



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

TEMA:

**Análisis comparativo de parámetros PID mediante controladores de
lógica difusa y no lineales usando Simulink/MatLab**

AUTOR:

García Medina, Melissa Fernanda

Trabajo de Titulación previo a la obtención del título de
INGENIERA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y AUTOMATISMO

TUTOR:

M. Sc. Philco Asqui, Luis Orlando

Guayaquil, Ecuador

27 de febrero del 2020



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por la Srta.
García Medina, Melissa Fernanda como requerimiento para la obtención
del título de **INGENIERA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO.**

TUTOR

M. Sc. Philco Asqui, Luis Orlando

DIRECTOR DE CARRERA

M. Sc. Heras Sánchez, Miguel Armando

Guayaquil, 27 de febrero del 2020



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, **García Medina, Melissa Fernanda**

DECLARÓ QUE:

El trabajo de titulación: “**Análisis comparativo de parámetros PID mediante controladores de lógica difusa y no lineales usando Simulink/MatLab**”, previo a la obtención del Título de **Ingeniera Electrónica en Control y Automatismo**, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, 27 de febrero del 2020

EL AUTOR

GARCÍA MEDINA, MELISSA FERNANDA



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

AUTORIZACIÓN

Yo, **García Medina, Melissa Fernanda**

Autorizó a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación: **“Análisis comparativo de parámetros PID mediante controladores de lógica difusa y no lineales usando Simulink/MatLab”**, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, 27 de febrero del 2020

EL AUTOR

GARCÍA MEDINA, MELISSA FERNANDA

REPORTE DE URKUND



The screenshot shows the URKUND interface. On the left, document details are displayed: 'Documento: Melissa_Garcia_TT2020.docx (D63717677)', 'Presentado: 2020-02-10 16:19 (-05:00)', 'Presentado por: fernandopm23@hotmail.com', 'Recibido: edwin.palacios.ucsg@analysis.orkund.com', and 'Mensaje: Revisión TT Melissa García. Mostar el mensaje completo'. A yellow highlight indicates '4% de estas 22 páginas, se componen de texto presente en 3 fuentes.' On the right, a table lists sources with columns for 'Lista de fuentes', 'Bloques', 'Categoría', and 'Enlace/nombre de archivo'. The table includes entries like 'TINGO_JHON_Final.docx', 'TT_Miguel_Flores_31-08-17_SDA.docx', and 'TRABAJO DE TITULACIÓN JUAN MOSQUERA.docx'. At the bottom, there are navigation icons and a status bar showing '1 Advertencias'.

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO CARRERA DE INGENIERÍA

ELECTRÓNICA EN CONTROL Y AUTOMATISMO

TEMA:

Análisis comparativo de parámetros PID mediante controladores de lógica difusa y no lineales usando Simulink/MatLab

AUTOR: García Medina, Melissa Fernanda

Trabajo de Titulación previo a la obtención del título de INGENIERA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y AUTOMATISMO

TUTOR: M. Sc. Philco Asqui, Luis Orlando

Guayaquil, Ecuador

9 de diciembre del 2019

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y AUTOMATISMO

Reporte Urkund del trabajo de titulación en Ingeniería Electrónica en Control y Automatismo titulado: **Análisis comparativo de parámetros PID mediante controladores de lógica difusa y no lineales usando Simulink/MatLab**. Del estudiante, **García Medina, Melissa Fernanda** el análisis de anti-plagio indica 4% de coincidencias.

Atentamente.

M. Sc. Philco Asqui, Luis Orlando

DEDICATORIA

A mis padres: Fernando y Marcia

A mis hermanos: Fernando y Fernanda

Y a mi hijo: Sergio Emiliano

EL AUTOR

GARCÍA MEDINA, MELISSA FERNANDA

AGRADECIMIENTO

En primer lugar, quiero agradecer a Dios por haberme dado a un apoyo incondicional que es mi familia, mis padres y mis hermanos por ser mi gran apoyo y a la vez los que me dieron el impulso para culminar con éxitos esta etapa académica de mi vida.

A las autoridades, docentes y amigos que han sido parte de mi vida estudiantil gracias por sus enseñanzas las cuales me servirán para la vida cotidiana y profesional.

EL AUTOR

GARCÍA MEDINA, MELISSA FERNANDA



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

f. _____

M. Sc. ROMERO PAZ, MANUEL DE JESÚS
DECANO

f. _____

M. Sc. HERAS SANCHEZ, MIGUEL ARMANDO
DIRECTOR DE CARRERA

f. _____

M. Sc. PALACIOS MELÉNDEZ, EDWIN FERNANDO
OPONENTE

Índice General

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	2
1.1. Introducción.	2
1.2. Antecedentes.....	3
1.3. Definición del Problema.....	3
1.4. Justificación del Problema.....	4
1.5. Objetivos del Problema de Investigación.....	4
1.5.1. Objetivo General.....	4
1.5.2. Objetivos Específicos.....	4
1.6. Hipótesis.....	5
1.7. Metodología de Investigación.....	5
CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA	6
2.1. Fundamentos de controladores PID.....	6
2.2. Ajuste de los parámetros PID	10
2.2.1. Método Ziegler-Nichols.....	11
2.2.2. Método de ponderación de punto de ajuste	14
2.2.3. Método Cohen-Coon.....	15
2.2.4. Método interno de control del modelo	16
2.3. Controladores difusos	18
2.4. Estructura interna de controladores difusos	19
2.4.1. Fuzzification.....	20
2.4.2. Base de reglas	21
2.4.3. Mecanismo de inferencia	22
2.4.4. Defuzzificación.....	22
CAPÍTULO 3: SIMULACION Y RESULTADOS OBTENIDOS	23
3.1. Métodos de sintonización PID convencionales	23
3.2. Métodos PID de autoajuste difuso.....	29
3.2.1. Sistema de tercer orden	29
3.2.2. Sistema de segundo orden más retardo de tiempo – SOTPD.	38
3.2.3. Planta no lineal.....	39

3.3.	Controladores PID no lineales – NPID.....	40
3.3.1.	Sistema de tercer orden.....	40
3.3.2.	Sistema de segundo orden más retardo de tiempo – SOTPD.	45
3.3.3.	Planta no lineal.....	47
CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....		50
4.1.	Conclusiones.....	50
4.2.	Recomendaciones.....	50
Bibliografía.....		51

Índice de Figuras

Capítulo 2

Figura 2. 1: Diagrama de bloques del controlador PID	6
Figura 2. 2: Diagrama de bloque de la ganancia de acción proporcional.	7
Figura 2. 3: Diagrama de bloque de la constante de tiempo integral - T_i	7
Figura 2. 4: Diagrama de bloque de la constante de tiempo derivativa - T_d ...	8
Figura 2. 5: Diagrama de bloque de la señal de control proporcional al error.	8
Figura 2. 6: Diagrama de bloque de la señal de control proporcional a la integral del error.....	9
Figura 2. 7: Diagrama de bloque de la señal de control proporcional a la derivada del error.	9
Figura 2. 8: Gráficas comparativas de las señales de control P, PI y PD cuando sufren variaciones bruscas o perturbaciones.	10
Figura 2. 9: (a) Respuesta de entrada escalonada de un sistema de control típico (b) Caracterización de una respuesta escalonada en el primer método ZN [3].....	11
Figura 2. 10: Respuesta oscilatoria del sistema controlado P que tiene ganancia máxima.....	13
Figura 2. 11: Respuesta de escalón unitario de un sistema controlador PID diseñado con reglas de ajuste ZN.	13
Figura 2. 12: Esquema de dos grados de libertad del controlador PID con ponderación de punto de ajuste	14
Figura 2. 13: Diagrama de bloques de un sistema de circuito cerrado con un controlador basado en el principio del modelo interno	17
Figura 2. 14: Estructura interna de un controlador difuso	20
Figura 2. 15: Funciones de membresía de la temperatura del clima	21

Capítulo 3

Figura 3. 1: Diagrama de bloques del sistema controlado P según la función de transferencia $G_1(s)$	24
Figura 3. 2: Gráfica de salida (scope) oscilatoria del sistema controlado P según la función de transferencia $G_1(s)$	24

Figura 3. 3: Diagrama de bloques del sistema de control PID mediante método ZN.	25
Figura 3. 4: Salida del sistema controlado por PID – ZN.....	25
Figura 3. 5: Señal de control del controlador PID	25
Figura 3. 6: Diagrama de bloques del controlador de dos grados de libertad	26
Figura 3. 7: Resultados de salida con respecto a diferentes parámetros b ...	27
Figura 3. 8: Comparación de las señales de salida de dos modelos Método Ziegler Nichols y de ponderación de punto de ajuste	27
Figura 3. 9: Comparación de señales de salida de controladores sintonizados por Ziegler Nichols, Cohen-Coon y métodos IMC.....	28
Figura 3. 10: Comparación de respuestas bajo la condición de cambio de parámetro.....	29
Figura 3. 11: Funciones de membresía para insumos	30
Figura 3. 12: Funciones de membresía para el Producto f	30
Figura 3. 13: Estructura de ANFIS del mecanismo de ajuste difuso.	31
Figura 3. 14: Diagrama de bloques en Simulink del Método de control experto difuso incremental (IFE) para el Sistema G_1	31
Figura 3. 15: Señal de salida del sistema utilizando el método IFE.	32
Figura 3. 16: Diagrama de bloques del método de ponderación difusa del punto de ajuste (FSW)	33
Figura 3. 17: Señal de salida de ponderación difusa del punto de ajuste – FSW.	33
Figura 3. 18: Señal de control del controlador FSW	34
Figura 3. 19: Diagrama de bloques del método de programación de ganancia difusa – FSG.	34
Figura 3. 20: Diagrama de bloques de K_p	35
Figura 3. 21: Diagrama de bloques de K_d	35
Figura 3. 22: Diagrama de bloques de K_i	35
Figura 3. 23: Comparaciones de señales de salida.....	36
Figura 3. 24: Respuestas de salida para el sistema G_1 con cambios de parámetros.....	37
Figura 3. 25: Señal de salida del sistema SOPTD controlada por PID: ponderación de punto de ajuste fijo y mecanismo de ajuste difuso	39

Figura 3. 26: Comparación de las señales de salida del sistema no lineal con el mecanismo de ajuste difuso	40
Figura 3. 27: Valores de salida del sistema $G1$ para valores incrementales de constante de no linealidad L	41
Figura 3. 28: Señales de salida de controladores PID y controlador PID lineal	42
Figura 3. 29: Comparación de las señales de salida derivadas de métodos NNTPID	43
Figura 3. 30: Comparación del error de salida derivado de los métodos NNTPID	44
Figura 3. 31: Señal de control del controlador NNTPID	44
Figura 3. 32: Señal de control del controlador NNTPID mejorado	45
Figura 3. 33: Señal de control del controlador NNTPID propuesto	45
Figura 3. 34: Salidas del sistema controlado por PID no lineal de Shinsky 46	
Figura 3. 35: Respuesta de salida para una entrada de paso > 1	46
Figura 3. 36: Valores de salida obtenidos mediante el uso del método PID no lineal de Shinsky.....	47
Figura 3. 37: Valores de salida obtenidos mediante el uso del método PID no lineal de Shinsky con valores L sintonizados mediante controlador difuso.	49

Índice de Tablas

Capítulo 2

Tabla 2. 1: Parámetro del controlador PID obtenido del primer método ZN..	12
Tabla 2. 2: Parámetros del controlador PID obtenidos del segundo método ZN	12
Tabla 2. 3: Parámetros del controlador del método Cohen-Coon.....	16
Tabla 2. 4: Representación de la tabla de reglas.....	22

Capítulo 3

Tabla 3. 1: Base de reglas para FSW	30
Tabla 3. 2: Criterios de rendimiento para el sistema $G1s$	36
Tabla 3. 3: Criterios de rendimiento para el sistema $G2$	38
Tabla 3. 4: Criterios de rendimiento para el sistema $G1$ de controladores PID no lineales y difusos.....	41
Tabla 3. 5: Criterios de rendimiento para métodos de PID basados en la transformación de norma no lineal.	43
Tabla 3. 6: Base de reglas definida para controlador no lineal.....	48

Resumen

El presente trabajo de titulación realiza el Análisis comparativo de parámetros PID mediante controladores de lógica difusa y no lineales usando la plataforma de simulación Simulink/MatLab. En el primer capítulo se muestran las generalidades del presente trabajo enfocado en controladores proporcional-integral-derivado llamado PID. En el segundo capítulo se enfoca en la descripción general del marco teórico de los controladores PID. La parte medular del presente trabajo ocurre en el capítulo 3. Aquí se desarrollaron tres escenarios, en el primer escenario se analiza los métodos de ajuste clásicos y los métodos PID de ajuste difuso. En el segundo escenario se presenta los controladores PID no lineales y los compara con el controlador PID convencional. Y finalmente, en el tercer escenario se compara el rendimiento de los métodos de ajuste difusos y los controladores PID no lineales con los métodos de ajuste de parámetros clásicos. Además, se evalúa la robustez de estos métodos.

Palabras claves: CONTROLADORES, LÓGICA, NO LINEAL, DIFUSO, AJUSTES, MÉTODOS.

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1. Introducción.

El controlador proporcional – integral – derivativo (PID) es, con mucho, la forma más predominante de retroalimentación en uso hoy en día. Más del 90% de todos los lazos de control son PID. De hecho, la mayoría de los bucles son mediante control proporcional – integral (PI) porque la acción derivada no se utiliza con mucha frecuencia. (Åström & Hägglund, 2001)

Sin embargo, según Bucz & Kozáková, (2018) el hecho alarmante es que solo el 20% de ellos están sintonizados correctamente, y en el 30% de todas las aplicaciones PID, la regulación no es adecuada debido a una selección incorrecta del método de síntesis. Otro 30% del bajo rendimiento se debe al desconocimiento de las propiedades no lineales de los actuadores, y el 20% restante representa una elección inadecuada del período de muestreo o un pobre filtrado de la señal.

Para Morilla García, (2020) la retroalimentación integral, proporcional y derivada se basa en el error de control pasado (I), presente (P) y futuro (D). Es sorprendente cuánto se puede lograr con una estrategia tan simple. Una de las ventajas del controlador PID es que también se ocupa de cuestiones prácticas importantes, como la saturación del accionador y la activación del integrador. El controlador PID es, por lo tanto, el pan y la mantequilla del control automático. Es la primera solución que debe probarse cuando se utiliza la retroalimentación.

Para (Malwatkar et al., 2011) en las últimas décadas, se ha desarrollado una teoría de control automático significativamente; sin embargo, en las industrias, el uso de controladores proporcionales-integrales-derivados (PID) no se ve afectado.

Las principales razones de la utilización del PID son sus ventajas de estructura simple, alta confiabilidad, acción de control bien entendida y simplicidad de implementación digital en la práctica. En los últimos años, se

han reportado en la literatura varios métodos de ajuste y ajuste de PID para el primer orden más el tiempo de retardo. Uno de ellos es el método de Ziegler-Nichols, el método de Cohen-Coon, el método de función de transferencia de bucle abierto constante, el método de síntesis, el controlador de modelo interno, etc. (Kadu & Patil, 2016)

1.2. Antecedentes.

A pesar del hecho de que hay más de 11000 controladores PID en 46 variantes que operan en procesos industriales (O'Dwyer, 2006), se pudo encontrar trabajos en la cual utilizan principalmente tres formas básicas para controlar procesos industriales: el controlador PID ideal, el controlador PID real con filtro derivado y el controlador PID ideal en serie con el filtro de primer orden dado por las siguientes funciones de transferencia, respectivamente.

