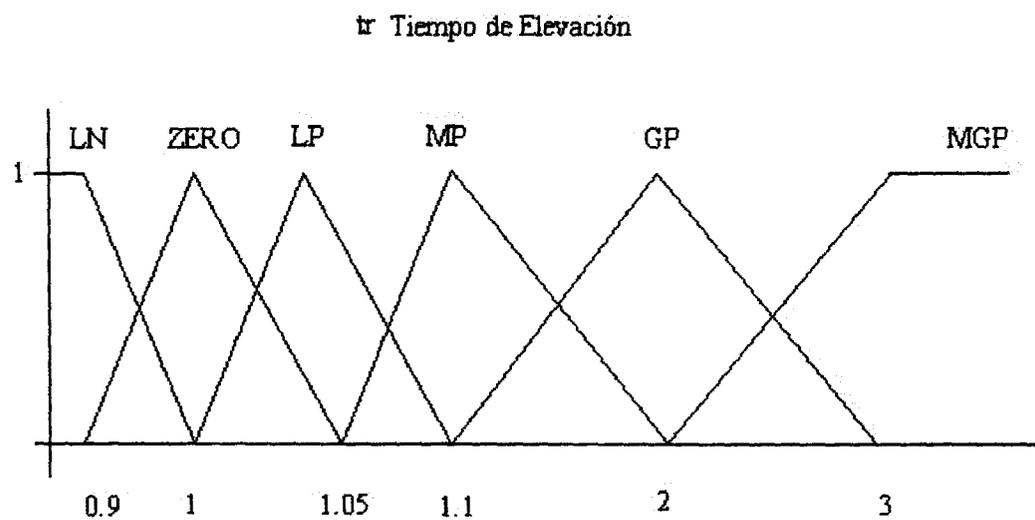


Figura 3.6 Función de membresía del tiempo de elevación.

Como se observa en las Figuras 3.5 y 3.6 las funciones de membresía del sobreimpulso y el tiempo de elevación es una combinación de funciones Γ , Λ y L descritas en el *Capítulo 2*.

Los valores deseados de los parámetros de M_p y t_r se alimentan a través de la interfase gráfica en los rangos especificados y después con el método gráfico de cortes difusos se determina, el grado de membresía de la variable difusa.

Ejemplo:

Se requiere que el sistema difuso reduzca el sobreimpulso actual en un 30% y se aumente el tiempo de elevación en un 50% es decir $M_p = -30\%$ y $t_r = 1.5$ de las Figuras 3.7 y 3.8 obtenemos :

$$\mu_{M_p}(-30\%) = \left\{ \frac{0}{MGN} + \frac{0}{GN} + \frac{0.5}{MN} + \frac{0.5}{LMN} + \frac{0}{ZERO} \right\}$$

$$\mu_{t_r}(1.5) = \left\{ \frac{0}{LN} + \frac{0}{ZERO} + \frac{0.5}{MP} + \frac{0.5}{GP} + \frac{0}{MGP} \right\}$$

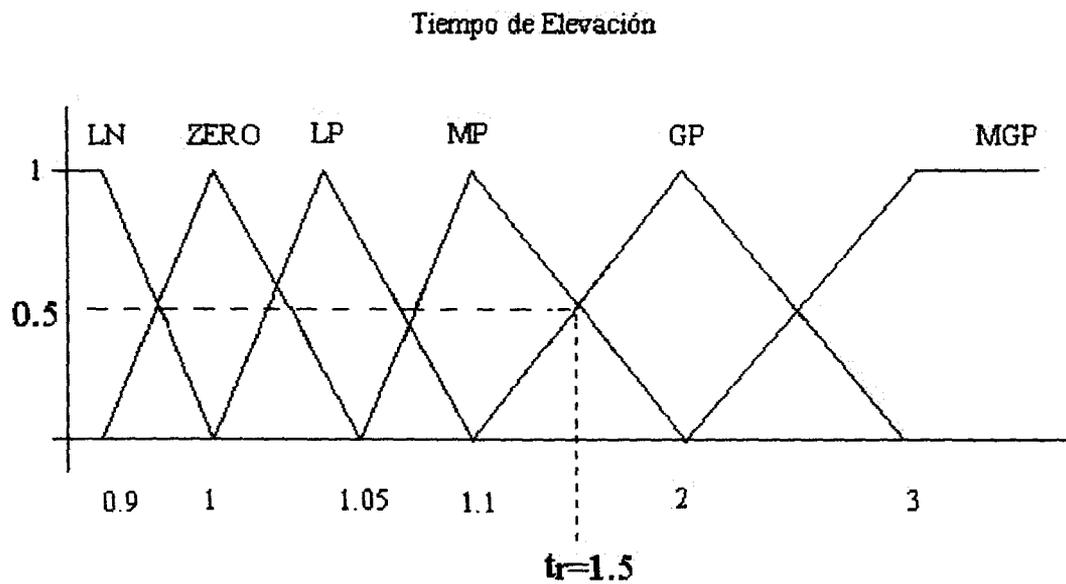


Figura 3.7 Corte en la función de membresía de tiempo de elevación $t_r = 1.5$.

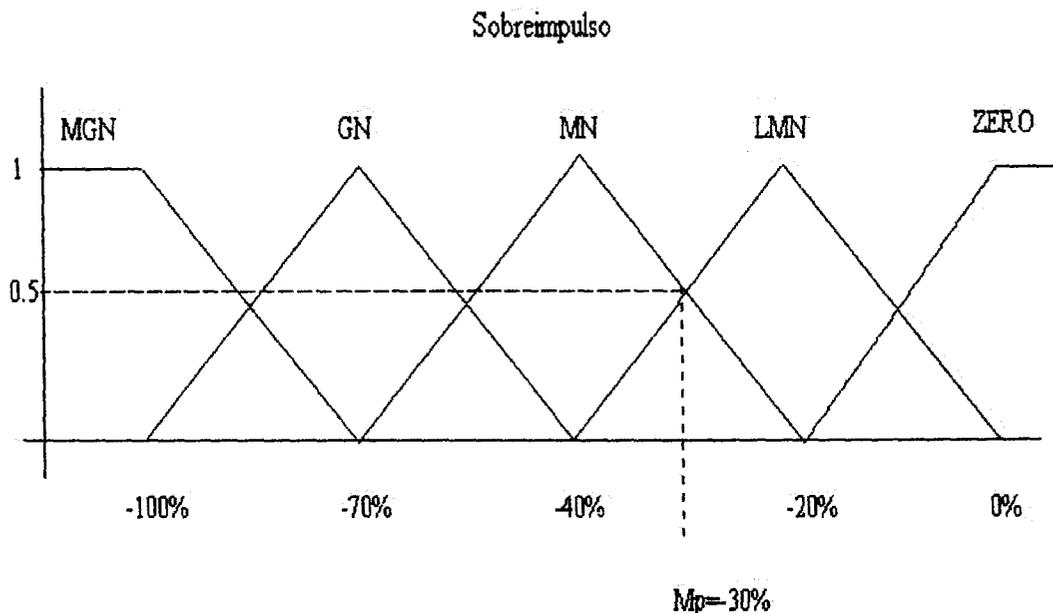


Figura 3.8 Corte en la función de membresía de sobreimpulso $M_p = -30\%$.

Como se puede observar en el ejemplo anterior el método de corte es gráfico. A continuación se propone el método numérico, que usa funciones trigonométricas para encontrar la altura de la función de membresía en el punto de corte.

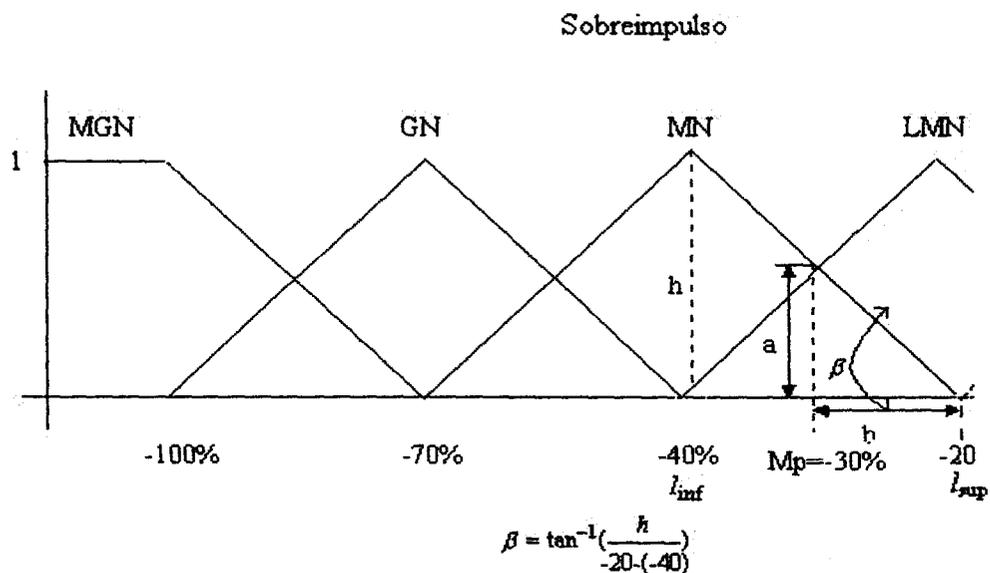


Figura 3.9 Método numérico de corte para M.N.

El método numérico de corte se muestra en la Figura 3.9. Las funciones de membresía M.N. y L.M.N son cortadas por el valor nítido de M_p . Donde a es el grado de cumplimiento $[0,1]$ del valor nítido sobre las funciones de membresía.

$$a = \tan(\beta) * b \quad a = \tan(2.86^\circ) * 10 = 0.5 \quad (3.2)$$

$$\beta = \tan^{-1}\left(\frac{h}{l_{\text{sup}} - l_{\text{inf}}}\right) \quad \beta = \tan^{-1}\left(\frac{1}{-20 - (-40)}\right) = 2.86^\circ \quad (3.3)$$

Para M.N. $a = 0.5$. Donde β es el ángulo inferior derecho de la función de membresía M.N. y b es la distancia del límite superior al valor nítido de $M_p = -30\%$.

En el caso de L.M.N. mostrado en la Figura 3.10 β es el ángulo inferior de la izquierda de la función de membresía L.M.N., b es la distancia del límite inferior al valor nítido y h es la altura normalmente es igual 1.