Por ejemplo, Wu et al., (2014) resumen brevemente los métodos de diseño y ajuste recientes de los controladores PID. Manifiestan que durante varias décadas han visto la amplia aplicación de controladores PID y los métodos de diseño y ajuste han tenido un desarrollo considerable.

El trabajo de (Carrera Soriano, 2018) se encargó de analizar comparativamente el desempeño de controladores PID y lógica difusa mediante la implementación de funciones de transferencia en una aplicación industrial de llenado de tanques. Este trabajo fue modelado y simulado a través de la herramienta de simulación MatLab/Simulink.

1.3. Definición del Problema.

Los trabajos de titulación realizados en la Carrera de Electrónica en Control y Automatismo han utilizado los controladores PID convencionales y pocos la lógica difusa y nulo en controladores no lineales. Para lo cual, es necesario mejorar el rendimiento de los controladores PID convencionales, cuyo primer enfoque es hacer una combinación de control PID convencional y control difuso. El controlador difuso se utiliza para ajustar los controladores PID que ya están especificados por los procedimientos de ajuste clásicos. El

segundo enfoque es implementar controladores PID no lineales, porque en si los controladores difusos tienen propiedades no lineales.

1.4. Justificación del Problema.

El modelado de controladores PID es muy utilizado por investigadores y profesionales que se dedican a realizar proyectos de investigación y después muestran sus resultados mediante la publicación de sus trabajos en revistas científicas. También, estudiantes de ingeniería en electrónica y afines preparan trabajos de fin de carrera o de titulación relacionados a los controladores PID en las que utilizan tanto MatLab/Simulink como LabVIEW de National Instrument.

Por ejemplo, MatLab/Simulink y GUIDE permiten desarrollar aplicaciones prácticas del modelado de sistemas de controladores PID. También, LabVIEW es otra herramienta que se utiliza para modelar controladores PID utilizando diversos instrumentos virtuales (VI). Ambas plataformas se utilizan para trabajar con PID, pero son necesarias ciertas herramientas adicionales que deben tener dichas plataformas, estas se llaman ToolBox.

1.5. Objetivos del Problema de Investigación.

1.5.1. Objetivo General.

Realizar el análisis comparativo de parámetros PID mediante controladores de lógica difusa y no lineales usando Simulink/MatLab

1.5.2. Objetivos Específicos.

- Describir el estado del arte de los controladores proporcional-integral-derivativo no lineales y de lógica difusa
- Desarrollar los escenarios de simulación de los controladores PID mediante lógica difusa y no lineales utilizando el software MatLab/Simulink
- Evaluar los resultados obtenidos mediante análisis comparativos de los parámetros PID propuestos en los escenarios de simulación utilizando el software MatLab/Simulink.

1.6. Hipótesis.

A través del análisis comparativo de los parámetros PID se podrá demostrar la robustez de la plataforma de simulación al momento de simular controladores de lógica difusa y no lineales utilizando el software MatLab/Simulink.

1.7. Metodología de Investigación.

El trabajo de titulación utiliza el método empírico-analítico mediante el modelado de controladores PID usando el programa de simulación Simulink/MatLab. El diseño e implementación del sistema controlador PID se lo desarrollará mediante diferentes enfoques que se emplean en sistemas PID.

Se investiga el rendimiento de otros controladores PID no lineales. Este estudio se compone principalmente de tres partes; La primera parte presenta los métodos de ajuste clásicos y los métodos PID de ajuste difuso, la segunda parte presentará los controladores PID no lineales y se compara con el controlador PID convencional y la tercera parte es comparar el rendimiento de los métodos de ajuste difuso y los controladores PID no lineales con los métodos clásicos de ajuste de parámetros. Además, la robustez de estos métodos es evaluado mediante el programa Simulink/MatLab.

CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

2.1. Fundamentos de controladores PID.

El controlador PID es la forma más común de retroalimentación, tal como se muestra en la figura 2.1. Se convirtió en la herramienta estándar. Los controladores PID se encuentran actualmente en todas las áreas donde se usa el control. Los controladores vienen en muchas formas diferentes. El control PID a menudo se combina con lógica, funciones secuenciales, selectores y bloques de funciones simples para construir los complicados sistemas de automatización utilizados para la producción, transporte y fabricación de energía. (Liu & Zhang, 2018)

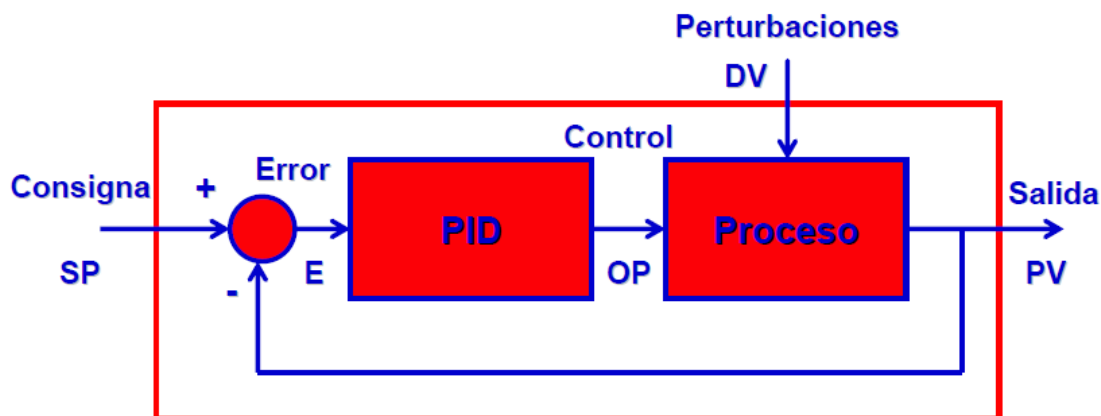


Figura 2. 1: Diagrama de bloques del controlador PID
Fuente: (Morilla García, 2020)

Los controladores PID han sobrevivido a muchos cambios en la tecnología, desde mecánica y neumática hasta microprocesadores a través de tubos electrónicos, transistores, circuitos integrados. El microprocesador ha tenido una influencia significativa en el controlador PID. Prácticamente todos los controladores PID fabricados hoy están basados en microprocesadores. Esto ha brindado oportunidades para proporcionar características adicionales como ajuste automático, programación de ganancia y adaptación continua.

Aunque muchos algoritmos de control se desarrollan durante varias décadas, los controladores PID siguen siendo la mayoría de los reguladores

utilizados en los sistemas de control industrial, especialmente cuando los requisitos de rendimiento no son demasiado altos.

El diseño y análisis de dicho controlador requiere conocer los tres parámetros, ganancia proporcional (K_p), constante de tiempo integral (T_i) y constante de tiempo derivada (T_d). En la figura 2.2 se muestra el diagrama de bloque que representa a una ganancia de acción proporcional (K_p) que puede ser pequeña o grande.

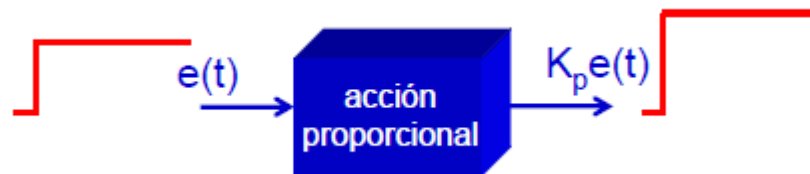


Figura 2. 2: Diagrama de bloque de la ganancia de acción proporcional.
Fuente: (Morilla García, 2020)

La figura 2.3 muestra el diagrama de bloque que representa a la constante de tiempo integral (T_i) cuya acción integral puede ser grande o pequeña.

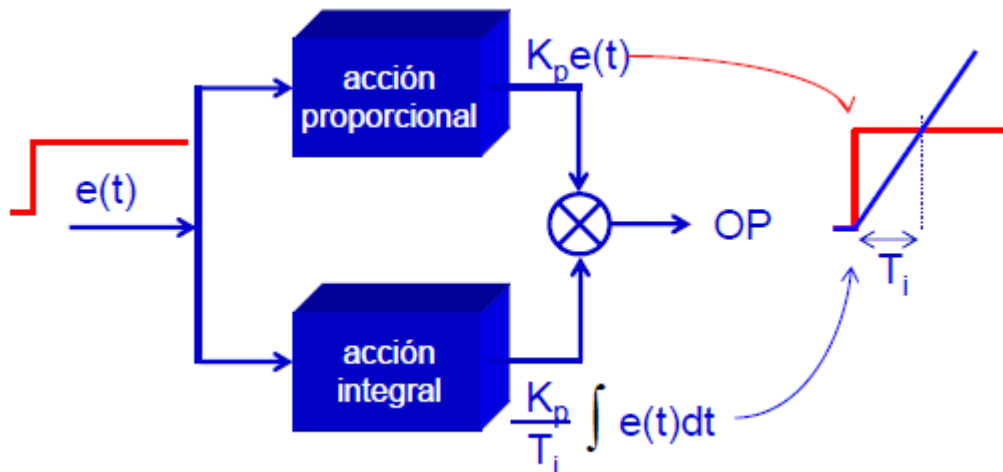


Figura 2. 3: Diagrama de bloque de la constante de tiempo integral - T_i .
Fuente: (Morilla García, 2020)

La figura 2.4 muestra el diagrama de bloque que representa a la constante de tiempo derivada (T_d) y cuya acción derivada puede resultar ser grande o pequeña. La ley de control se puede establecer como:

$$u(t) = K_p \left[e(t) + T_d \frac{de}{dt} + \frac{1}{T_i} \int e(\tau) d\tau \right]$$

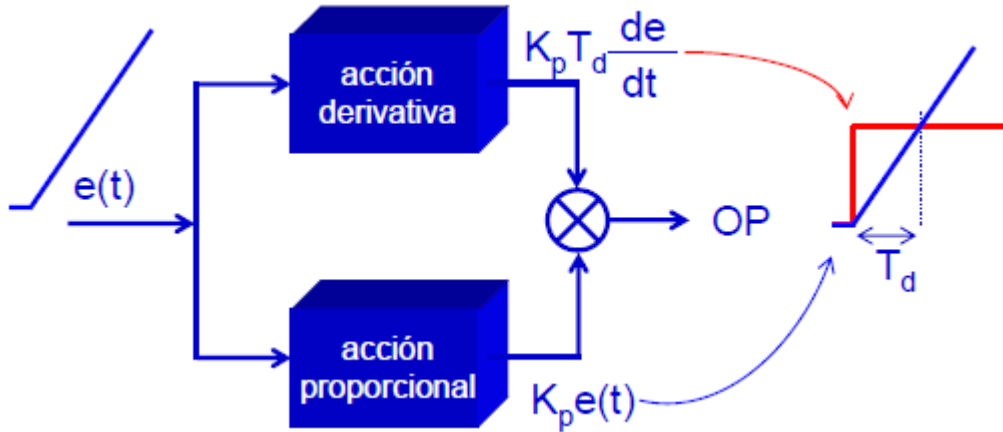


Figura 2. 4: Diagrama de bloque de la constante de tiempo derivativa - Td.
Fuente: (Morilla García, 2020)

$$e(t) = y_{sp}(t) - y(t)$$

$u(t)$ es la entrada de control, $e(t)$ es un error que es la diferencia entre la salida real y la entrada deseada.

$$u(t) = Kp \cdot e(t) + Kd \frac{de}{dt} + Ki \int e(\tau) \cdot d\tau$$

La señal de control $u(t)$ (ecuación anterior) es una combinación de tres términos; el término P (que es proporcional al error), el término I (que es proporcional a la integral del error) y el término D (que es proporcional a la derivada del error). Por ejemplo, la figura 2.5 muestra el comportamiento de una señal de control proporcional a la señal de error, ósea una representación gráfica del término P.

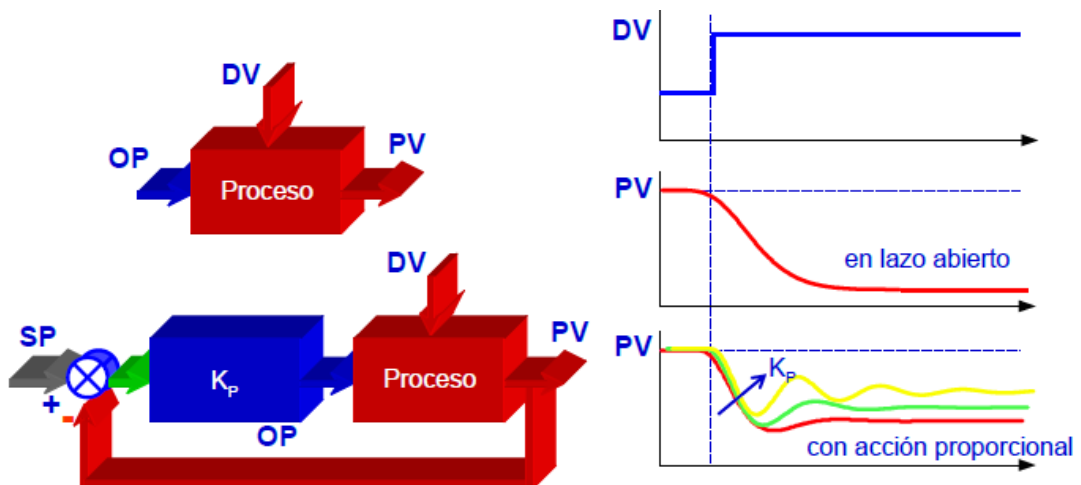


Figura 2. 5: Diagrama de bloque de la señal de control proporcional al error.
Fuente: (Morilla García, 2020)

La figura 2.6 muestra el comportamiento de una señal de control proporcional a la integral del error, ósea una representación gráfica del término I.

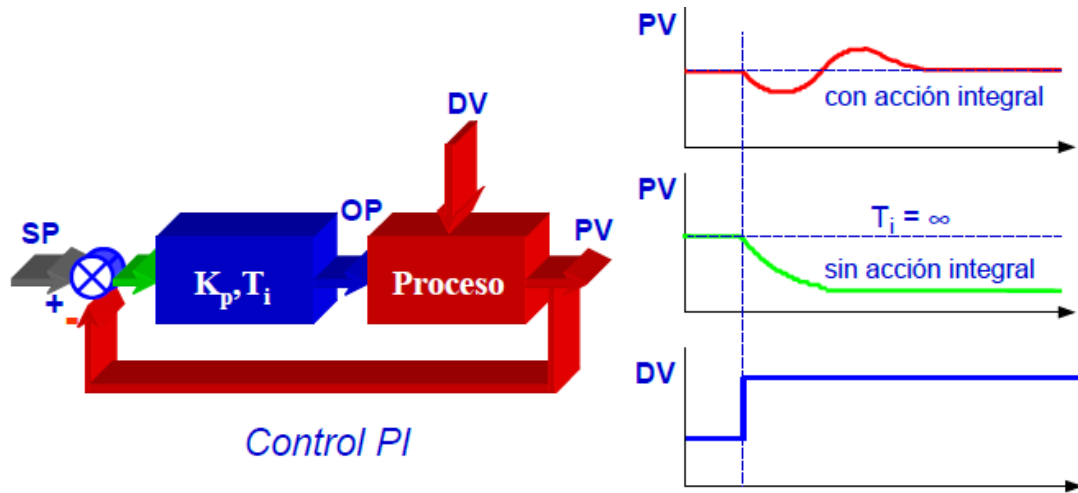


Figura 2. 6: Diagrama de bloque de la señal de control proporcional a la integral del error.

Fuente: (Morilla García, 2020)

La figura 2.7 muestra el comportamiento de una señal de control proporcional a la derivada del error, ósea una representación gráfica del término P.