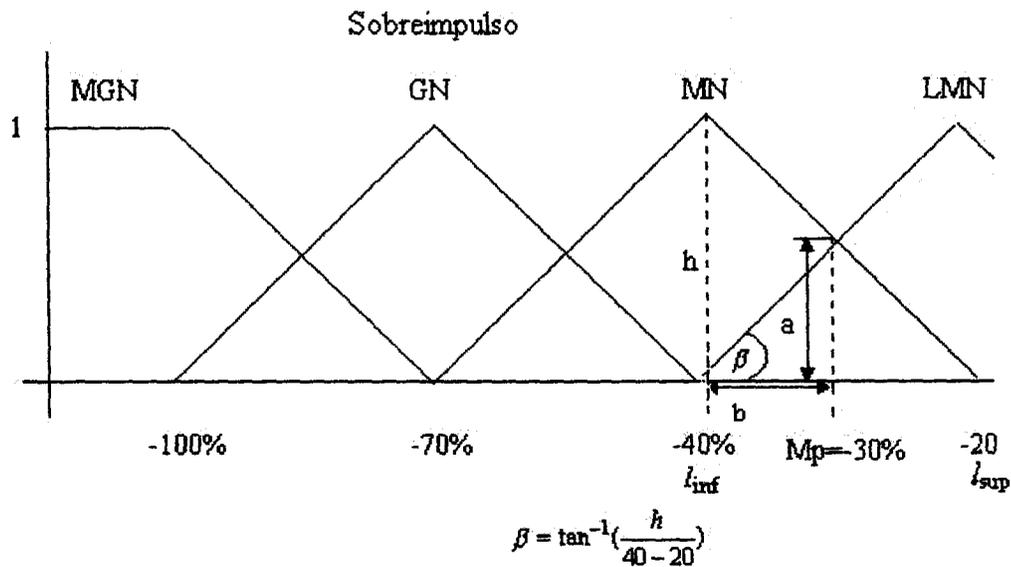


Figura 3.10 Método numérico de corte para L.M.N.

Usando las Ecuaciones (3.2) y (3.3) obtenemos $a=0.5$ y $\beta = 2.86^\circ$.

$$a = \tan(\beta) * b \quad a = \tan(2.86^\circ) * 10 = 0.5$$

$$\beta = \tan^{-1}\left(\frac{h}{l_{\text{sup}} - l_{\text{inf}}}\right) \quad \beta = \tan^{-1}\left(\frac{1}{-20 - (-40)}\right) = 2.86^\circ$$

3.5 Máquina de inferencia

El modelo del proceso para determinar el comportamiento del índice de desempeño es el descrito en la Ecuación (3.1). Una vez obtenido el valor de los parámetros a través de la autosintonía, se manipulan a prueba y error individualmente utilizando los siguientes rangos de prueba: $K_c=0.5$ veces $K_c \rightarrow 8$ veces K_c , $Reset=0.04$ veces $Reset \rightarrow 8$ $Reset$, $T_d=0 \rightarrow 5$ veces T_d . Usando el proceso simulado de temperatura de la Sección 3.4.

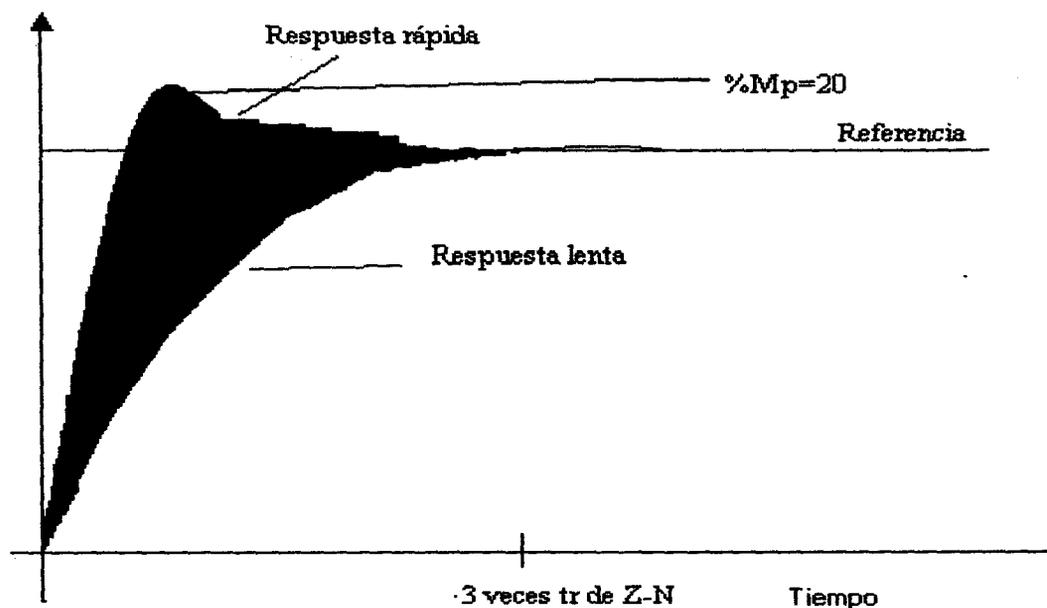


Figura 3.11 Criterio de para la discriminación de resultados.

Rangos mayores o menores no fueron probados ya que el proceso se hacía oscilatorio o no respondía a los cambios en la referencia. Posteriormente se seleccionan los rangos que satisfacen el criterio de la Figura 3.11, el criterio descarta aquellos resultados que no se encuentren dentro del área sombreada.

En las pruebas se observó que al incrementar T_d el proceso se volvía oscilatorio y al disminuirlo aumentaba el sobreimpulso original de Ziegler-Nichols, por lo que se decide no modificarlo ya que no cumplía con el criterio de la Figura 3.11.

Los rangos que cumplen con el criterio son $K_c=0.25$ veces $K_c \rightarrow 1.5$ veces K_c y $Reset=0.25$ veces $Reset \rightarrow 2$ veces $Reset$.

Con estos rangos se hicieron combinaciones de las fracciones de Kc y Reset y se tomaron las combinaciones que cumplen el criterio de discriminación. Estas combinaciones son las mostradas en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1 Observaciones en formato causa-efecto.

	Kc	Reset	Td	tr(seg.)	Mp(%)
Método Z-N	2.85	0.20	1.25	17	22
1/2 Kc, 1/2 Reset	1.42	0.10	1.25	19	18
1/3 Kc, 1/3 Reset	0.95	0.06	1.25	34	4.4
1/4 Kc, 1/4 Reset	0.71	0.05	1.25	53	0.5
Kc, 3 Reset	2.85	0.60	1.25	Oscila	Oscila
Kc, 2 Reset	2.85	0.41	1.25	15.8	20
Kc, 1.5 Reset	2.85	0.30	1.25	18	13
1.25 Kc, Reset	3.56	0.20	1.25	18	6
1.5Kc, Reset	4.27	0.20	1.25	17	3
1.5 Kc, 1.5 Reset	4.27	0.30	1.25	17	8
1.25Kc, 1.25 Reset	3.56	0.25	1.25	18	17

El resultado que produce inestabilidad en el controlador descrito por la palabra **Oscila** no fue incluido para la construcción del conjunto de reglas difuso. A continuación, se define las variables lingüísticas para Kc y el RESET en base a la Tabla 3.1.

- G.N. Grande Negativo.
- M.N. Medio Negativo.
- L.N. Ligero Negativo.
- ZERO Sin cambio.
- L.P. Ligero Positivo.
- M.P. Medio Positivo.
- G.P. Grande Positivo.

En la Figura 3.12 se muestra las funciones de membresía para Kc y Reset. Estas funciones se usaron únicamente para la generación de reglas, ya que en el consecuente se aplica una variante del método de Takagui-Sugeno.

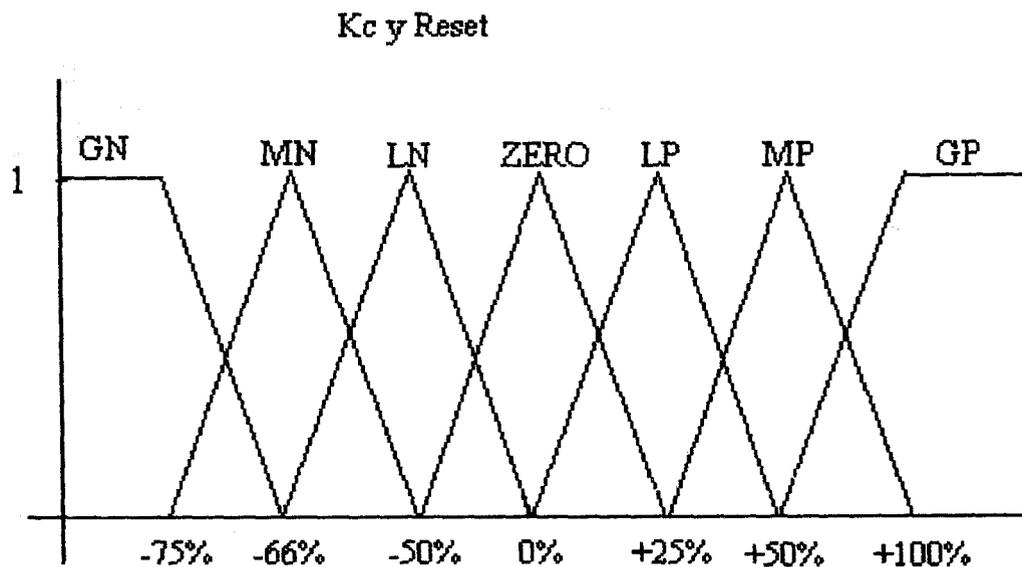


Figura 3.12 Función de membresía para Kc y Reset.

Analizando los resultados de la Tabla 3.1 podemos definir el siguiente conjunto de reglas de la Tabla 3.2. A continuación se muestra la generación de la tercera regla.

Tomando los siguientes datos de la Tabla 3.1:

$1/4$ de Kc, $1/4$ Reset produce $tr=53$ seg. y $Mp=0.5\%$

El valor de $1/4$ corresponde a los rangos de las variables lingüísticas para Kc y Reset los cuales son una reducción de -75% . Por lo que su función de membresía esta definida por G.N en ambos casos.

Para $Mp=0.5\%$ y tomando como base 22% de sobreimpulso dado por la sintonía de Ziegler y Nichols tenemos una reducción del -97% . Por lo que su función de membresía es definida por M.G.N.