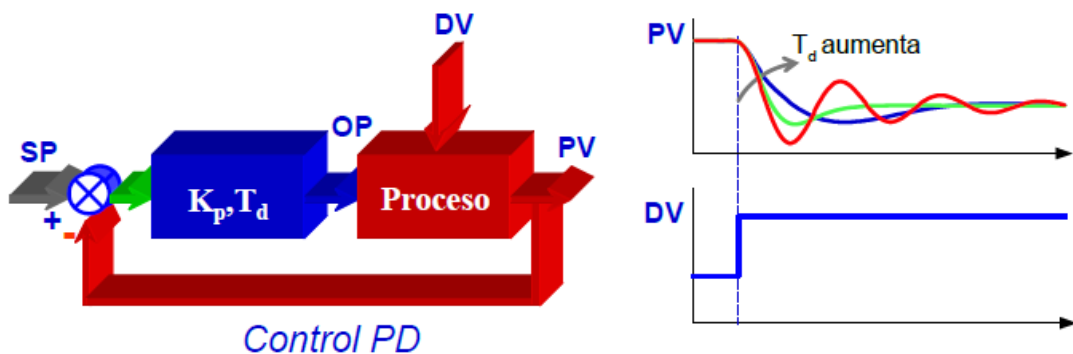


Figura 2. 7: Diagrama de bloque de la señal de control proporcional a la derivada del error.

Fuente: (Morilla García, 2020)

Los parámetros del controlador son ganancia proporcional K , tiempo integral T_i y tiempo derivado T_d . La parte integral, proporcional y derivada puede interpretarse como acciones de control basadas en el pasado, el presente y el futuro. La parte derivada también se puede interpretar como predicción por extrapolación lineal. En la figura 2.8 se muestra las gráficas

comparativas de las señales de control proporcional al error, proporcional a la integral del error y proporcional a la derivada del error cuando se producen variaciones bruscas. Estas gráficas fueron realizadas en MatLab.

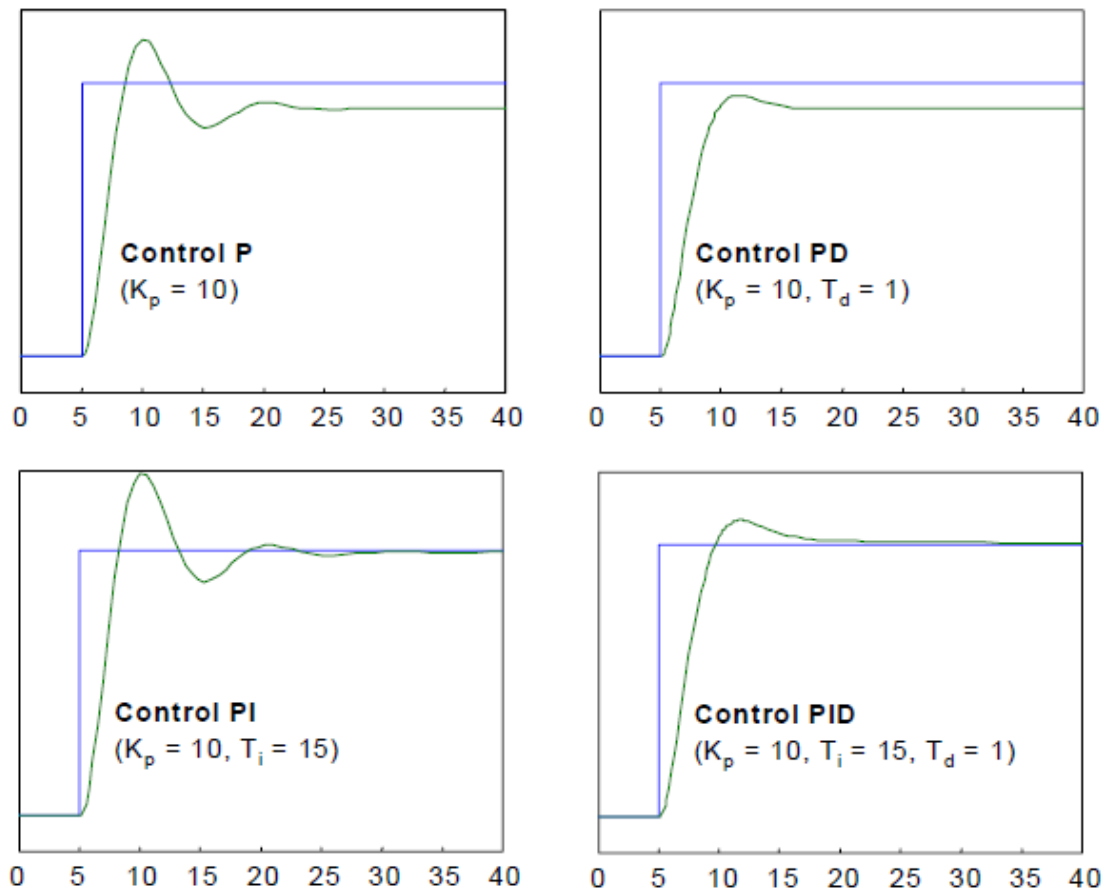


Figura 2. 8: Gráficas comparativas de las señales de control P, PI y PD cuando sufren variaciones bruscas o perturbaciones.

Elaborado por: Autor.

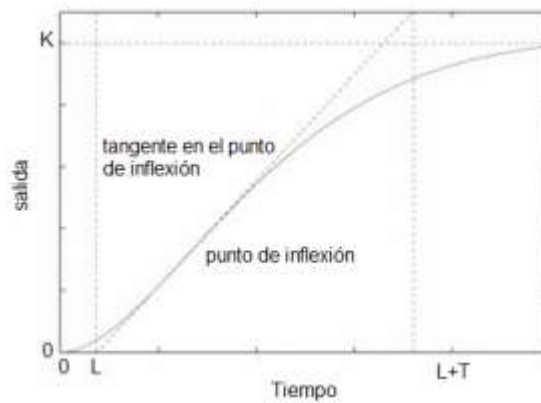
2.2. Ajuste de los parámetros PID

Aunque los controladores PID se utilizan ampliamente en la industria, el ajuste de estos parámetros puede ser muy desafiante. Existen varios métodos en la literatura. En este estudio, se dividen en dos grupos que son métodos de ajuste de parámetros fijos y de ajuste en línea utilizando lógica difusa. En este capítulo se presentan los métodos de ajuste de parámetros fijos. Estos son Ziegler-Nichols y el método de ponderación del punto de ajuste, el método Cohen Coon, los métodos internos de ajuste del controlador del modelo.

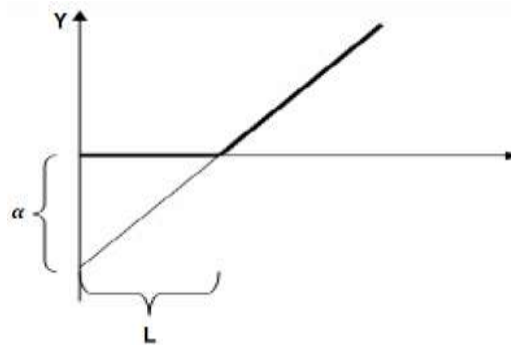
Entre estos métodos, se enfatizan los métodos de ponderación de ZN y punto de ajuste. El método Cohen-Coon e IMC se menciona brevemente.

2.2.1. Método Ziegler-Nichols.

Si se puede obtener un modelo matemático de la planta, entonces es posible aplicar diferentes técnicas de diseño para definir los parámetros del controlador. Por otro lado, si el sistema es complicado y es difícil obtener el modelo matemático, entonces se deben usar enfoques experimentales para ajustar el parámetro PID.



(a)



(b)

Figura 2. 9: (a) Respuesta de entrada escalonada de un sistema de control típico
(b) Caracterización de una respuesta escalonada en el primer método ZN [3]

Fuente: (Morilla García, 2020)

Ziegler –Nichols propuso reglas para ajustar los controladores PID (K_p, T_i, T_d) basados en la experiencia de ingeniería de control. En otras palabras, el método ZN es el resultado de respuestas de pasos experimentales. Ziegler y Nichols desarrollaron las reglas basadas en las características de respuesta transitoria de los sistemas y determinaron los valores de los parámetros PID.

La idea sugerida se basa en el valor de K_p que causa estabilidad marginal cuando solo se emplea un controlador proporcional. El método de

Ziegler Nichols (ZN) es útil para plantas cuyos modelos matemáticos son desconocidos o difíciles de obtener. Este método garantiza la estabilidad del sistema.

Hay dos formas de implementar las reglas de ajuste de Ziegler-Nichols. En el primer método, registro de la respuesta de paso de bucle abierto del sistema. Los parámetros se determinan a partir de una respuesta de paso unitario del proceso. El punto donde se determina la pendiente de la respuesta escalonada y la tangente en este punto se dibujan en la figura 2.9. Las intersecciones de la línea tangente y los ejes de coordenadas dan los parámetros α y L . El método ZN da los parámetros PID directamente como funciones de α y L ; indicado en la Tabla 2.1.

Tabla 2. 1: Parámetro del controlador PID obtenido del primer método ZN

Controlador	K	Ti	Td
P	$\frac{1}{\alpha}$		
PI	$\frac{0.9}{\alpha}$	3L	
PID	$\frac{1.2}{\alpha}$	2L	$\frac{L}{2}$

Elaborado por: Autor.

El segundo método de Ziegler-Nichols se basa en propiedades simples de la dinámica del proceso. Las reglas se desarrollan sobre los valores de ganancia final (K_u) y período final (T_u). Estos parámetros se determinan en los siguientes pasos. El punto de partida es asumir que solo hay un controlador P en los sistemas y cambiar la ganancia hasta que el sistema oscile continuamente (véase la figura 2.10).

Tabla 2. 2: Parámetros del controlador PID obtenidos del segundo método ZN

Controlador	K	Ti	Td
P	$0.5K_u$		
PI	$0.4K_u$	$0,8T_u$	
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.125T_u$

Elaborado por: Autor.

En este punto, la ganancia es K_u y el período de oscilación es T_u . ZN ha dado fórmulas simples para ajustar los controladores PID en términos de ganancia y período finales. Estos se dan en la Tabla 2.2

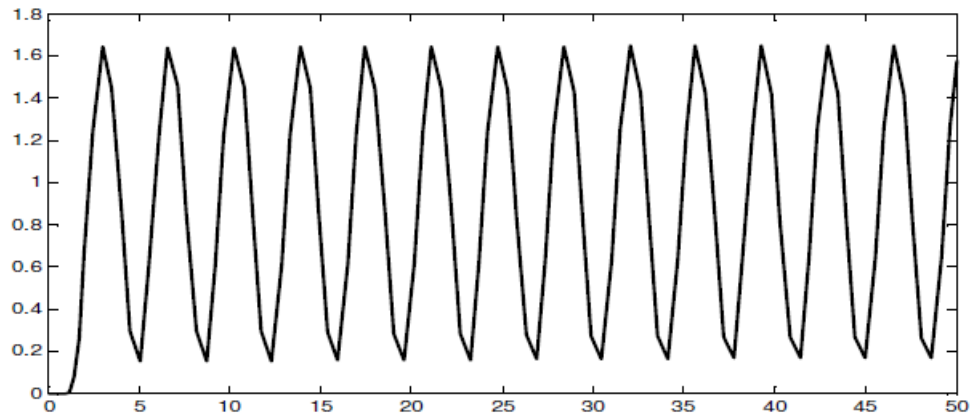


Figura 2. 10: Respuesta oscilatoria del sistema controlado P que tiene ganancia máxima

Fuente: (Morilla García, 2020)

Las reglas de ajuste de Ziegler Nichols son utilizadas ampliamente para ajustar los controladores PID en los sistemas de control de procesos donde la dinámica de la planta no se conoce con precisión. Otra propiedad importante del método ZN es que estos valores se determinan experimentalmente. Después de calcular estos parámetros, se puede obtener la respuesta de paso unitario del sistema controlado por PID como se ve en la figura 2.11.

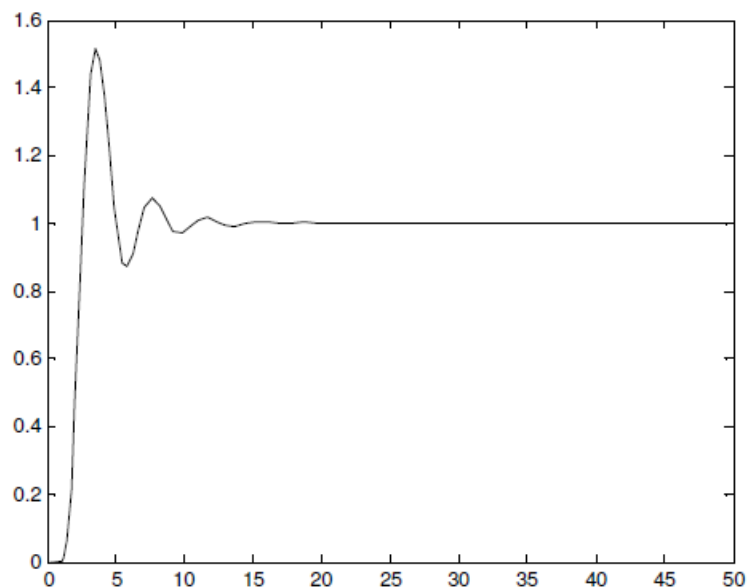


Figura 2. 11: Respuesta de escalón unitario de un sistema controlador PID diseñado con reglas de ajuste ZN.

Fuente: (Kadu & Patil, 2016)

2.2.2. Método de ponderación de punto de ajuste

Es bien sabido que los sistemas de retroalimentación con controladores PID sintonizados de acuerdo con el método de respuesta escalonada Ziegler-Nichols tienen un buen rechazo de perturbaciones. Sin embargo, la respuesta compensada del sistema a una entrada escalonada tiene, en general, un sobre impulso alto, y la señal de control suele ser alta, lo que puede llevar al actuador a la saturación. Para evitar estas situaciones, el punto de ajuste para la acción proporcional se puede ponderar mediante un parámetro constante $b < 1$.

$$e(t) = b \cdot y_{sp}(t) - y(t)$$

El peso del punto de ajuste b se introdujo originalmente para reducir los sobre impulsos en la respuesta escalonada del punto de ajuste del bucle cerrado. Con esta modificación, la siguiente expresión se puede aplicar a la Ecuación 1.4

$$u(t) = Kp \left(b \cdot y_{sy}(t) - y(t) \right) + Kd \frac{de(t)}{dt} + Ki \int e(\tau) d\tau$$

De esta manera, se implementa un esquema simple de dos grados de libertad en la Figura 2.5, uno se asigna a la atenuación de las perturbaciones de carga y el otro al siguiente punto de ajuste.

$$G_{ff} = Kp \left(b + \frac{1}{sTi} + sTd \right)$$

$$G_c = Kp \left(1 + \frac{1}{Ti} + sTd \right)$$

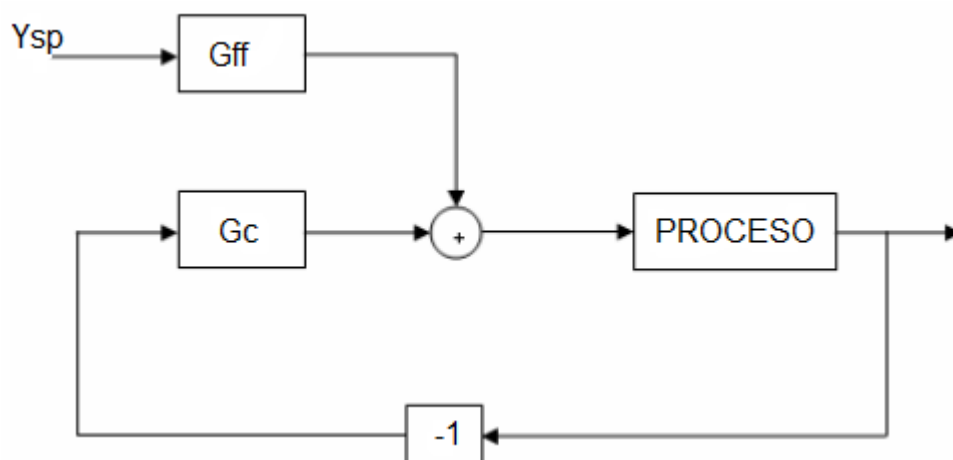


Figura 2. 12: Esquema de dos grados de libertad del controlador PID con ponderación de punto de ajuste
Fuente: (Kadu & Patil, 2016)

No es fácil elegir su valor b . A veces, la respuesta de circuito cerrado es muy sensible a los pesos: un pequeño cambio en sus valores puede dar como resultado una respuesta completamente diferente del sistema de control.

La ponderación del punto de ajuste es muy útil para dar forma a la respuesta a los cambios del punto de ajuste; pero es necesario seguir un procedimiento para determinar el parámetro b . El método de diseño de poste dominante es fácil de encontrar. Con este método, el sistema de circuito cerrado tendrá dos polos complejos y un polo, $-P_0$ en el eje real. Este poste puede ser más lento que los otros postes. Con la ponderación del punto de ajuste, el sistema de circuito cerrado tiene un cero en

$$s = -z_0 = \frac{1}{bT_i}$$

Al elegir b para que $z_0 = P_0$, se debe asegurar de que el punto de ajuste no excite el modo correspondiente al polo en $-p_0$. Esto funciona bien y proporciona buenas respuestas transitorias para los sistemas donde los polos dominantes están bien amortiguados (*es decir*, $\xi = 0.7$). Para los sistemas donde los polos no están tan bien amortiguados, la opción $z_0 = 2p_0$ proporciona sistemas con menos sobre impulso.

Por consiguiente, una elección adecuada del parámetro b es;

$$b = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{0.5}{P_0 T_i} & \text{if } \xi < 0.5 \\ \frac{0.5 + 2.5(\xi - 0.5)}{P_0 T_i} & \text{if } 0.5 \leq \xi \leq 0.7 \\ \frac{0.5}{P_0 T_i} & \xi > 0.7 \end{array} \right\}$$

2.2.3. Método Cohen-Coon

El método Cohen Coon se basa en el modelo de proceso de primer pedido más tiempo de retraso

$$G_p = \frac{Kp}{1 + sT} \cdot e^{sL}$$

El criterio de diseño principal es el rechazo de las perturbaciones de carga. Trata de colocar polos dominantes que dan una relación de disminución

de un cuarto de amplitud. Para los controladores P y PD, los polos se ajustan para obtener la ganancia máxima, sujeto a la restricción de la relación de descomposición. Para el control PI y PID, la ganancia integral se maximiza.

Esto corresponde a la minimización del error integrado, el error integral debido a una perturbación de carga de paso unitario. Para los controladores PID se asignan tres polos de circuito cerrado; dos polos son complejos y el tercer polo se encuentra a la misma distancia del origen que los otros polos.

Los parámetros $\alpha = \frac{K_p L}{T}$ y $\tau = \frac{L}{L+T}$ se utilizan en la Tabla 2.3. Si el modelo de proceso está definido por estos tres parámetros K_p, L y T , entonces es posible dar fórmulas de ajuste con la ayuda de la Tabla 2.3. Puede ser difícil elegir los polos deseados de circuito cerrado para sistemas de orden superior.

Si τ es pequeño, los parámetros del controlador están cerca de otros que se obtienen mediante las reglas de ajuste ZN.

Tabla 2. 3: Parámetros del controlador del método Cohen-Coon

$\frac{ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$	K	T_i	T_d
P	$\frac{1}{k} \left(\frac{\tau}{\theta} + 0.35 \right)$		
PI	$\frac{0.9}{k} \left(\frac{\tau}{\theta} + 0.92 \right)$	$\frac{3.3\tau + 0.3\theta}{\tau + 2.2\theta} \theta$	
PD	$\frac{1.24}{k} \left(\frac{\tau}{\theta} + 0.13 \right)$		$\frac{0.27\tau - 0.09\theta}{\tau + 0.13\theta} \theta$
PID	$\frac{1.35}{k} \left(\frac{\tau}{\theta} + 0.18 \right)$	$\frac{2.5\tau + 0.5\theta}{\tau + 0.61\theta} \theta$	$\frac{0.37\tau}{\tau + 0.19\theta} \theta$

Fuente: (Kumar & Garg, 2015)

2.2.4. Método interno de control del modelo

El principio del modelo interno es un método general para el diseño de sistemas de control que se puede aplicar al control PID. Un diagrama de bloques de dicho sistema se muestra en la figura 2.13.

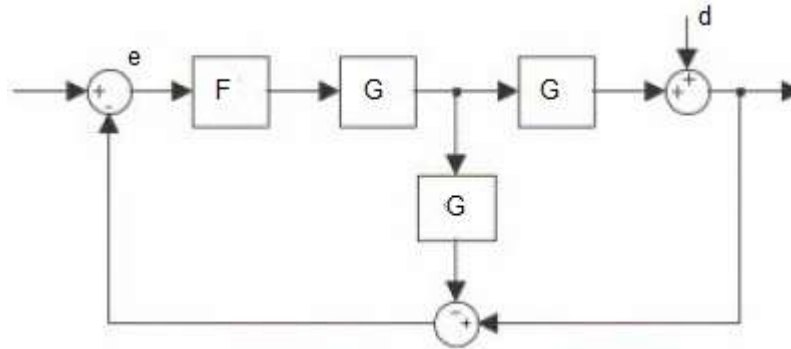


Figura 2. 13: Diagrama de bloques de un sistema de circuito cerrado con un controlador basado en el principio del modelo interno
Fuente: (Kadu & Patil, 2016)

La metodología de control del modelo interno puede usarse para obtener controladores PID o PID fraccionales. Utiliza el esquema de control de la figura 2.6. En ese circuito de control, G es la planta para controlar, G^* es un inverso de G (o al menos una planta lo más cerca posible del inverso de G), G' es un modelo de G y Gf es un filtro cuidadosamente elegido.

fueron exactos, el error y sería igual a la perturbación d . Si, además, G^* fuera el inverso exacto de G y Gf fuera la unidad, el control sería perfecto. Como ningún modelo es perfecto, e no será exactamente la perturbación. Esa es también exactamente la razón por la que existe Gf y generalmente es un filtro de paso bajo: para reducir la influencia de los errores de modelado de alta frecuencia. También ayuda a garantizar que el producto GfG^* sea realizable.

Modelo de planta G ;

$$G = \frac{Kp}{1 + sT} \cdot e^{-sL}$$

Función de transferencia del controlador; Gc ;

$$Gc = \frac{Gf \cdot G^*}{1 - GfG^*G'}$$

El inverso del modelo de planta G^* ;

$$G^* = \frac{1 + sT}{Kp}$$

El filtro G_f ;

$$G_f = \frac{1}{1 + sT_f}$$

Si el tiempo de demora es aproximado por aproximación de Padè de segundo orden

$$e^{-sL} \approx \frac{1 - sL/2}{1 + sL/2}$$

Como resultado de los arreglos se logra la función de transferencia del controlador

$$G_c(s) = \frac{(1 + \frac{sL}{2})(1 + sT)}{K_p \cdot s(L + T_f + \frac{sT_f L}{2})} \approx \frac{(1 + \frac{sL}{2})(1 + sT)}{K_p \cdot (L + T_f)}$$

Un futuro interesante del control interno del modelo, la robustez se puede ajustar seleccionando el filtro G_f en consecuencia.

2.3. Controladores difusos.

Las técnicas de control convencionales generalmente requieren modelos matemáticos de sistemas para diseñar un controlador. Por otro lado, la mayoría de los modelos matemáticos de los sistemas de la vida real no son muy fáciles de obtener. Por lo tanto, toda la información; La información numérica y lingüística debe investigarse a lo largo de la etapa de modelado.

Incluso si se puede desarrollar un modelo relativamente preciso de un sistema dinámico, generalmente es demasiado complejo de utilizar en el desarrollo del controlador, especialmente para muchos procedimientos de diseño de control convencionales que requieren algunas suposiciones. En tales casos, el control difuso proporciona una estructura eficiente para incluir información lingüística de expertos humanos en información numérica. Esto no es posible en las técnicas de control convencionales. En este tipo de casos, se pueden preferir controladores difusos.

El concepto de lógica difusa fue propuesto por Lotfi Zadeh, profesor de la Universidad de California en Berkley, y se presentó no como una metodología de control, sino como una forma de procesar datos al permitir una membresía parcial en lugar de una membresía nítida. Este enfoque de la teoría de conjuntos no se aplicó a los sistemas de control hasta los años 70 debido a la insuficiente capacidad de la computadora pequeña antes de ese momento.

El profesor Zadeh enseñó que las personas no requieren información precisa y numérica y, sin embargo, son capaces de un control altamente adaptativo. Si los controladores de retroalimentación pudieran programarse para aceptar entradas ruidosas e imprecisas, serían mucho más efectivos y quizás más fáciles de implementar. A medida que aumenta la complejidad de un sistema, se hace más difícil y a veces imposible hacer un modelo preciso.

La lógica difusa también se considera como una metodología de sistema de control de resolución de problemas. Se puede implementar en hardware, software o una combinación de ambos. Es decir, que la lógica difusa se concibió como un mejor método para clasificar y manejar datos, pero se ha verificado que es la mejor opción para muchas aplicaciones de sistemas de control, ya que imita la lógica de control humano.

Se puede incorporar en cualquier cosa, desde productos pequeños y manuales hasta grandes sistemas automatizados de control de procesos. Utiliza un lenguaje impreciso pero muy útil para tratar datos de entrada más como un operador humano. El enfoque para controlar los problemas generalmente es imitar cómo un operador tomaría decisiones, solo que mucho más rápido. Los controladores difusos se utilizan para controlar productos de consumo, como lavadoras, cámaras de video y procesos industriales.

2.4. Estructura interna de controladores difusos.

El controlador difuso tiene cuatro componentes principales: la primera parte es la "base de reglas" donde el conocimiento se lleva a cabo en forma de un conjunto de reglas. La segunda parte es el "mecanismo de inferencia"

en el que se realizan evaluaciones, cuyas reglas de control están relacionadas en ese momento y luego decide qué aportes se deben dar a la planta.

La tercera parte es la "fuzzificación" simplemente modifica las entradas para que puedan ser interpretadas y comparadas con las reglas en la base de reglas. La última parte de un controlador difuso es la "defuzzificación" que convierte las salidas difusas decididas por el mecanismo de inferencia en las entradas nítidas de la planta.

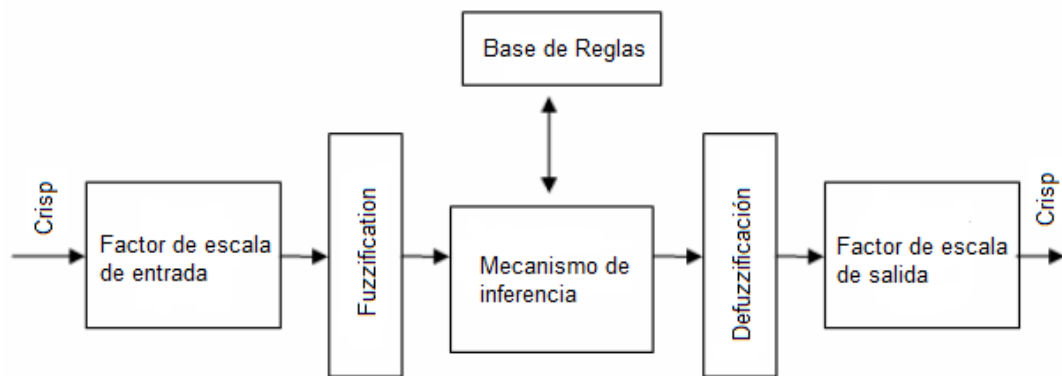


Figura 2. 14: Estructura interna de un controlador difuso
Fuente: (Hossain, 2019)

2.4.1. Fuzzification o fuzzificación.

La fuzzificación es el primer paso en el proceso de inferencia difusa. Esto implica una transformación de entradas nítidas en entradas difusas. Las entradas crujientes son entradas exactas medidas por sensores y pasadas al sistema de control para su procesamiento, como temperatura, presión, rpm, etc. Cada entrada crujiente que debe procesar la Unidad de inferencia difusa tiene su propio grupo de funciones de membresía o conjuntos para que se transforman.

Este grupo de funciones de membresía existe dentro de un universo de discurso que contiene todos los valores relevantes que la entrada nítida puede poseer. Se definen tres conjuntos difusos para difuminar los valores nítidos de la temperatura del clima. Estos conjuntos cubren los otros conjuntos parcialmente. Por lo tanto, algunas entradas nítidas pueden ser miembros de diferentes conjuntos difusos. Sin embargo, cada entrada tiene diferentes

grados de membresía. Estos grados de membresía se evalúan en los procesos del controlador.

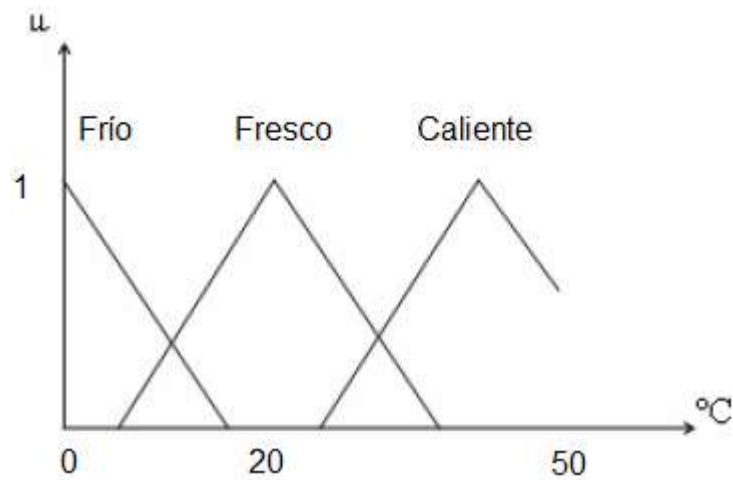


Figura 2. 15: Funciones de membresía de la temperatura del clima
Fuente: (Singhala et al., 2014)

2.4.2. Base de reglas

Las reglas pueden usar varias variables tanto en la condición como en la conclusión de las reglas. Por lo tanto, los controladores pueden aplicarse tanto a problemas de entrada múltiple como de salida múltiple (MIMO) y problemas de entrada y salida únicas (SISO). El problema típico de SISO es regular una señal de control basada en una señal de error.

El controlador puede necesitar tanto el error, el cambio de error como el error integrado como entradas, porque en principio los tres se forman a partir de la medición del error. Para simplificar, el objetivo de control es regular algunos resultados del proceso en torno a un punto de referencia o referencia establecido.

Básicamente, un controlador lingüístico contiene reglas en el formato IF-THEN,

1. Si el error es negativo y el cambio en el error es negativo, la salida es negativa grande
2. Si el error es negativo y el cambio en el error es cero, la salida es media negativa

3. Si el error es negativo y el cambio en el error es positivo, la salida es cero
4. Si el error es cero y el cambio en el error es negativo, la salida es negativa.

Las reglas se pueden presentar en formato de tabla de reglas como la Tabla 2.4.