Para $tr=53$ seg. y tomando como base el valor de 17 seg. dado por la sintonía de Ziegler-Nichols, tenemos que el tr deseado es mayor 3.11 veces. Por lo que su función de membresía esta definida por M.G.P:

Por lo que la regla difusa generada es la siguiente:

Si $tr=M.G.P.$ y $Mp=MGN$ entonces $Kc= G.N:$ y $Reset=G.N.$

El mismo procedimiento se aplicó para la generación de las nueve reglas difusas.

Tabla 3.2 Conjunto de reglas difusas.

Regla 1: Si tr= M.P. Y Mp=LMN	entonces Kc=L.N. Y Reset=L.N.
Regla 2: Si tr= G.P. Y Mp=M.G.N.	entonces Kc=M.N. Y Reset=M.N.
Regla 3: Si tr= M.G.P. Y Mp=M.G.N.	entonces Kc=G.N. Y Reset=G.N.
Regla 4: Si tr= L.N. Y Mp=Zero	entonces Kc=Zero Y Reset=G.P.
Regla 5: Si tr= L.P. Y Mp=G.N.	entonces Kc=Zero Y Reset=M.P.
Regla 6: Si tr= M.P. Y Mp=G.N.	entonces Kc=L.P. Y Reset=Zero
Regla 7: Si tr= Zero Y Mp=G.N.	entonces Kc=M.P. Y Reset=Zero.
Regla 8: Si tr=Zero Y Mp=M.N.	entonces Kc=M.P. Y Reset=M.P.
Regla 9: Si tr= L.P. Y Mp=L.M.N.	entonces Kc=L.P. Y Reset=L.P.

El disparo de reglas se logra a través de las entradas al sistema difuso. En el consecuente se utiliza el método de Takagi-Sugeno que se explica en la siguiente Sección.

3.6 Takagi-Sugeno.

Este método de razonamiento difuso utiliza funciones lineales en la parte del consecuente. Este método representa entradas-salidas de relaciones, en vez de conjuntos difusos para la parte consecuente de la siguiente forma:

SI x es A **y** y es B **ENTONCES** $z = ax + by + c$.

Aquí a , b y c son parámetros de la función lineal en la parte consecuente por lo que son llamados parámetros consecuentes. La ecuación lineal de la parte consecuente es llamada ecuación del consecuente. Aquí se utiliza una variante del método al no ponderar con respecto a todo el conjunto de reglas, sino tan sólo a la regla con el mayor grado de cumplimiento y ser modificado el consecuente con esta relación.

En los consecuentes de la Tabla 3.3 se utilizan las variables Kc1 y RESET1 que son los parámetros originales de la sintonía de Ziegler-Nichols. El factor f es el grado de membresía de la regla difusa que fue disparada y su valor máximo es 1.

Tabla 3.3 Consecuente de reglas Takagi-Sugeno.

Regla 1: Si $Tr = M.P.$ y $Mp = LMN$	Entonces	$Kc = Kc1 - (Kc1 * 0.4 * f)$ y $RESET = RESET1 - (RESET1 * 0.4 * f)$
Regla 2: Si $Tr = G.P.$ y $Mp = M.G.N.$	Entonces	$Kc = Kc1 - (Kc1 * 0.6 * f)$ y $RESET = RESET1 - (RESET1 * 0.6 * f)$
Regla 3: Si $Tr = M.G.P.$ y $Mp = M.G.N.$	Entonces	$Kc = Kc1 - (Kc1 * 0.8 * f)$ y $RESET = RESET1 - (RESET1 * 0.8 * f)$
Regla 4: Si $Tr = L.N.$ y $Mp = Zero$	Entonces	$Kc = 0.75 * Kc1 + (Kc1 * 0.25 * f)$ y $RESET = RESET1 + RESET1 * f$
Regla 5: Si $Tr = L.P.$ y $Mp = G.N.$	Entonces	$Kc = 0.75 * Kc1 + (Kc1 * 0.25 * f)$ y $RESET = RESET1 + RESET1 * 0.5 * f$
Regla 6: Si $Tr = M.P.$ y $Mp = G.N.$	Entonces	$Kc = Kc1 + (Kc1 * 0.25 * f)$ y $RESET = 0.5 * RESET + RESET1 * 0.5 * f$
Regla 7: Si $Tr = Zero$ y $Mp = G.N.$	Entonces	$Kc = Kc1 + (Kc1 * 0.5 * f)$ y $RESET = 0.75 * RESET + (RESET1 * 0.25 * f)$
Regla 8: Si $Tr = Zero$ y $Mp = M.N.$	Entonces	$Kc = Kc1 + (Kc1 * 0.5 * f)$ y $RESET = RESET1 + (RESET1 * 0.5 * f)$
Regla 9: Si $Tr = L.P.$ y $Mp = L.M.N.$	Entonces	$Kc = Kc1 + (Kc1 * 0.25 * f)$ y $RESET = RESET1 + (RESET1 * 0.25 * f)$

El siguiente ejemplo ilustra el funcionamiento de la variante del método Takagi-Sugeno y el conjunto de reglas.

Ejemplo:

En el Experimento 2 se desea un sobreimpulso $Mp = -50\%$ y un tiempo de elevación de 1.5 veces el obtenido con la sintonía de Ziegler-Nichols.

Primero se tiene que obtener los valores difusos usando las funciones de membresía de Mp y tr . De ahí obtenemos que $Mp = -50\%$ corta a $M.N.$ y $G.N.$ Para el $tr = 1.5$ se observa que corta $M.P.$ y $G.P.$

Con esta información y la Tabla 3.3 podemos observar que la regla disparada es la número 6.

Regla 6: Si $Tr = M.P.$ y $Mp = G.N.$	Entonces	$Kc = Kc1 + (Kc1 * 0.25 * f)$ y $RESET = 0.5 * RESET + RESET1 * 0.5 * f$
---------------------------------------	----------	---

El factor f es definido como el producto de los grados de cumplimiento de las funciones de membresía de $M.P.$ y $G.N.$

Usando las Ecuaciones (3.2) y (3.3) para M.P: en la función de membresía del tiempo de elevación se obtiene un grado de cumplimiento de 0.55. Repitiendo el procedimiento para G.N: en la función de membresía del sobreimpulso se obtiene un grado de cumplimiento de 0.33.

Por lo que el factor f se calcula como $f=(0.55)*(0.33)=0.181$, con esta información se puede calcular el consecuente de Takagi-Sugeno.

Si $Kc1=2.85$ y $Reset1=0.20$ son los valores obtenidos por la sintonía de Ziegler y Nichols. Es posible calcular los nuevos Kc y $Reset$ de manera directa como:

$$Kc=(2.85)+(2.85*0.25*0.33)=3.085$$

$$RESET=(0.5*0.200)+(0.200*0.5*0.33)=0.133.$$

3.7 Implementación computacional

La implementación del sistema se realizó utilizando la plataforma Labwindows CVI 5.0 en lenguaje C++. Las principales funciones se muestran en el *Apéndice B*. Es un software de uso industrial desarrollado por la compañía National Instruments. El sistema difuso ha sido probado satisfactoriamente en modo de “simulación” en línea y en modo “real” en línea, para el proceso de temperatura disponible en el laboratorio de control de procesos del ITESM, campus mty. Las características de la interfase son las siguientes:

- Simulador de sistemas de primer orden con tiempo muerto del tipo

$$G(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}.$$
- Operación Manual en lazo abierto y Automático en lazo cerrado usando una estructura PID discreto en forma velocidad.
- Operación en modo real conectado al proceso de temperatura.
- Autosintonía calcula los parámetros del controlador PID por medio del método del relevador.

- Sistema Difuso modifica los parámetros del controlador de acuerdo a los parámetros de τ_r y M_p .

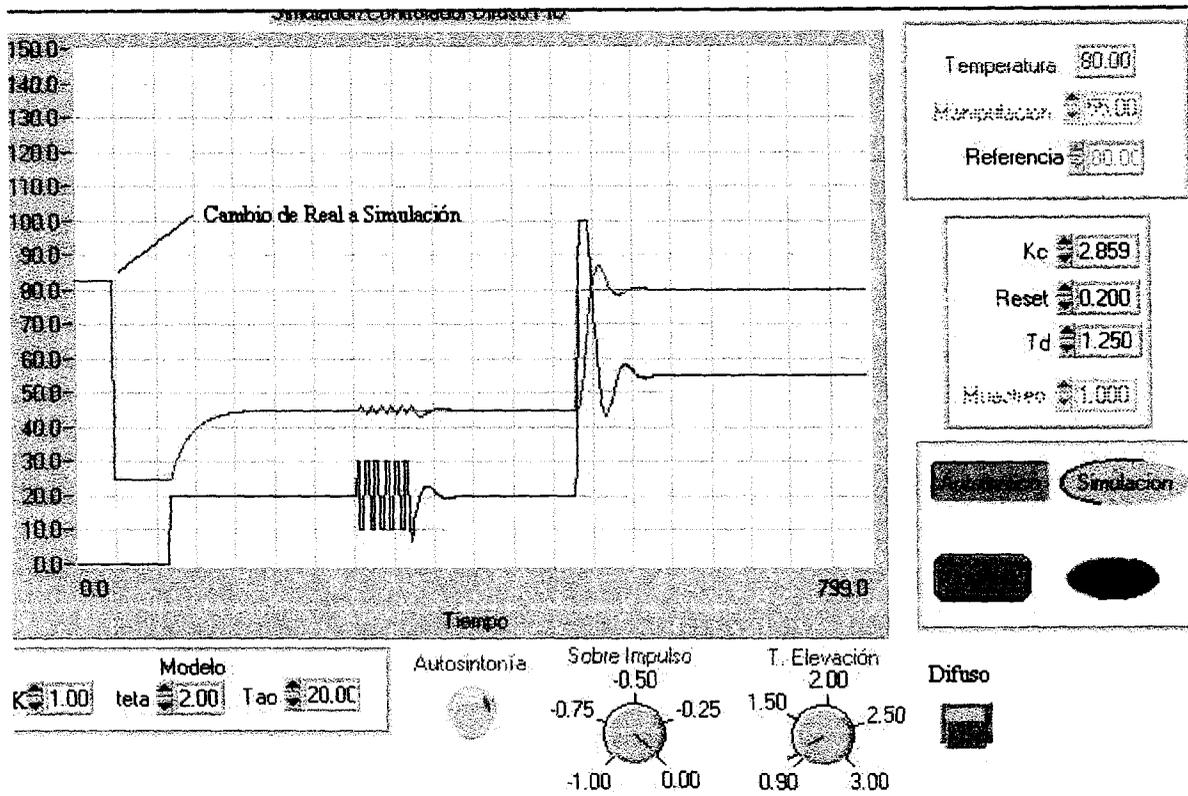


Figura 3.13 Interfase gráfica vista general.