Tabla 2. 4: Representación de la tabla de reglas

		Cambio por error		
		N	Z	P
error	N	NB	NM	Z
	Z	NM	Z	PM
	P	Z	PM	PB

Fuente: (Singhala et al., 2014)

2.4.3. Mecanismo de inferencia

El mecanismo de inferencia tiene dos tareas básicas: una es determinar el grado en que cada regla es relevante para la situación actual. Las entradas que pasaron por la etapa de fuzzificación se evalúan para cada regla en la base de reglas. Dependiendo de las entradas, una o más de unas reglas pueden ser satisfechas. Otra tarea es decidir la acción de control utilizando las entradas actuales y la información en la base de reglas. La salida del mecanismo de inferencia se convierte en la entrada de la etapa de defuzzificación.

2.4.4. Defuzzificación

La salida del mecanismo de inferencia es la entrada de la etapa de defuzzificación. La acción de control decidida que tiene valores difusos se convierte en valores nítidos con la ayuda de métodos de defuzzificación. Hay muchos métodos para desenmascarar los valores difusos. El método "centroide" es muy popular, en el que el "centro de masa" del resultado proporciona el valor nítido. Otro enfoque es el método de "altura", que toma el valor del mayor contribuyente.

CAPÍTULO 3: SIMULACION Y RESULTADOS OBTENIDOS

En el presente capítulo se realizan las diferentes simulaciones de los controladores que se describieron en el capítulo 2. Es decir, que aquí se analizan los rendimientos de los diferentes controladores fueron descrito en el capítulo 2. Los resultados obtenidos fueron simulados en la plataforma MatLab/Simulink para todos los procesos.

3.1. Métodos de sintonización PID convencionales

Para los sistemas $G_1(s)$, los parámetros del controlador PID se ajustan mediante el método Ziegler-Nichols (ZN). Luego, se aplican todos los métodos de ajuste difuso que se mencionan en las secciones anteriores y las transformaciones de control PID no lineales. Se evalúan las señales de respuesta.

$$G_1(s) = \frac{1}{(s + 1)^3}$$

Para implementar Ziegler –Nichols, el punto de partida es suponer que solo hay un controlador P en los sistemas y cambiar la ganancia hasta que el sistema oscile continuamente. La ganancia y el período finales deben calcularse. La ganancia final es la ganancia proporcional que lleva al sistema a oscilar. Para calcular estos parámetros, se deben seguir estos pasos.

Ecuación característica;

$$(s + 1)^3 + K_u = 0$$

Usando la matriz de Routh; se puede encontrar la ganancia crítica K_u que causa la oscilación. En la ganancia final de $K_u = 8$ se obtiene la siguiente salida. Entonces, se puede calcular el período de oscilación (P_u) en la ganancia final reemplazando s por $j\omega$.

$$P_u = \frac{2\pi}{\omega}$$

Dónde $\omega = \sqrt{3}$

$$P_u = 3.625$$

. La figura 3.1 muestra el diseño del sistema controlado P mediante métodos de sintonización PID convencional. Mientras, que la figura 3.2 muestra la salida en el diseño del sistema controlado P. El tiempo de simulación para el presente método es de 50 segundos.

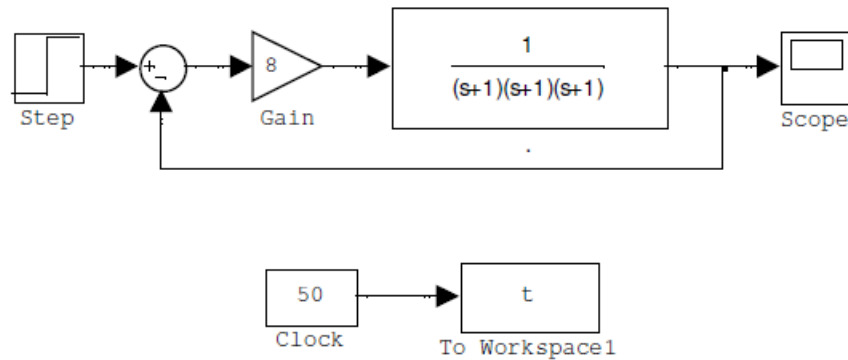


Figura 3. 1: Diagrama de bloques del sistema controlado P según la función de transferencia $G_1(s)$.
Elaborado por: Autor.

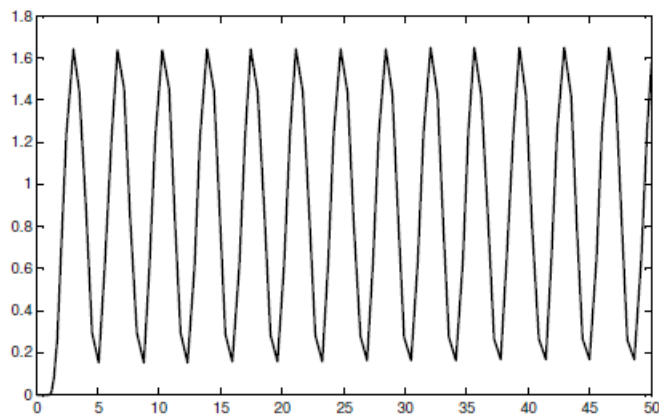


Figura 3. 2: Gráfica de salida (scope) oscilatoria del sistema controlado P según la función de transferencia $G_1(s)$.
Elaborado por: Autor.

Cuando se calculan los valores de período final y último, los valores de K_p, T_i, T_d se pueden ajustar fácilmente con la ayuda de la tabla 2.2 de Ziegler-Nichols tema visto en el capítulo 2. A continuación, se muestran los parámetros PID que serán modificados en el sistema controlado P de la figura 3.1.

$$\begin{aligned}
 K_p &= 0.6 * K_u \\
 T_i &= 0.5 * P_u \\
 T_d &= 0.125 * P_u
 \end{aligned}$$

La figura 3.3 muestra el diagrama de bloques utilizando los parámetros K_p , T_i y T_d que es sustituido por el elemento de ganancia $K_u=8$.

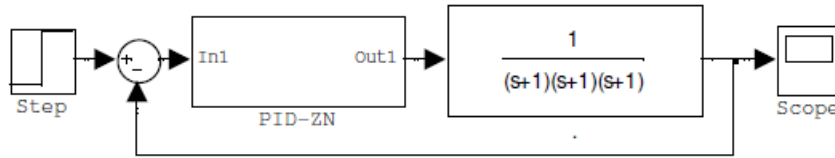


Figura 3. 3: Diagrama de bloques del sistema de control PID mediante método ZN.
Elaborado por: Autor.

La salida del sistema controlada por PID – ZN se presentan en la figura 3.4.

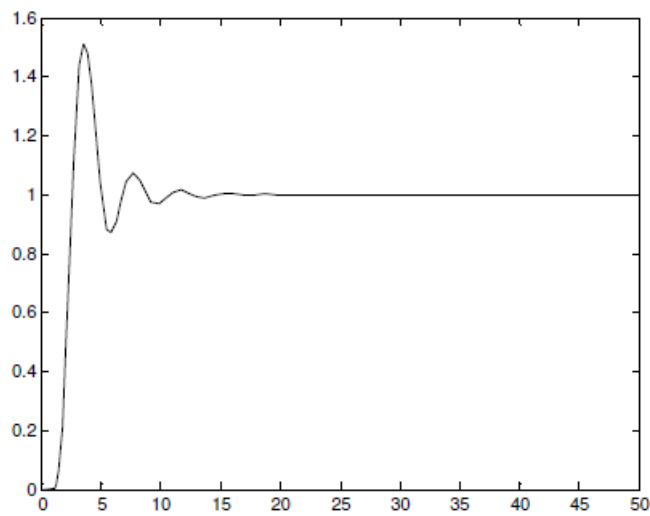


Figura 3. 4: Salida del sistema controlado por PID – ZN.
Elaborado por: Autor.

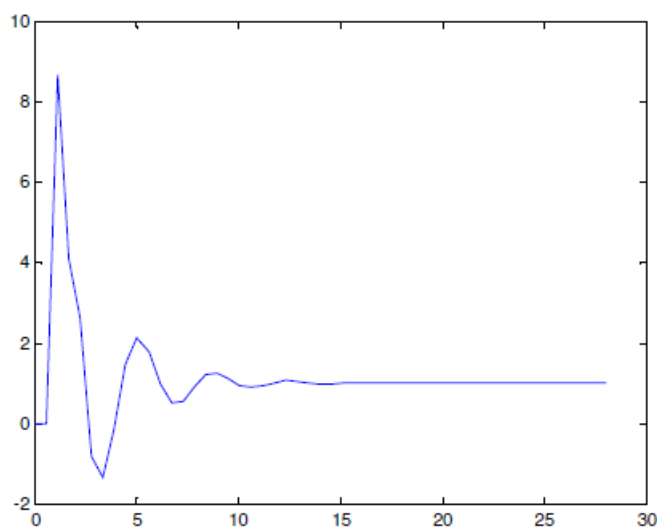


Figura 3. 5: Señal de control del controlador PID
Elaborado por: Autor.

Los métodos de ajuste de Ziegler-Nichols son fáciles de calcular e implementar. Se requiere poca información de proceso. Estas son las razones por las cuales este método es ampliamente utilizado. Los controladores diseñados por las reglas de Ziegler-Nichols, en consecuencia, proporcionan sistemas de circuito cerrados con sobre impulso alto y poca robustez.

El método da como resultado que no es suficiente describir la dinámica del proceso con solo dos parámetros. Se pueden aplicar algunos métodos de ajuste mejorados para disminuir las desventajas del método Ziegler-Nichols. Para disminuir las desventajas del método ZN, la ponderación del punto de ajuste puede ser útil. El punto de ajuste para la acción proporcional se puede ponderar por medio de una constante b .

$$e(t) = b \cdot y_{sp}(t) - y(t)$$

Con esta modificación, la siguiente expresión se puede aplicar a la ecuación del PID básico:

$$u(t) = Kp \left(b \cdot y_{sp}(t) - y(t) \right) + K_d \frac{de(t)}{dt} + K_i \int e(\tau) d\tau$$

De esta manera, se utiliza un esquema simple de dos grados de libertad; uno que se asigna a la atenuación de las perturbaciones de carga, y el otro al punto de ajuste siguiente. La figura 3.6 muestra el diagrama de bloques en Simulink del controlador de dos grados de libertad.

$$G_{ff} = Kp \left(b + \frac{1}{sTi} + sTd \right)$$

$$G_c = Kp \left(1 + \frac{1}{sTi} + sTd \right)$$

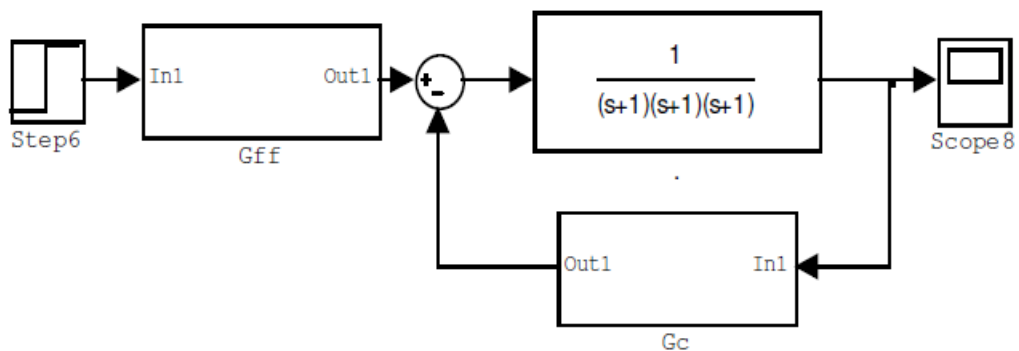


Figura 3. 6: Diagrama de bloques del controlador de dos grados de libertad
Elaborado por: Autor.

Al cambiar el parámetro b , se disminuye el exceso de porcentaje, tal como se muestra en la figura 3.7. En este caso, se necesita un procedimiento para determinar el parámetro b . El método ya fue establecido en el capítulo 2.

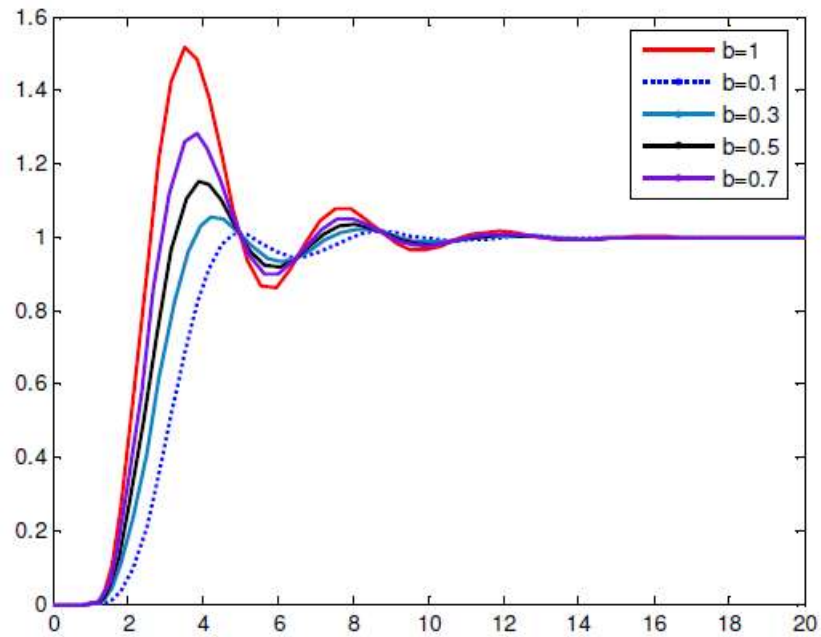


Figura 3. 7: Resultados de salida con respecto a diferentes parámetros b
Elaborado por: Autor.

La figura 3.8 se deriva cuando b es igual a 0.3. Cuando $b = 1$, se obtiene la misma salida que PID – ZN. La ponderación del punto de ajuste puede ser una solución para el problema del excesivo sobreimpulso.

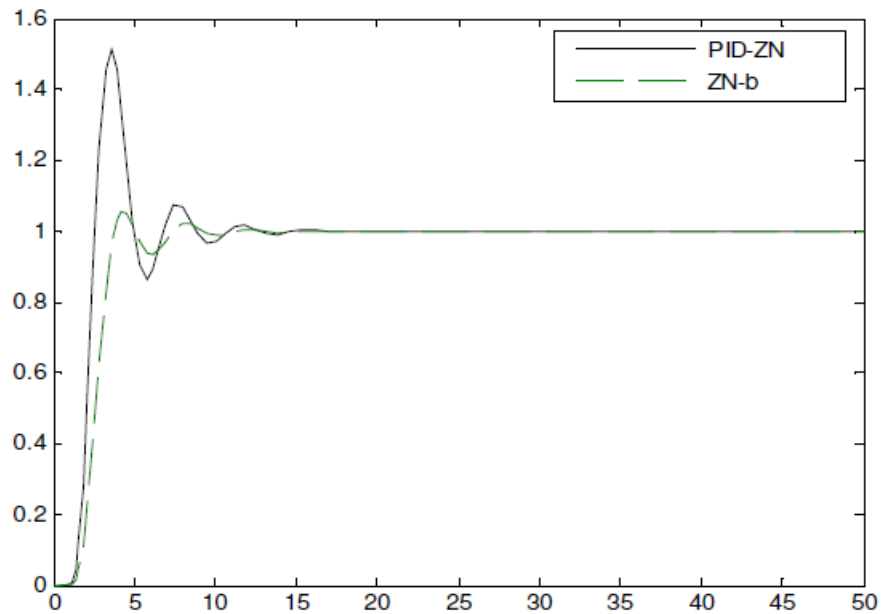


Figura 3. 8: Comparación de las señales de salida de dos modelos Método Ziegler Nichols y de ponderación de punto de ajuste
Elaborado por: Autor.

Por otro lado, el principal inconveniente del método de ponderación del punto de ajuste es que conduce a un aumento del tiempo de subida a medida que se reduce el efecto de la constante proporcional. Otra dificultad de este método es ajustar cuatro parámetros; que son los parámetros PID y la constante de ponderación b .

Mientras se critica el rendimiento del método de sintonización convencional, se debe evaluar la sensibilidad a los cambios en los parámetros del sistema. En otras palabras, asumir el parámetro del sistema; en este caso, un polo del sistema G_1 cambia debido al efecto de las condiciones de trabajo. Se comparan las respuestas de salida.

$$G_1 = \frac{1}{(1+s)^2(s+0.5)}$$

La figura 3.9 muestra las gráficas comparativas de las señales de salida de los controladores PID sintonizados mediante los métodos Ziegler Nichols, Cohen-Coon y control de modelo interno (*Internal Model Control, IMC*).

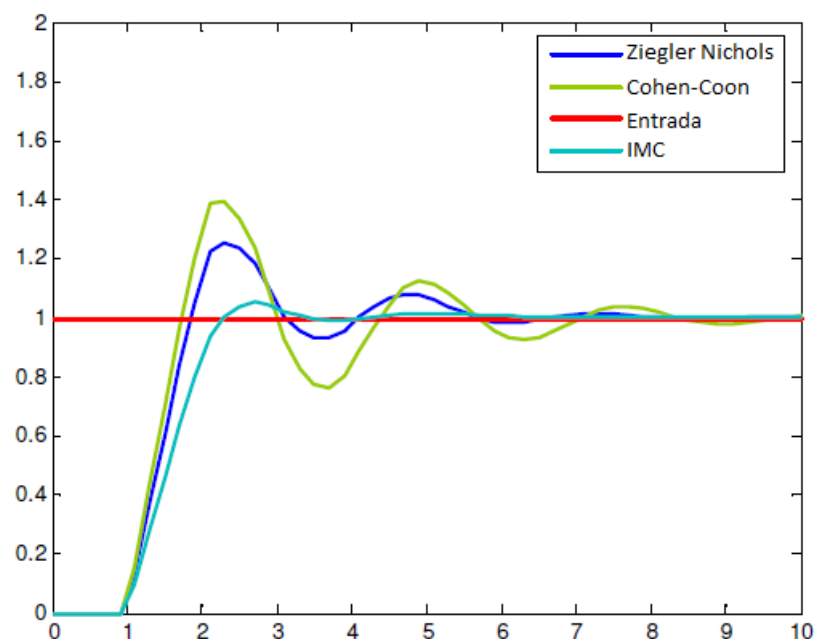


Figura 3. 9: Comparación de señales de salida de controladores sintonizados por Ziegler Nichols, Cohen-Coon y métodos IMC
Elaborado por: Autor.

La figura 3.10 muestra la comparativa de las respuestas bajo la condición de cambio de parámetros dada por la expresión G_1 .

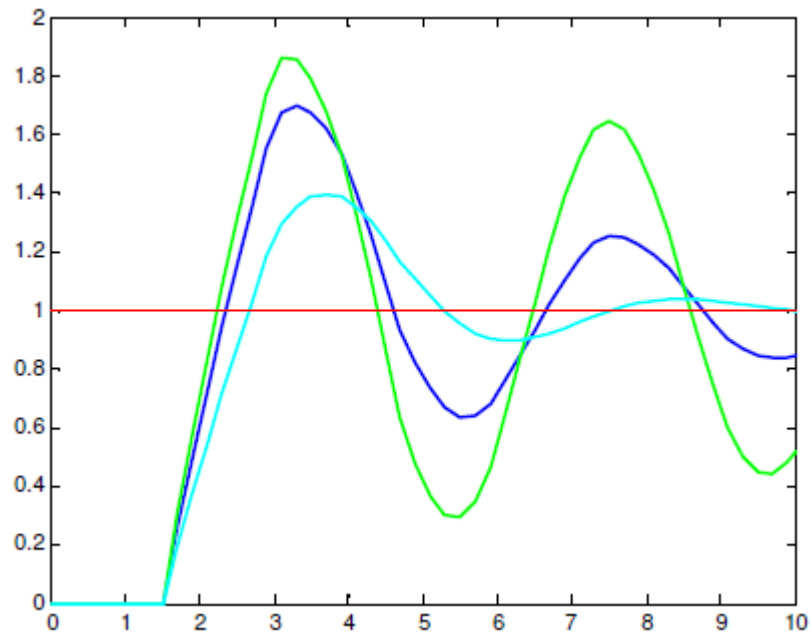


Figura 3. 10: Comparación de respuestas bajo la condición de cambio de parámetro
Elaborado por: Autor.

3.2. Métodos PID de autoajuste difuso.

En esta sección se realizan las simulaciones en MatLab y Simulink para los métodos PID de autoajuste difuso y después se analizan los resultados.

3.2.1. Sistema de tercer orden

En la literatura, se describieron varios métodos difusos que son muy utilizados para ajustar los parámetros PID. Los métodos mencionados en el capítulo 2 se aplican al sistema $G_1(s)$. El primer método es el control PID experto difuso incremental. A continuación, las ecuaciones del primer método:

$$\begin{aligned} P &= P + CV\{e(t), \dot{e}(t)\} \times k_1 \\ I &= I + CV\{e(t), \dot{e}(t)\} \times k_2 \\ D &= D + CV\{e(t), \dot{e}(t)\} \times k_3 \end{aligned}$$

Los parámetros que antes se sintonizan manualmente por el método Ziegler-Nichols se aumentan o disminuyen en línea durante la operación. El mecanismo difuso realiza este ajuste en función del error y el cambio de error. Por lo tanto, hay dos entradas $e(t)$, $\dot{e}(t)$ y una salida f . Se asignan cinco funciones de membresía para cada entrada, tal como se muestra en la figura 3.11. Mientras que para salida se utilizan nueve funciones de membresía (véase la figura 3.12).

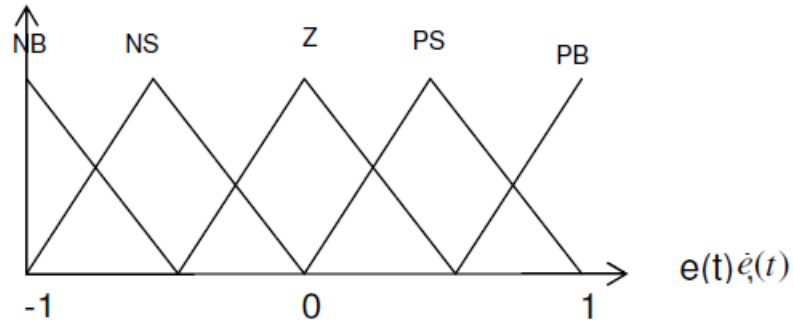


Figura 3. 11: Funciones de membresía para insumos
Elaborado por: Autor.

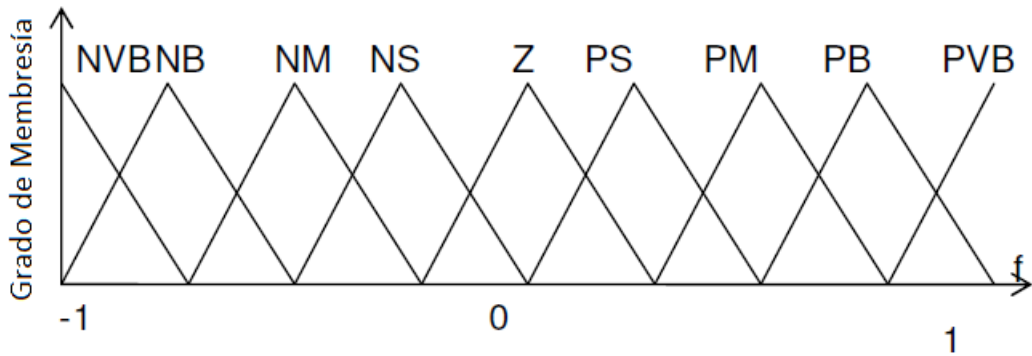


Figura 3. 12: Funciones de membresía para el Producto f
Elaborado por: Autor.

En consecuencia, se utilizan 25 reglas de membresía de lógica difusa y con esto poder definir el mecanismo de ajuste, tal como se muestra en la tabla 3.1.

Tabla 3. 1: Base de reglas para FSW

		Δe				
		NB	NS	Z	PS	PB
e	NB	NVB	NB	NM	NS	Z
	NS	NB	NM	NS	Z	PS
	Z	NM	NS	Z	PS	PM
	PS	NS	Z	PS	PM	PB
	PB	Z	PS	PM	PB	PVB

Elaborado por: Autor.

Después de definir las funciones y reglas de membresía, la herramienta de sistema adaptativo de inferencia neuro-difusa (*Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System, ANFIS*) se utiliza para formar el mecanismo de ajuste. ANFIS es una aplicación propia de MatLab para evaluar mecanismos de ajustes difusos. La herramienta ANFIS también será utilizada en todos los siguientes métodos de ajuste difuso.

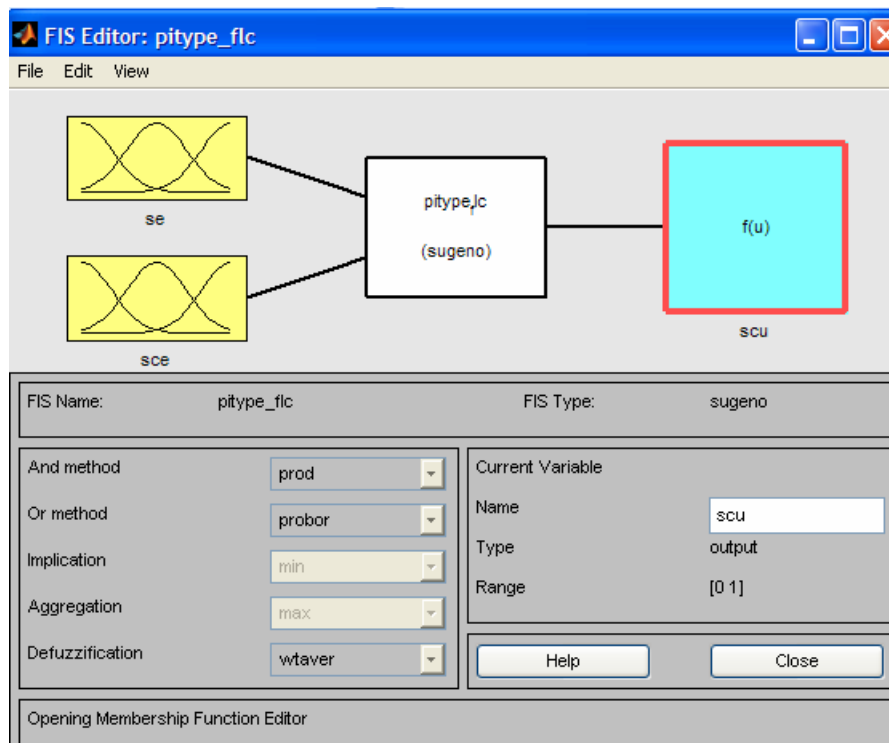


Figura 3. 13: Estructura de ANFIS del mecanismo de ajuste difuso.
Elaborado por: Autor.

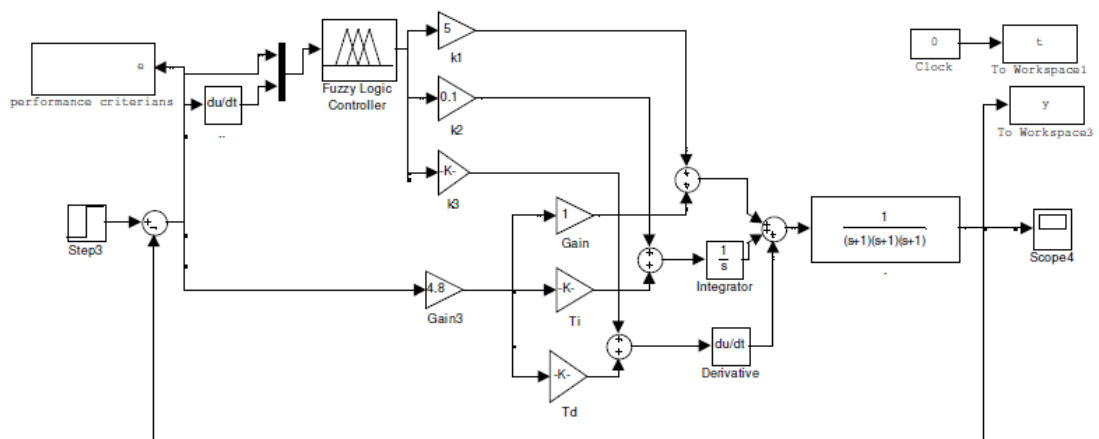


Figura 3. 14: Diagrama de bloques en Simulink del Método de control experto difuso incremental (IFE) para el Sistema G_1
Elaborado por: Autor.

La dificultad de este método es ajustar los parámetros k_1, k_2, k_3 . Estos parámetros (como se señaló en el capítulo 2) definen el rango de variación. Por lo tanto, estos pueden identificarse según la caracterización del sistema deseada, el análisis de estabilidad o los métodos de algoritmo genético. Para el sistema $G_1(s)$, estos parámetros se eligen como 5, 0.1 y 0.1, tal como se muestra en el diagrama de bloques de Simulink de la figura 3.14.

La figura 3.15 muestra la señal de salida del sistema utilizando el método de control experto difuso incremental (IFE).

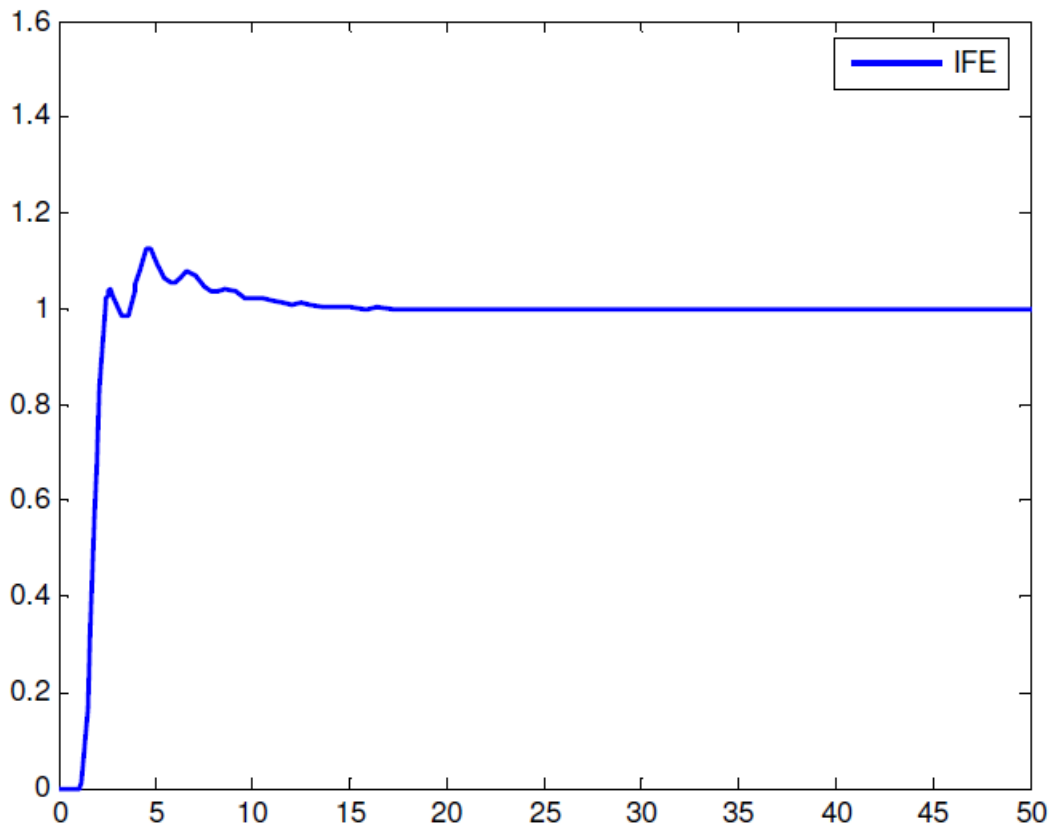


Figura 3. 15: Señal de salida del sistema utilizando el método IFE.