A continuación se describen funciones principales del panel de control.

Variable de Proceso. En este caso indica la lectura de la temperatura en línea en cada instante de muestreo, su rango de operación es de 0 a 150 grados centígrados.

Manipulación. Indica la lectura de la manipulación en línea en cada instante de muestreo, su rango de operación es de 0 a 100 por ciento.

Referencia. En modo manual la referencia es igual a la variable de proceso para evitar cambios bruscos al conmutar de manual a automático. En modo automático la referencia es fijada por el usuario. La Figura 3.14 muestra las variables anteriores.

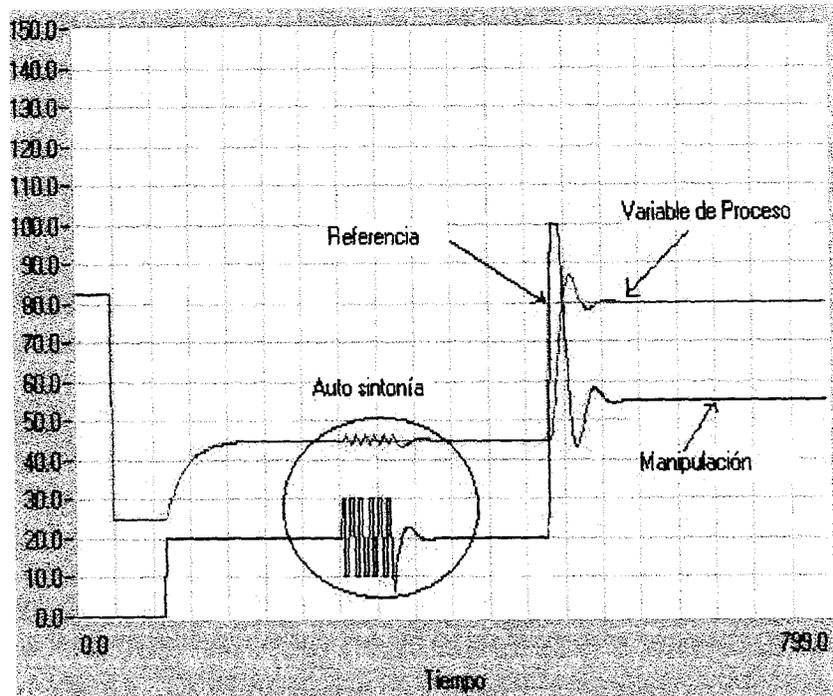


Figura 3.14 Gráfica del panel de proceso.

En la Figura 3.15 se muestra los indicadores numéricos de la temperatura, manipulación y referencia. La referencia es modificada desde la ventana en modo automático en lazo cerrado controlador PID, la manipulación puede ser modificada desde la ventana en modo manual (lazo abierto).



Figura 3.15 Panel monitor de variables de proceso.

Kc. Ventana de captura para la constante proporcional para el controlador PID en modo automático.

Reset. Ventana de captura del inverso de la constante integral para el controlador PID en modo automático.

Td. Ventana de captura de la constante derivativa para el controlador PID en modo automático. La Figura 3.16 muestra lo descrito anteriormente.

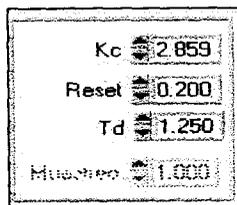


Figura 3.16 Panel de los parámetros del controlador PID.

Automático. Botón de cambio de operación del controlador de manual / automático.

Congela. Botón de congelamiento de avance de la gráfica.

Simulación. Botón de cambio de simulación de los parámetros de la ventana o bien el proceso de temperatura conectado a la computadora

Salida. Interrupción y salida de la ejecución del programa. Ver Figura 3.17.

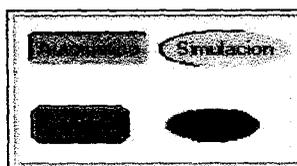


Figura 3.17 Panel de control del proceso.

Modelo. Esta es la ventana de los parámetros de entrada para un modelo de primer orden con tiempo muerto donde **K** es la ganancia del sistema, **teta** es el tiempo muerto y **Tao** es la constante de tiempo del sistema. El modelo se utiliza al estar en modo simulación solamente. Ver Figura 3.18.

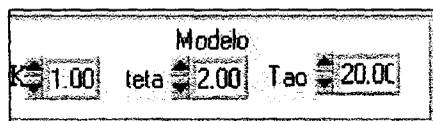


Figura 3.18 Panel de la modelación del proceso.

Autosintonía. Este botón arranca el método del relevador de autosintonía el cual se muestra indicado por un círculo en la Figura 3.14, con esta prueba se calculan los parámetros iniciales del controlador PID de forma automática usando el método de Ziegler-Nichols. La Figura 3.19 muestra el botón.



Figura 3.19 Botón del autosintonía.

Panel de control del sistema difuso. Una vez calculados los parámetros del controlador PID a través del método de autosintonía, son proporcionados por el usuario los valores nítidos con las perillas del **sobreimpulso** y **tiempo de elevación** (Figura 3.20). El botón **Difuso** convierte y razona estas entradas proporcionando los valores nuevos del controlador PID que den como resultado el comportamiento del índice de desempeño descrito por el usuario. Donde para el sobreimpulso -1.00 corresponde a una atenuación del 100% y 0.00 corresponde al sobreimpulso del controlador original sin cambios. Para el tiempo de elevación el 0.90 es el equivalente al 90% del tiempo de elevación del controlador original y 3 es el 300% del tiempo de elevación del controlador original.

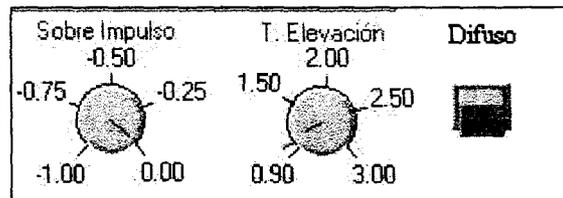


Figura 3.20 Panel de control del sistema difuso.

Capítulo 4

Resultados de simulación y Experimentales

4.1 Análisis de simulación

Se realizaron experimentos con la interfase gráfica en modo simulación utilizando el modelo del proceso de primer orden con tiempo muerto descrito en la ecuación 3.1 y se aplicó el sistema difuso de acuerdo al siguiente procedimiento (Figura 4.1).

Experimento 1

1.-Estabilice el proceso en modo simulación. La manipulación se lleva de 0% a 20% en modo manual, la temperatura de estabilización es de 45 grados centígrados.

2.-Cambiar el modo de operación del controlador de manual al modo automático y presione el botón de autosintonía.

3.-Cambiela referencia a 80 grados centígrados y observe el desempeño del controlador PID, el cual tiene un comportamiento esperado al del método de ganancia última de Ziegler y Nichols de la Figura 1.1. Usando la Ecuación (4.1) tenemos un $M_p=17\%$. y un tiempo de elevación de $t_r=22$ segundos según la escala de la gráfica de 40 segundos por cuadro.

El cálculo de %Mp (porcentaje de sobreimpulso) se muestra en la Ecuación (4.1):

$$\%Mp = \frac{V_{\max} - R}{M_e} \times 100 \quad (4.1)$$

Donde:

V_{\max} = Valor máximo de la variable de proceso ante el cambio en referencia.

R = Referencia del sistema de control.

M_e = Magnitud del escalón de cambio de referencia.

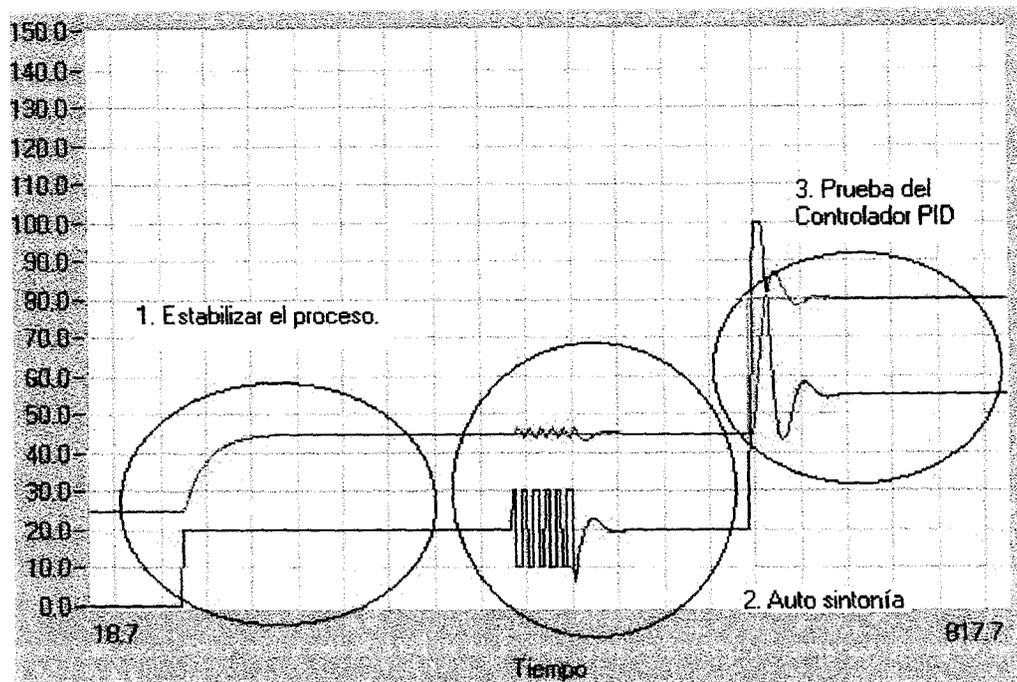


Figura 4.1 Panel del experimento 1.

4.-Después de calcular los parámetros del controlador se establece el índice de desempeño deseado con los botones del sobreimpulso=-25% y tiempo de elevación=1.00. Presionar el botón difuso para producir la salida de los parámetros modificados.

5.-Para determinar la eficiencia del sistema difuso es colocada una línea de referencia donde se aprecia una disminución del sobreimpulso en la respuesta del sistema original con respecto al sistema modificado (Figura 4.2).

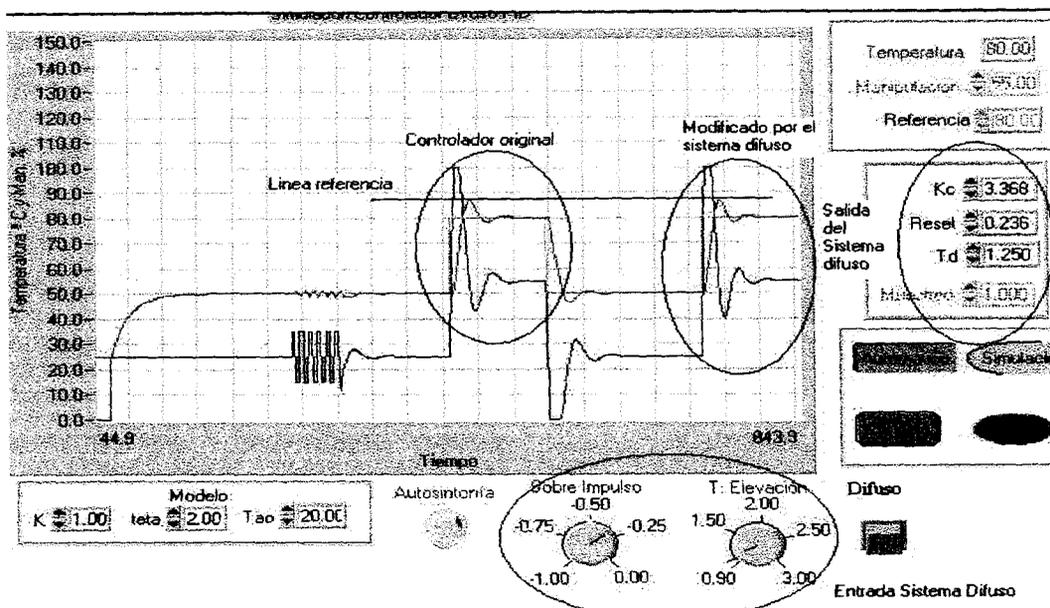


Figura 4.2 Panel del experimento 1 para Mp en un -25% .

Como se puede ver en la Figura 4.2 los parámetros de Kc, Reset y Td son modificados y la respuesta es diferente. Reduciendo el sobreimpulso en aproximadamente un 25%. Básicamente este procedimiento del punto 1 al 4 constituye la operación del sistema difuso.

Experimento 2

Ahora se desea un índice de desempeño como sigue sobreimpulso $= -50\%$ y tiempo de elevación de 1.5 veces. Se observa la reducción en círculo señalado como modificado con respecto al original correspondiente a lo solicitado (Figura 4.3).

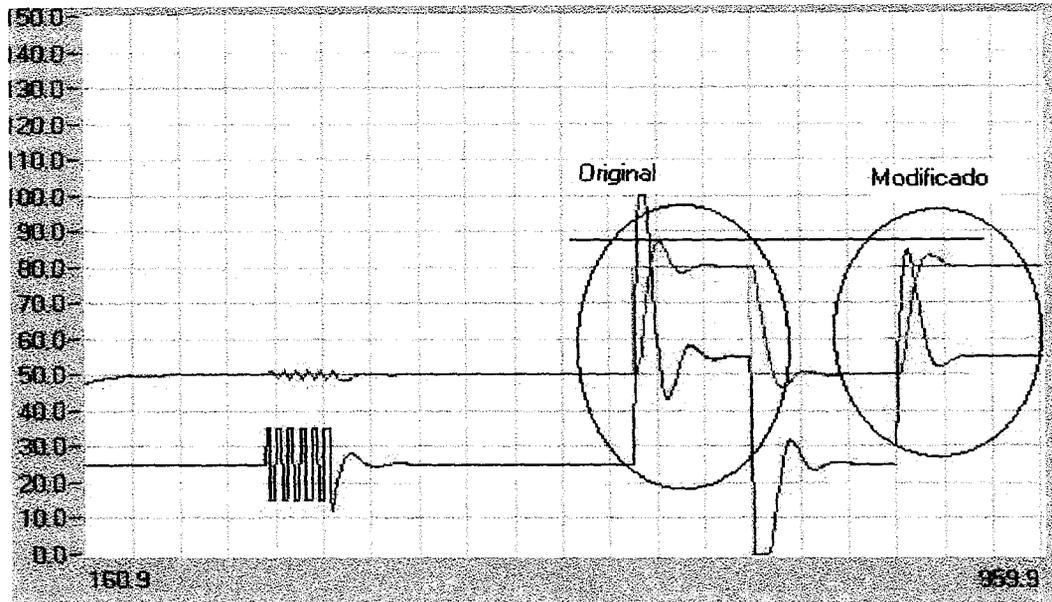


Figura 4.3 Panel del experimento 2 para M_p en un -50% y 1.5 veces t_r .

Experimento 3

En la figura 4.4 se muestra la respuesta del sistema difuso ante un índice de desempeño de sobreimpulso $= -75\%$ y tiempo de elevación de 1.5 veces. Se observa la reducción en círculo señalado como modificado con respecto al original correspondiente a lo solicitado.

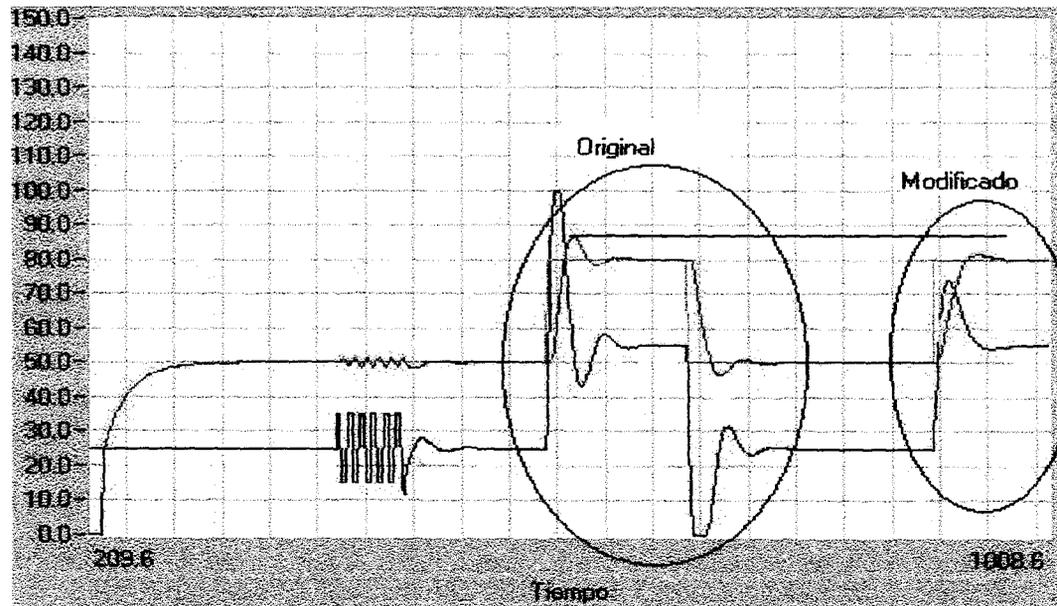


Figura 4.4 Panel del experimento 3 para M_p en un -75% y 1.5 veces t_r .

Experimento 4

Finalmente en la figura 4.5 se observa la reducción total del sobreimpulso y el aumento del tiempo de elevación de 2.8 veces.

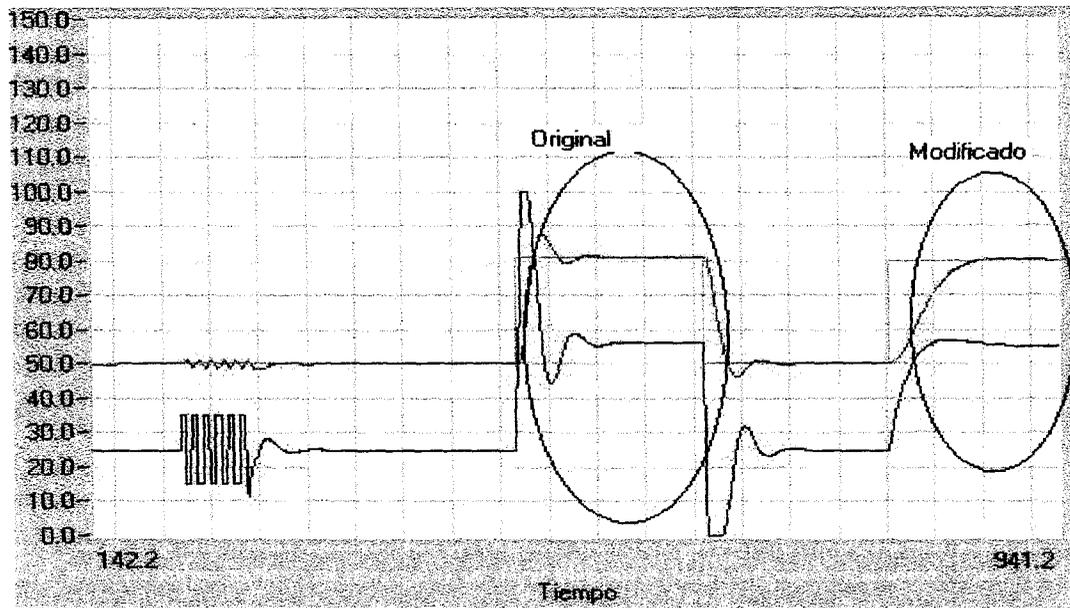


Figura 4.5 Panel del experimento 4 para M_p en un -100% y 2.8 veces tr.

Experimento 5

Para confirmar su robustez ante diferentes parámetros de procesos se escoge $K=1.7$, $\theta=8.0$ seg. y $\tau=70$ seg. El índice de desempeño deseado es con un sobreimpulso $=-50\%$ y tiempo de elevación igual 1.25 veces. Se observa en la Figura 4.6 como la respuesta modificada del proceso es muy aproximada a lo especificado en t_r y M_p .