Elaborado por: Autor.

Con respecto al tiempo de subida, el tiempo de establecimiento y los criterios de rendimiento, el control PID experto difuso incremental tiene un mejor rendimiento que el método PID – ZN. El ajuste de los tres parámetros k_1, k_2, k_3 que multiplican las dos señales de entrada $e(t)$ y $\dot{e}(t)$ es una tarea difícil ya que no está claro cómo estos parámetros influyen en el rendimiento del controlador general. La figura 3.16 muestra otro método de ajuste ya tratado en el capítulo 2, que es ponderación difusa del punto de ajuste (FSW).

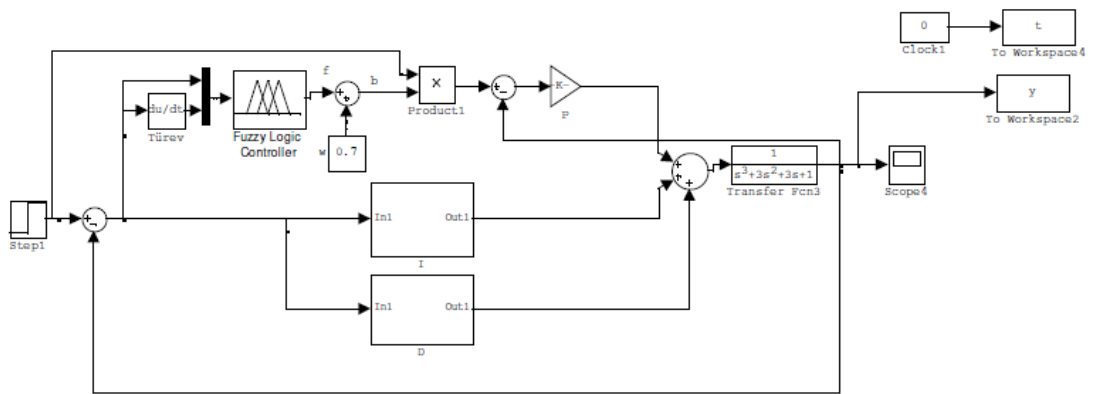


Figura 3. 16: Diagrama de bloques del método de ponderación difusa del punto de ajuste (FSW)
Elaborado por: Autor.

La elección de w también es problemática (ver Capítulo 2), se puede encontrar w iterativamente aumentando hasta que no se obtengan mejores resultados. Por otro lado, los algoritmos genéticos pueden haberse utilizado para definir el parámetro a fin de minimizar los valores de error absoluto integrado. Aquí se elige como 0.7, tal como se muestra en la figura 3.16. De la figura 5.17, se deduce que tanto el sobreimpulso como el tiempo de aumento pueden disminuir a partir de la respuesta ZN con el método FSW.

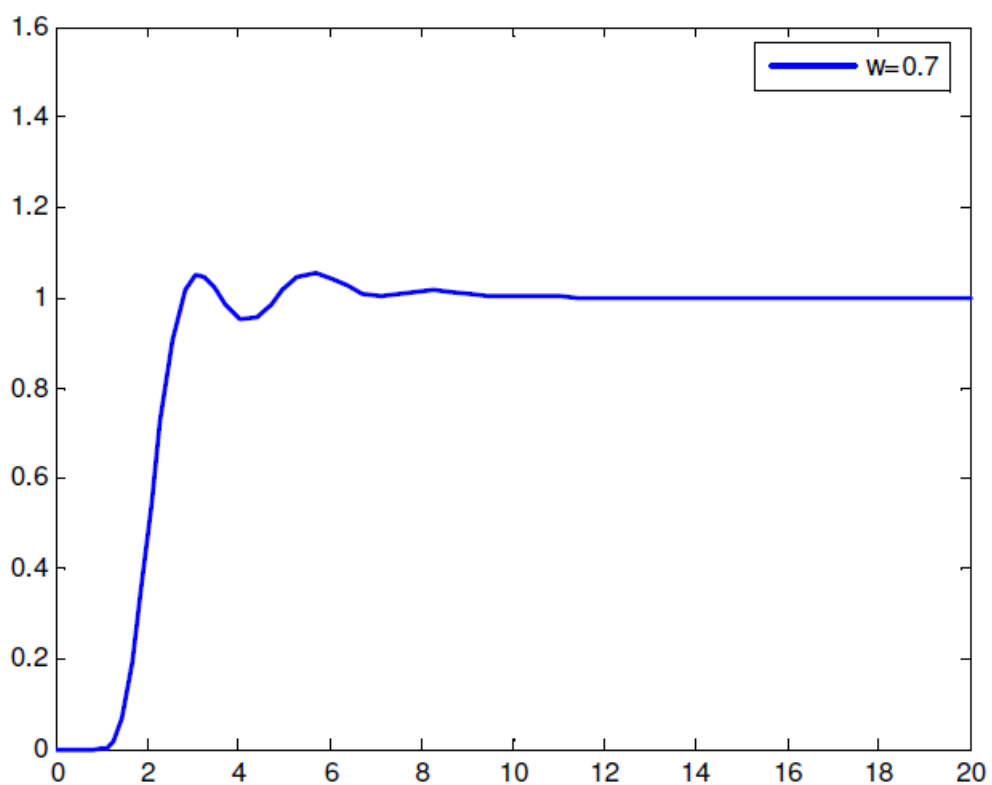


Figura 3. 17: Señal de salida de ponderación difusa del punto de ajuste – FSW.
Elaborado por: Autor.

En otras palabras, el método FSW en general ofrece un mejor rendimiento.

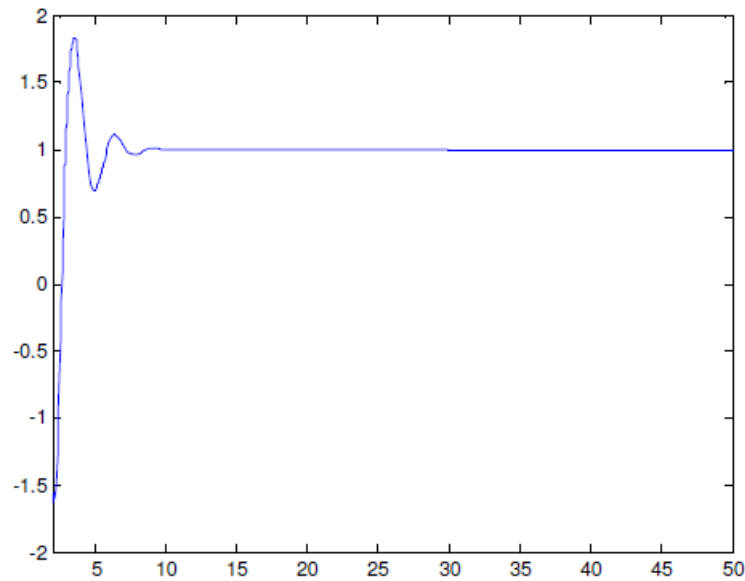


Figura 3. 18: Señal de control del controlador FSW
Elaborado por: Autor.

En el método de programación de ganancia difusa, se utilizan tres mecanismos difusos para ajustar los parámetros PID. Cada uno usa el error del sistema y el cambio de error como entrada y con diferentes bases de reglas decide la acción de control, es decir, Kp' , Kd' y α . Estas tres bases de reglas y funciones de membresía ya se habían definido en el capítulo 3.3. Ahora, se va a diseñar otro sistema de control PID utilizando el método de programación de ganancia difusa (FSG), tal como se muestra en la figura 3.19.

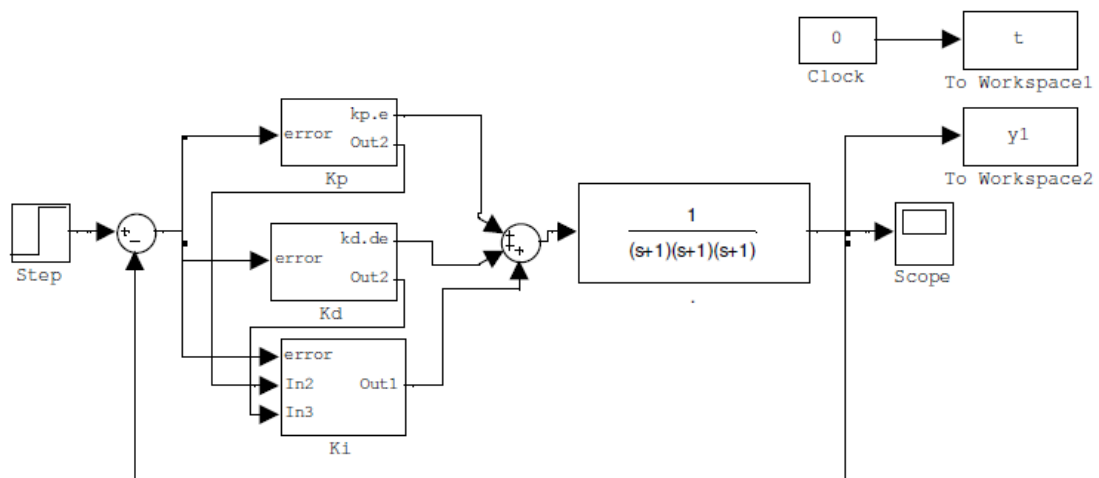


Figura 3. 19: Diagrama de bloques del método de programación de ganancia difusa – FSG.

Elaborado por: Autor.

De la figura 3.19 se puede observar tres subsistemas para los parámetros K_p , K_d y K_i . En las figuras 3.20 a 3.22 se muestran los diseños en Simulink de los diagramas de bloques de los subsistemas mencionados para K_p , K_d y K_i , respectivamente. La figura 3.20 muestra el diagrama de bloques del subsistema K_p . La figura 3.21 muestra el diagrama de bloques del subsistema K_d . La figura 3.22 muestra el diagrama de bloques del subsistema K_i .

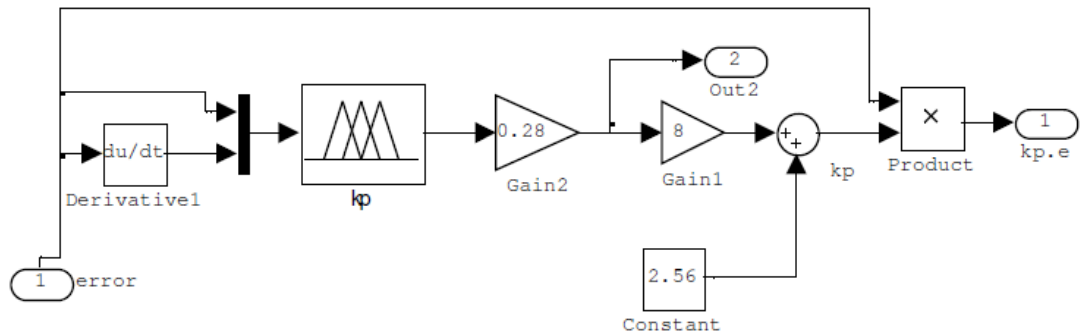


Figura 3. 20: Diagrama de bloques de K_p
Elaborado por: Autor.

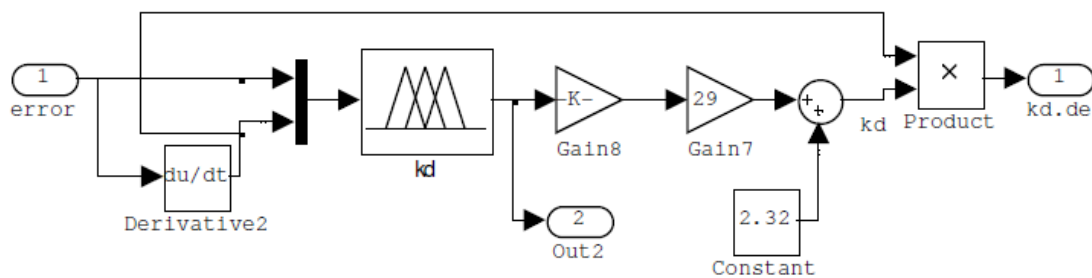


Figura 3. 21: Diagrama de bloques de K_d
Elaborado por: Autor.

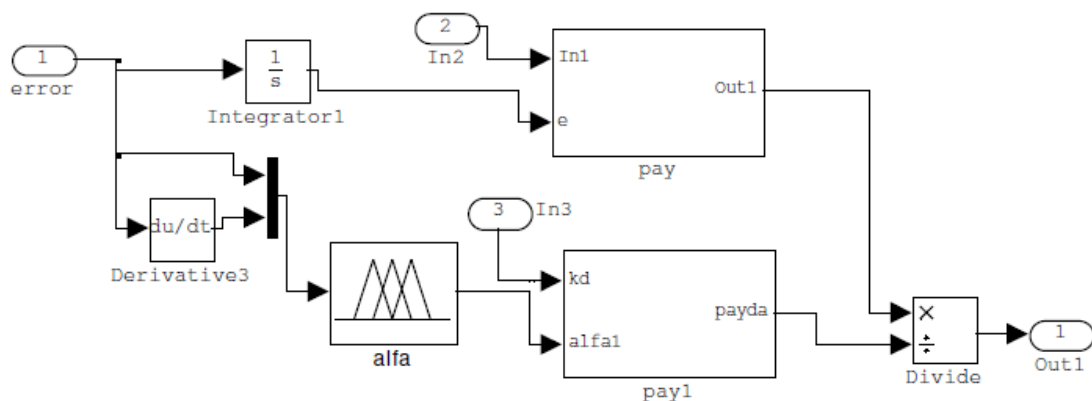


Figura 3. 22: Diagrama de bloques de K_i
Elaborado por: Autor.

Tabla 3. 2: Criterios de rendimiento para el sistema $G_1(s)$.

G1	PID convencional		Controlador de lógica difusa (FLC)		
	ZN	ZN-b	FGS	IFE	FSW
Integral del error absoluto (IAE)	2.12	1.12	2.05	1.69	1.23
Integral del tiempo por el error absoluto (ITAE)	7.36	2.16	6.58	14.52	2.54
Integral del error cuadrático (ISE)	1.12	0.94	1.20	0.72	0.81
Integral del tiempo por el error cuadrático (ITSE)	2.52	2.16	2.36	1.41	1.30

Elaborado por: Autor.