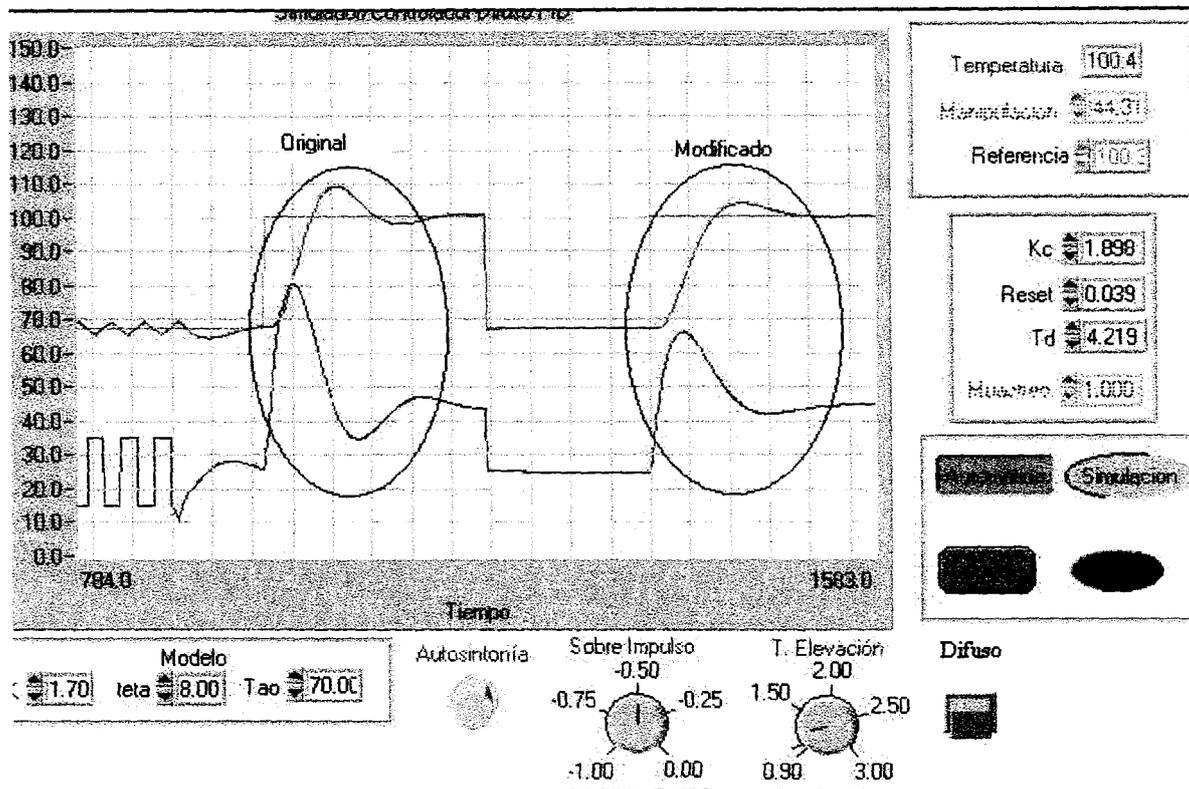


Figura 4.6 Experimento 5 para $K=1.7$, $\theta=8.0$ seg. y $\tau=70$ seg.

4.2 Análisis de los experimentos en proceso real

El sistema difuso fue probado en el proceso de temperatura de laboratorio de control automático, usando el procedimiento del experimento 1 de la Sección de simulación.

Experimento 6

En modo real y conectado al proceso de temperatura después de la sintonía del relevador se pide una reducción del sobre impulso en un -80% y 2.55 veces el tiempo de elevación.

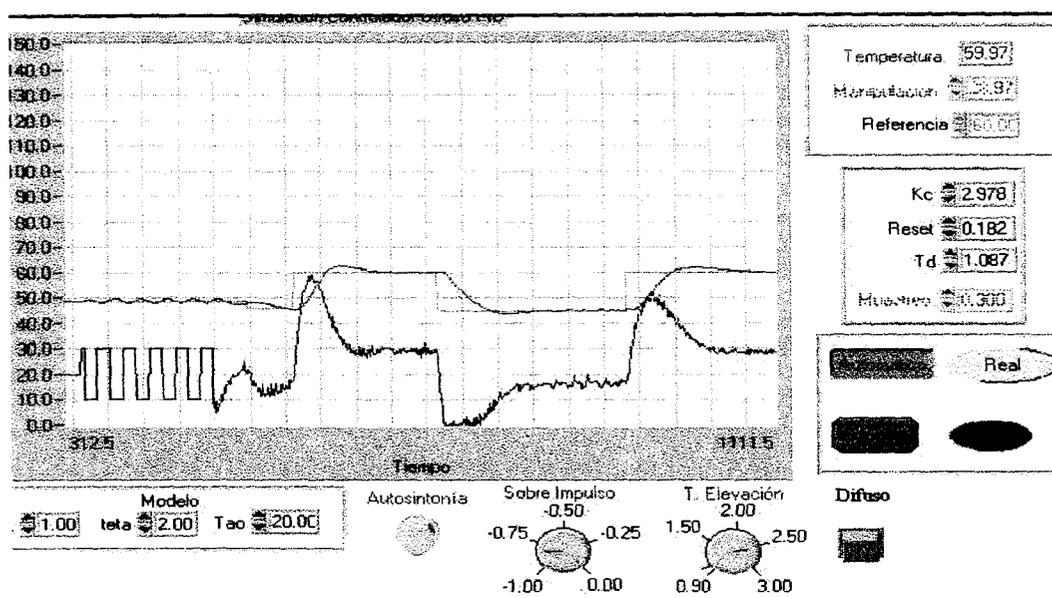


Figura 4.7 Experimento 6 para M_p en un -80% y 2.55 veces t_r .

En la Figura 4.7 se puede observar como la reducción del M_p no es exactamente la solicitada en los botones. Difiere de los resultados encontrados con simulador, esto se debe a que el proceso no es lineal en su rango de operación. Se recomienda utilizarlo en rangos de operación del proceso lineales o no muy alejados de la zona previamente identificada por el método de autosintonía. Sin embargo es muy aproximado.

Experimento 7

Ahora se requiere una reducción del sobre impulso en un -87% y 2.55 veces el tiempo de elevación.

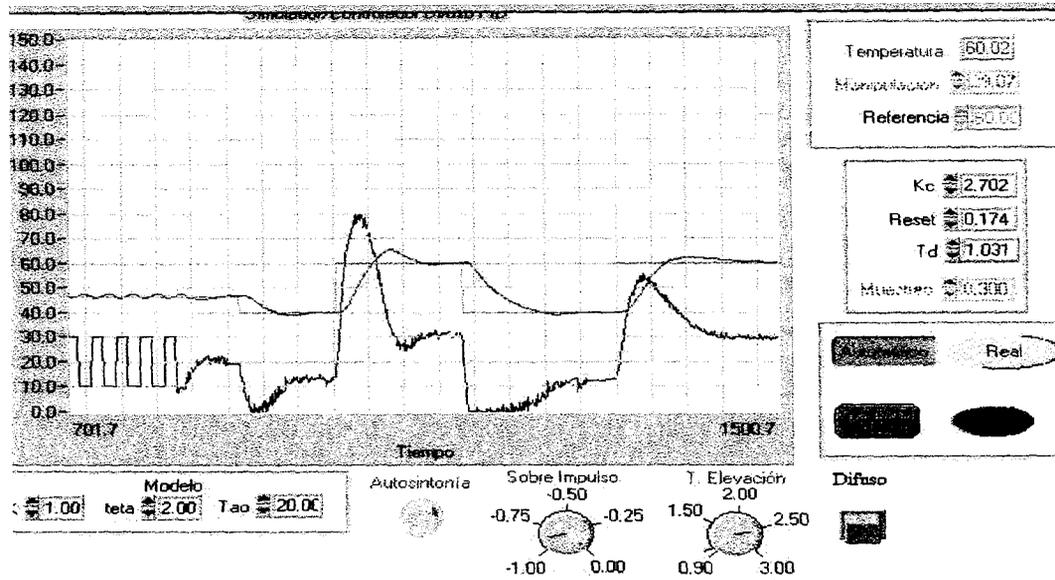


Figura 4.8 Experimento 7 para M_p en un -87% y 2.55 veces tr.

Experimento 8

Ahora se requiere una reducción del sobre impulso en un -100% y 3.00 veces el tiempo de elevación.

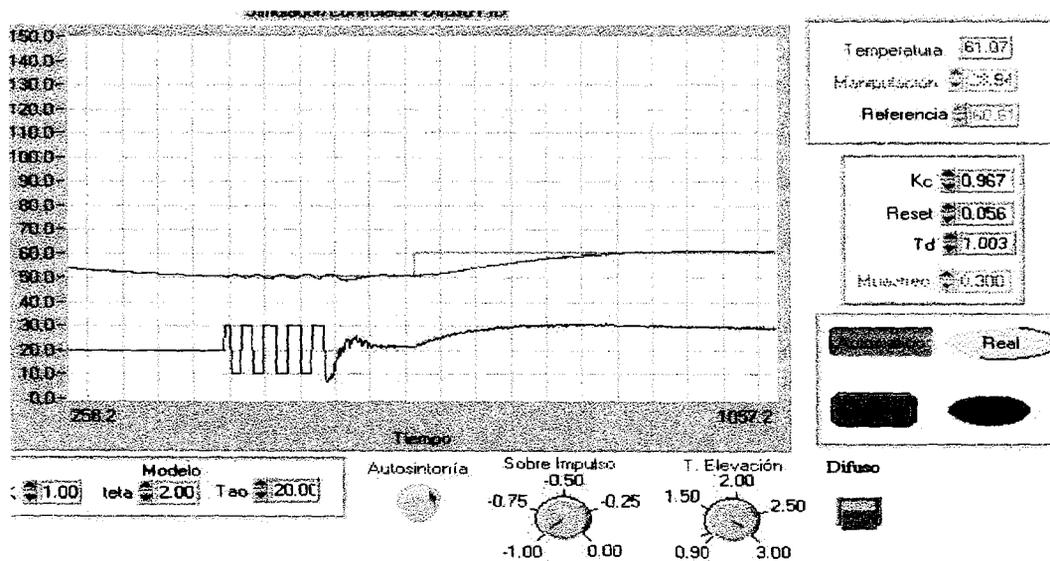


Figura 4.9 Experimento 8 para M_p en un -100% y 3.00 veces tr.

Experimento 9

La robustez del sistema se pone a prueba al perturbar el proceso de temperatura desconectando la alimentación de voltaje de las resistencias calefactoras. Se puede observar que el controlador presenta una buena dinámica ante esta perturbación mostrada en el círculo de la Figura 4.10.

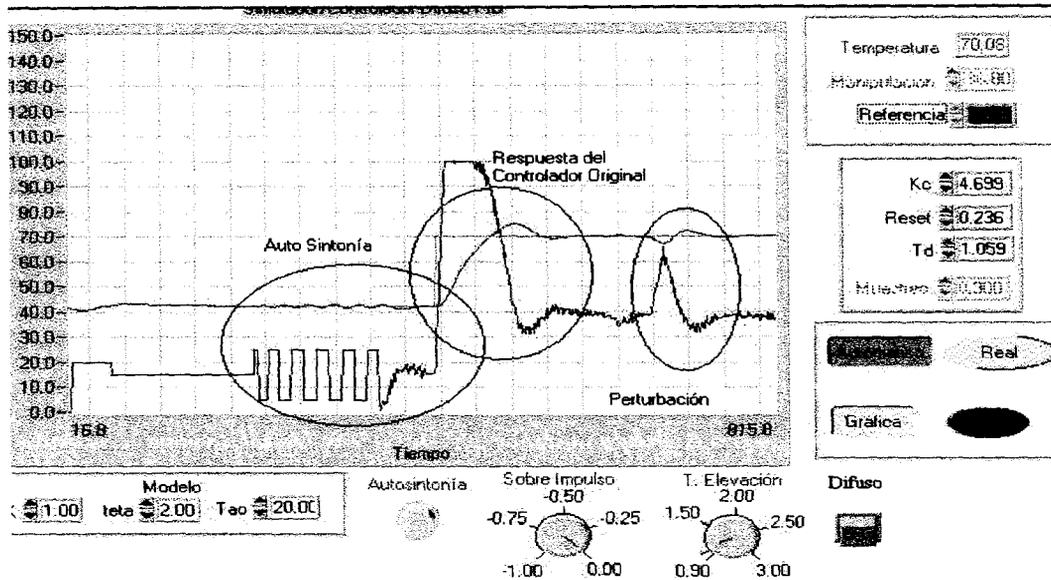


Figura 4.10 Comportamiento ante perturbaciones.

Es importante señalar que no todo el rango de combinaciones posibles en la operación del sistema difuso, son cubiertas por las 9 reglas de disparo de la máquina de inferencia. Para estos casos la salida del sistema difuso será la sintonía de Ziegler-Nichols.

También algunas combinaciones no posibles de t_r y M_p originan como salida del sistema difuso los parámetros de la sintonía de Ziegler-Nichols. Estas combinaciones son por ejemplo un sobreimpulso $=-100\%$ y tiempo de elevación 0.9 veces ó alguna fuera del alcance de las 9 reglas de disparo.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajos a futuro

Con el sistema difuso propuesto en esta tesis se demostró que es posible eliminar la necesidad del operador con experiencia en sintonía de controladores PID's, lo cual es el problema planteado al inicio de la tesis. Para la solución, se utilizó el razonamiento difuso tipo Takagi-Sugeno, con el cual se pueden tener consecuentes de ecuaciones lineales y obtener directamente valores nítidos a la salida del sistema difuso.

La necesidad del conocimiento del modelo del proceso es reemplazada por el método de autosintonía, ya que el método del relevador encuentra el período y la ganancia última determinada por el punto donde la curva de Nyquist de lazo cerrado intercepta el eje real. Se obtienen los parámetros del controlador PID para una respuesta conocida de M_p y t_r , estos parámetros son la entrada al sistema difuso el cual genera una sintonía fina de estos parámetros a la salida de acuerdo a los índices de desempeño deseados de máximo sobreimpulso y tiempo de elevación.

Se demostró que el sistema difuso se puede utilizar en cualquier proceso, cuya dinámica sea representada por un modelo de primer orden con tiempo muerto.

El razonamiento difuso demostró poder sustituir al operador humano en situaciones donde la experiencia y el conocimiento pueden ser expresadas con oraciones lingüísticas.

El número de reglas utilizadas en el sistema difuso es de 9, las cuales proporcionan el conocimiento básico del controlador PID para el desempeño del sistema difuso de acuerdo al criterio de discriminación. Un mayor número de reglas dará todavía una mayor precisión en los resultados del desempeño de la respuesta.

En el proceso de temperatura se presentan zonas no lineales por lo que el desempeño del sistema difuso puede presentar imprecisiones, sin embargo si aplicamos el sistema difuso para zonas previamente "identificadas" por el método de autosintonía se observa un buen desempeño del sistema difuso.

Se propone como trabajo a futuro refinar el conjunto de reglas difusas mediante un número mayor de reglas, con funciones de membresía de menor tamaño para mejorar la exactitud del sistema difuso. También se propone realizar pruebas experimentales dentro de los diferentes procesos ubicados en el campus o en la industria para comprobar su flexibilidad de adaptación a diferentes dinámicas de procesos de primer orden con tiempo muerto.

Apéndice A

Este apéndice contiene una descripción del proceso de temperatura, disponible en el laboratorio de control de procesos del ITESM, campus mty. El propósito de incluirlo es facilitar al lector interesado la comprensión y operación del proceso.

A.1 Descripción

El proceso tiene incluidos convertidores A/D y D/A para procesar la información en una computadora y así graficar los datos de una manera mas rápida y eficaz. La misma computadora se utiliza para monitorear y controlar la temperatura de salida del aire de la secadora industrial.

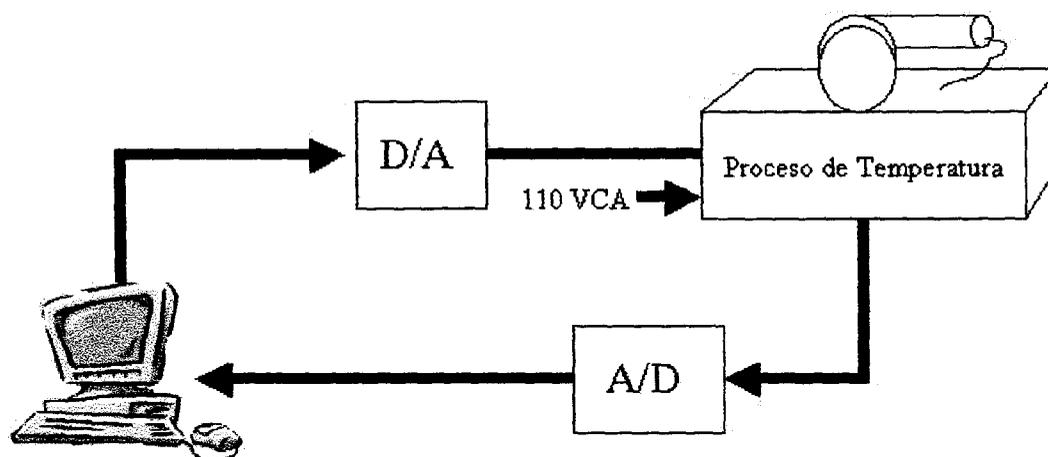


Figura A-1 Proceso de temperatura.

La comunicación entre el proceso y la computadora se realiza a través del puerto paralelo de la computadora. Se tiene una resolución de 8 bits, lo cual permite manejar valores de señal de manipulación entre 0-100% a valores en puerto paralelo entre 0-255. Al igual para lectura se adquieren datos entre 0-255 y se convierten a valores de la variable de proceso de 0-100%.

A continuación se presenta una descripción de los principales circuitos y componentes del proceso de temperatura.

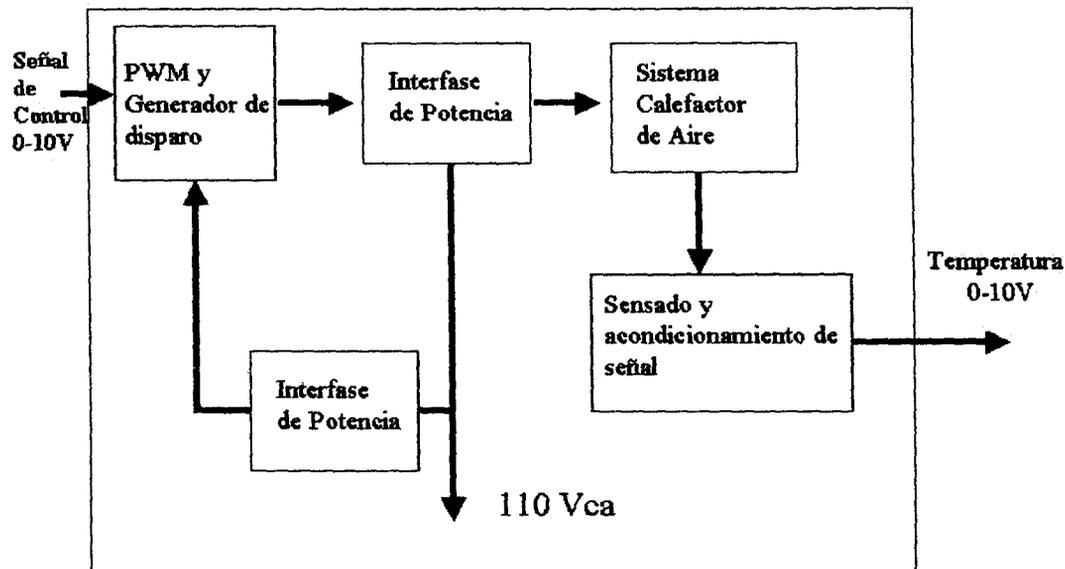


Figura A-2 Diagrama a bloques del proceso de temperatura.

PWM

PWM o modulación de ancho de pulso, tiene como propósito cortar la señal senoidal de corriente alterna en una proporción igual al voltaje de control de 0-10V. Por ejemplo si el voltaje de control es 5 vcd, entonces la señal a la salida del PWM es el 50% de la señal senoidal teniendo un voltaje de 55 volts rms equivalente a la mitad de la capacidad del voltaje de alimentación.

Sistema calefactor

Se compone de un ventilador de dos velocidades alta y baja, un calefactor electrico conectado a la salida de la interfase de potencia del PWM.

Sensor de temperatura

El sensor usa un transductor de temperatura (circuito integrado LM36) el cual tiene una salida de $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ y se amplifica para tener finalmente $0.1\text{V}/^{\circ}\text{C}$.

Apéndice B

Este apéndice contiene las funciones principales del sistema difuso en lenguaje C++ para Labwindows CVI. El propósito de incluirlas es facilitar la comprensión de su implementación.

B.1 Función de simulación del sistema de primer orden con tiempo muerto

```
void iniciar_simulacion(float k,float tao,float teta,float
uss,float yss,float T)
{
float f,m;
int i;

N=floor(teta/T);
f=teta-(N*T);
m=1-(f/T);

a1=exp(-T/tao);
b1=k*(1-exp(-m*T/tao));
b2=k*(exp(-m*T/tao)-exp(-T/tao));
ycte=(1-a1)*yss-(b1+b2)*uss;

for(i=0;i<100;i++)usim[i]=uss;
for(i=0;i<2;i++)ysim[i]=yss;
}
```

B.2 Inicialización de la autosintonía método del relevador

```
int CVICALLBACK AutoSintonia (int panel, int control, int
event,void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
switch (event)
{
case EVENT_COMMIT:
```

```

{
GetCtrlVal(principal,PRINCIPAL_AUTOTUN,&sintonia);

if(sintonia)
{
    manss=man;    // Inicialización de las variables
    tempss=temp;  //del relevador
    amax=tempss;
    amin=tempss;
    tiempotun=0;
    man=manss+10; // amplitud del relevador es igual 10
SetCtrlAttribute (principal, PRINCIPAL_MUESTREO,
ATTR_DIMMED,1);
    }
    break;
}
return 0;
}

```

B.3 Función del modo automático con controlador PID y para autosintonía el PID es substituida por el relevador

```

void auto_matico(void)
{
    if(automatico)
    {
        for(i=9;i>0;i--)
        {
            m[i]=m[i-1];
            y[i]=y[i-1];
            e[i]=e[i-1];
            referencia[i]=referencia[i-1];
        }

        y[0]=temp;
        e[0]=ref-y[0];
        if(sintonia==0){
            ta=0.25*td;
md=exp(-T/ta)*md+((td/T)*(1-exp(-T/ta))*(y[0]-2*y[1]+y[2]));
m[0]=m[1]+kc*((referencia[0]-referencia[1])-[0]+y[1])+T*RESET*((e[0]+e[1])/2)-md);
            man=m[0];}
    }
}

```

```

        else{
            if(e[0]>=0.1){
                man=manss+10;
                cambio=1;
            }
        }
    if(e[0]<=-0.1){
        man=manss-10;
        if(cambio==1){
            mancont++;
            cambio=0;
            candado=1;
        }
    }

    if(temp>=amax) amax=temp;
    if(temp<=amin) amin=temp;
    if(mancont>=5){
        sintonia=0;
        tu=tiempotun/4;
        kul=(amax-amin)/2;
        ku=(4/3.1415927)*(10/kul);
        td=tu/8;
        RESET=1/(tu/2);
        kc=(ku/1.7)*0.5;
        kcl=kc;
        RESET1=RESET;
        //Envío de los parámetros de la sintonía al panel
        SetCtrlVal(principal,PRINCIPAL_PIDTD,td);
        SetCtrlVal(principal,PRINCIPAL_PIDKC,kc);
        SetCtrlVal(principal,PRINCIPAL_PIDRESET,RESET);
        SetCtrlVal(principal,PRINCIPAL_AUTOTUN,sintonia);
    }

    if(man>100) man=100;
    if(man<0) man=0;

    enviar_manipulacion(man);
    m[0]=man;
}

```

B.4 Lectura e iniciación del sobreimpulso y tiempo de elevación

```

int CVICALLBACK Sobreimpulso (int panel, int control, int
event,
        void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:

            GetCtrlVal (principal, PRINCIPAL_ST, &st);
            st=st*-1;
            mgn=0, gn=0, mn=0, lmn=0, zeromp=0;

            break;
    }
    return 0;
}

```

```

int CVICALLBACK Televacion (int panel, int control, int
event,
        void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:

            GetCtrlVal (principal, PRINCIPAL_TE, &te);
            ln=0, zerote=0, lp=0, mp=0, gp=0, mgp=0;

            break;
    }
    return 0;
}

```

B.5 Botón difuso

```
int CVICALLBACK BOTONFUZZY (int panel, int control, int
event,
        void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
{
    switch (event)
    {
        case EVENT_COMMIT:
            fuzzy();
            break;
    }
    return 0;
}
```

B.6 Función del sistema difuso

```
void fuzzy(void)
{
    int regla,reglamax=0;

    for(regla=0;regla<=9;regla++) //reglas=0
    {
        factor[regla]=0;
    }

    // fusificación sobreimpulso

    if(st>=1)mgn=1;
    if((1>=st)&&(st>=0.7))mgn=3.334*(st-0.7);

    if((1>=st)&&(st>=0.4)){
    if((1>=st)&&(st>=0.7))gn=(1-st)*3.334;
    if((0.7>=st)&&(st>=0.4))gn=(st-0.4)*3.334;}

    if((0.7>=st)&&(st>=0.2)){
    if((0.7>=st)&&(st>=0.4))mn=(0.7-st)*3.334;
    if((0.4>=st)&&(st>=0.2))mn=(st-0.2)*3.334;}

    if((0.4>=st)&&(st>=0)){
```

```
if((0.4>=st) &&(st>=0.2)) lmn=(0.4-st)*3.334;
if((0.2>=st) &&(st>=0)) lmn=(st)*3.334;}
```

```
if((0.2>=st) &&(st>0)) zeromp=st*3.334;
if(0>=st) zeromp=1;
```

// fusificación tiempo de elevación

```
if(te<=0.9) ln=1;
if((te>=0.9) &&(te<=1)) ln=(1-te)*10;
```

```
if((1.05>=te) &&(te>=0.9)) {
if((1.05>=te) &&(te>=1)) zerote=(1.05-te)*20;
if((1>=te) &&(te>=0.9)) zerote=(te-0.9)*10;}
```

```
if((1.1>=te) &&(te>=1)) {
if((1.1>=te) &&(te>=1.05)) lp=(1.1-te)*20;
if((1.05>=te) &&(te>=1)) lp=(te-1)*20;}
```

```
if((1.5>=te) &&(te>=1.05)) {
if((1.5>=te) &&(te>=1.10)) mp=(1.5-te)*2.5;
if((1.10>=te) &&(te>=1.05)) mp=(te-1.05)*20;}
```

```
if((3>=te) &&(te>=1.10)) {
if((3>=te) &&(te>=2)) gp=(3-te)*1;
if((2>=te) &&(te>=1.10)) gp=(te-1.10)*1.11;}
```

```
if((3>=te) &&(te>=2)) mgp=(te-2)*1;
if(3<=te) zerote=1;
```

```
if((mp>0) &&(lmn>0)) factor[0]=mp*lmn;
if((gp>0) &&(mgn>0)) factor[1]=gp*mgn;
if((mgp>0) &&(mgn>0)) factor[2]=mgp*mgn;
if((ln>0) &&(zeromp>0)) factor[3]=ln*zeromp;
if((lp>0) &&(gn>0)) factor[4]=lp*gn;
if((mp>0) &&(gn>0)) factor[5]=mp*gn;
if((zerote>0) &&(gn>0)) factor[6]=zerote*gn;
if((zerote>0) &&(mn>0)) factor[7]=zerote*mn;
if((lp>0) &&(lmn>0)) factor[8]=lp*lmn;
```

// Disparo de la regla mayor

```
for(regla=0;regla<=9;regla++)
{
if(reglamax<factor[regla]) {
reglamax=factor[regla];
```

```

        indreg=regla;
    }

}

// Ejecución de la regla mayor

switch(indreg) {
    case 0 : kc=kc1-(kc1*factor[0]*0.4);RESET=RESET1-
(RESET1*factor[0]*0.4);break;
    case 1 : kc=kc1-(kc1*factor[1]*0.6);RESET=RESET1-
(RESET1*factor[1]*0.6);break;
    case 2 : kc=kc1-(kc1*factor[2]*0.8);RESET=RESET1-
(RESET1*factor[2]*0.8);break;
    case 3 :
kc=0.75*kc1+(kc1*factor[3]*0.25);RESET=RESET1+RESET1*factor[3
];break;
    case 4 :
kc=0.75*kc1+(kc1*factor[4]*0.25);RESET=RESET1+RESET1*factor[4
]*0.5;break;
    case 5 :
kc=kc1+kc1*factor[5]*0.25;RESET=0.5*RESET+RESET1*factor[5]*0.
5;break;
    case 6 :
kc=kc1+kc1*factor[6]*0.5;RESET=0.75*RESET+RESET1*factor[6]*0.
25;break;
    case 7 :
kc=kc1+kc1*factor[7]*0.5;RESET=RESET1+RESET1*factor[7]*0.5;br
eak;
    case 8 :
kc=kc1+kc1*factor[8]*0.25;RESET=RESET1+RESET1*factor[8]*0.25;
break;
    default: kc=kc1;RESET=RESET1;break;
}

// Escribe los parámetros modificados en el panel y restaura
// el botón difuso

SetCtrlVal(principal,PRINCIPAL_PIDKC,kc);
SetCtrlVal(principal,PRINCIPAL_PIDRESET,RESET);
SetCtrlVal(principal,PRINCIPAL_botonfuzzy,boton);
}

```

Referencias

1. Katsuhiko Ogata, *Sistemas de Control en Tiempo Discreto*, Prentice Hall, 1996.
2. Karl J. Åström, Bjorn Wittenmark, *Computer Controlled Systems*, Prentice Hall, 1997.
3. Ziegler y Nichols, *Optimum Settings for Automatic Controllers*, Transactions ASME, 1942.
4. Revista, *Control Engineer*, Abril 1999.
5. Ioan Dore Landau, *System Identification and Control Design*, Prentice Hall, 1990.
6. www.mtu.edu/~tbco/cm416/pid.html
7. Rolf Isermann, *On Fuzzy Logic Applications for Automatic Control, Supervision and Fault Diagnosis*, IEEE Transactions on Systems Vol. 28, Marzo 1998, p.p. 221-225.
8. Daniell Mcneill and Freiberg. *Fuzzy Logic*, Simon & Schuster, 1993.
9. Kazuo Tanaka, *An Introduction to Fuzzy Logic for Practical Applications*, Springer, 1996.
10. D. Driankov, H. Hellendoorn, *An Introduction to Fuzzy Logic*, Springer, 1996.
11. Ramiro Tijerina Gonzalez, *Nuevas propuestas para la identificación de procesos de primer orden por el Método del Relevador*, Tesis Campus Mty., 1999.
12. José Luis Santisbón, *Sintonización de Controladores Inteligentes en el dominio de la frecuencia*, Tesis Campus Mty, 1996.
13. T. Takagi, M. Sugeno, *Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modeling and Control*, IEEE Transactions on Systems Vol. 15, 1985, p.p. 115-132.

Centro de Información-Biblioteca



30002005918800