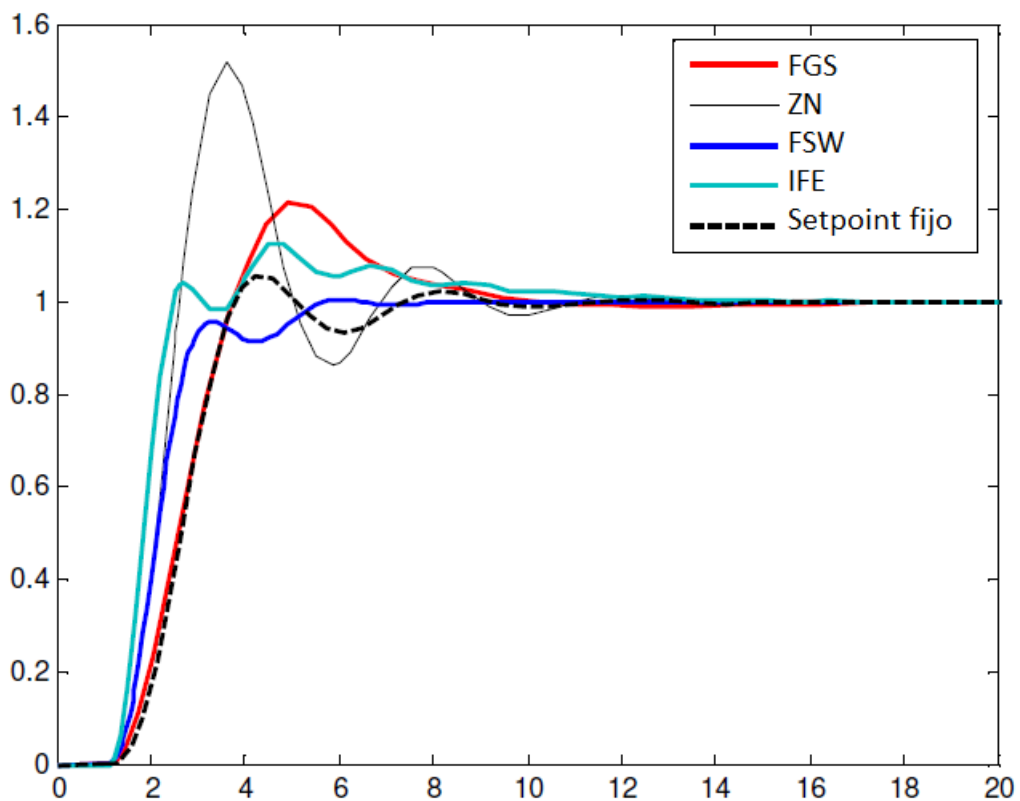


Figura 3. 23: Comparaciones de señales de salida

Elaborado por: Autor.

Con respecto al tiempo de subida, el tiempo de establecimiento y otras medidas de rendimiento, los métodos que utiliza el mecanismo de ajuste difuso pueden mejorar el rendimiento. Específicamente, IFE (PID de experto

difuso incremental) y FSW (ponderación de punto de ajuste difuso) pueden mejorar los rendimientos logrados mediante la configuración de parámetros fijos, tal como se muestra en la figura 3.23. Además de los mecanismos de ajuste difuso, se pueden utilizar algoritmos genéticos para ajustar otros parámetros. En los métodos FSW e IFE, es necesario utilizar un algoritmo genético para ajustar parámetros distintos de los parámetros del controlador (k_1 , k_2 , k_3 y para FSW; w). Con el método; de autoajuste de un solo parámetro, la señal de respuesta no es comparable con otros métodos de sintonización difusa.

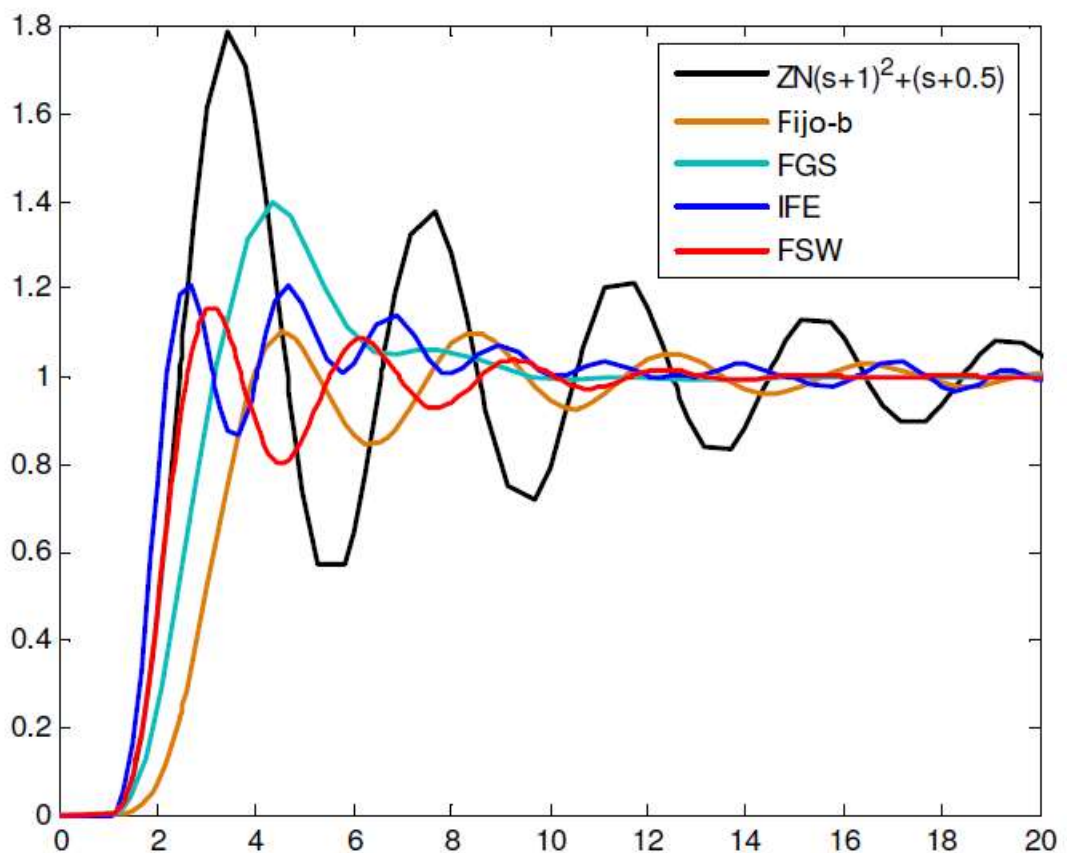


Figura 3. 24: Respuestas de salida para el sistema G1 con cambios de parámetros
Elaborado por: Autor.

En contraste, un controlador convencional depende de los parámetros del sistema. Si los parámetros cambian, entonces se requiere rediseñar el controlador propuesto. Con el control difuso esto no es necesario porque un sistema difuso proporciona robustez del sistema. Mientras crítica el rendimiento del método de ajuste difuso, se debe evaluar la sensibilidad a los cambios en los parámetros del sistema. Asumir el parámetro del sistema; en

este caso, un polo del sistema G_1 cambia debido al efecto de las condiciones de trabajo. En la figura 3.21 se comparan las respuestas de salida.

$$G_1 = \frac{1}{(1+s)^2(s+0.5)}$$

Los resultados de la simulación muestran que los sistemas con mecanismo de ajuste difuso tienen menos sensibilidad a los cambios de parámetros durante el tiempo de funcionamiento. El tiempo de establecimiento, el tiempo de subida y los valores de integral de error absoluto (IAE) son mejores que los de los métodos de ajuste de parámetros fijos. El mecanismo de ajuste difuso no solo mejora el rendimiento de la señal de salida, sino que también proporciona robustez a los sistemas.

3.2.2. Sistema de segundo orden más retardo de tiempo – SOTPD.

Para el sistema G_2 , se compara un sistema difuso sintonizado (tuned) y un sistema controlado por PID convencional. Los resultados de la simulación se muestran en la figura 3.25.

$$G_2(s) = \frac{e^{-0.5s}}{(0.5s+1)(s+1)}$$

Para el sistema $G_2(s)$, el controlador PID sintonizado por el método de ajuste Ziegler-Nichols (ZN), es simulado utilizando los métodos de ponderación de punto de ajuste fijo y difuso. Como resultado, la señal de salida del sistema que se sintoniza mediante un mecanismo difuso que realiza un mejor resultado, tal como se observa en la tabla 3.3.

Tabla 3. 3: Criterios de rendimiento para el sistema G_2

	PID	SW Fijo	FSW difuso
Integral del error absoluto (IAE)	1.48	2.11	1.26
Integral del tiempo por el error absoluto (ITAE)	3.16	5.01	2.75
Integral del error cuadrático (ISE)	1.06	1.53	0.91
Integral del tiempo por el error cuadrático (ITSE)	1.75	3.00	1.41

Elaborado por: Autor.

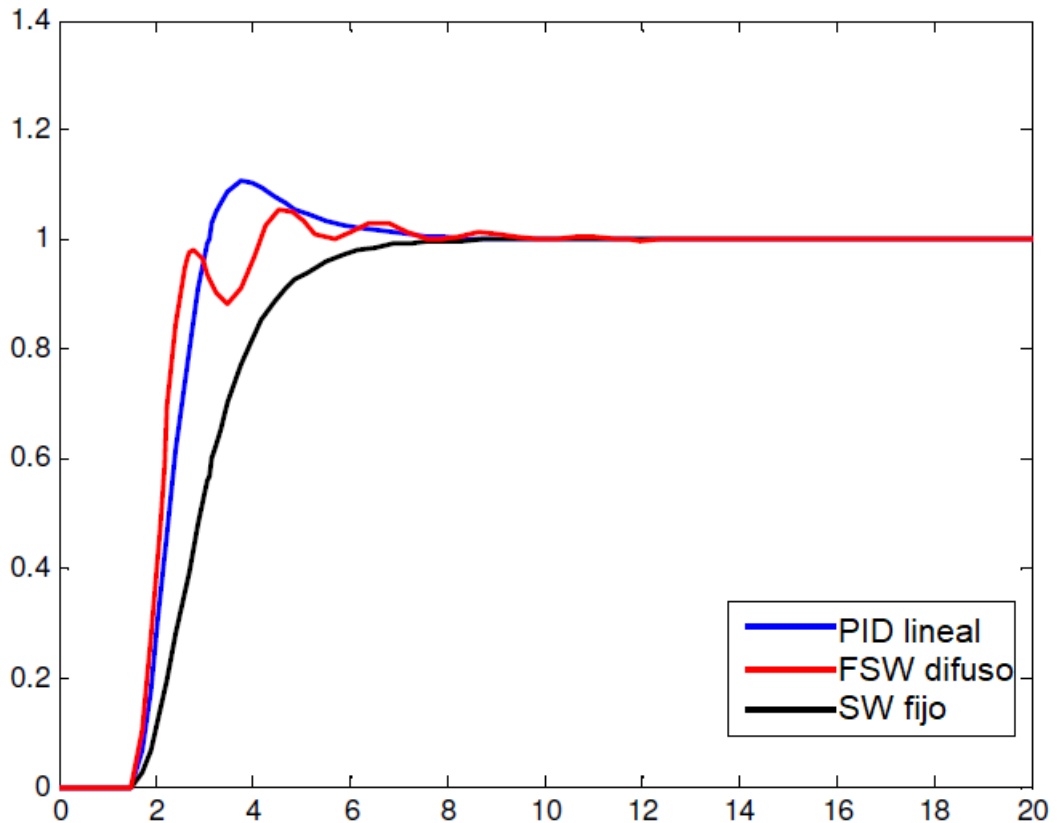


Figura 3. 25: Señal de salida del sistema SOPTD controlada por PID: ponderación de punto de ajuste fijo y mecanismo de ajuste difuso
Elaborado por: Autor.

3.2.3. Planta no lineal.

Estos mecanismos de ajuste difuso se aplican a un sistema no lineal. Se investiga que las ventajas de agregar un supervisor de lógica difusa al controlador PID estándar mejoraría el rendimiento. Asignar la sintonización de parámetros PID es generalmente difícil para los sistemas no lineales. Con la ayuda del mecanismo difuso, se obtiene un mejor rendimiento. A continuación, se describe la ecuación diferencia de segundo orden no lineal que será modelada en Simulink:

$$\frac{d^2y}{dt^2} + \frac{dy}{dt} + \frac{1}{4}y^2 = u(t - L)$$

Los parámetros PID se ajustan por método de prueba y error o se asemejan a un sistema lineal. Los sistemas difusos son independientes de los parámetros de la planta. Por lo tanto, los valores exactos del parámetro PID no son necesarios para obtener un resultado de salida aceptable. Con la

ayuda de la propiedad del mecanismo difuso, incluso las plantas no lineales se pueden controlar con éxito, tal como se muestra en la figura 3.26.

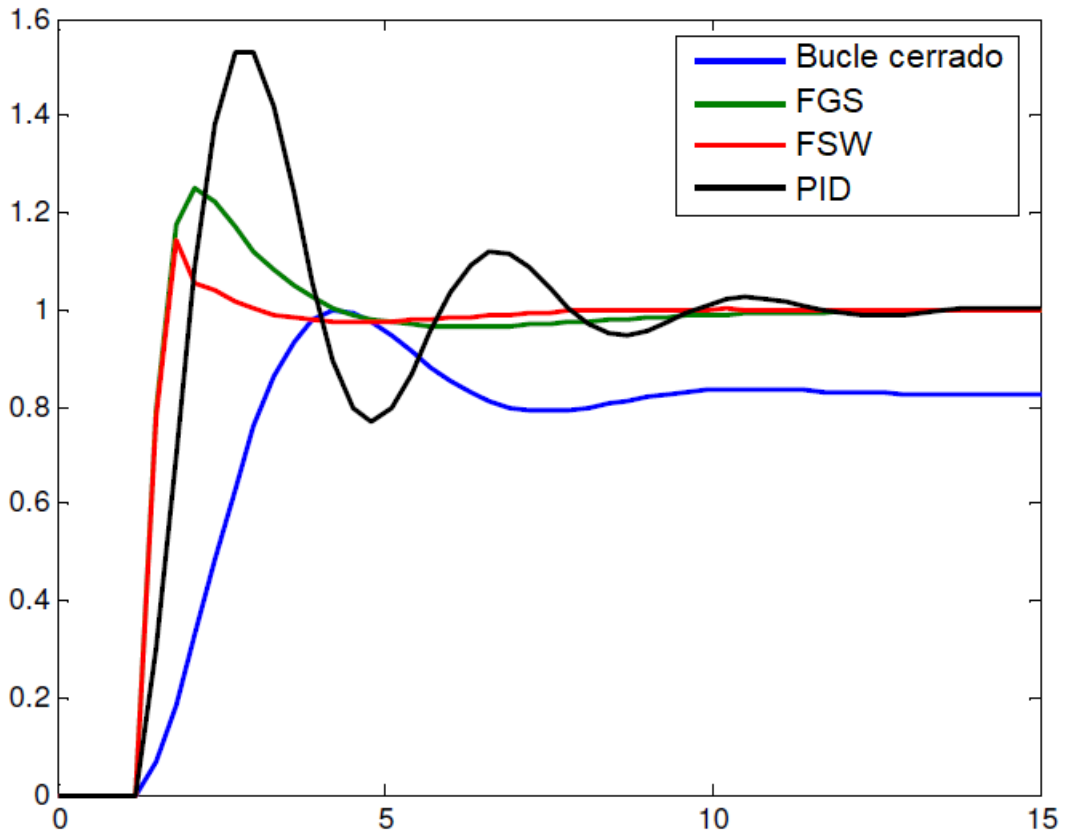


Figura 3. 26: Comparación de las señales de salida del sistema no lineal con el mecanismo de ajuste difuso

Elaborado por: Autor.

3.3. Controladores PID no lineales – NPID.

Después de evaluar el rendimiento de los métodos difusos de autoajuste, se pueden examinar los rendimientos de los controladores PID no lineales. El primer método es el controlador no lineal de Shinsky. La ley de control ya está establecida en el capítulo 2. En las simulaciones se realizan cambiando la constante de no linealidad L . Cuando L se aproxima a 0, el controlador se vuelve altamente no lineal. Cuando L es igual a 1, el controlador se convierte en un controlador PID clásico lineal.

3.3.1. Sistema de tercer orden.

La comparación de las salidas de $G_1(s)$ se ilustran en la figura 3.27.

$$G_1(s) = \frac{1}{(s + 1)^3}$$

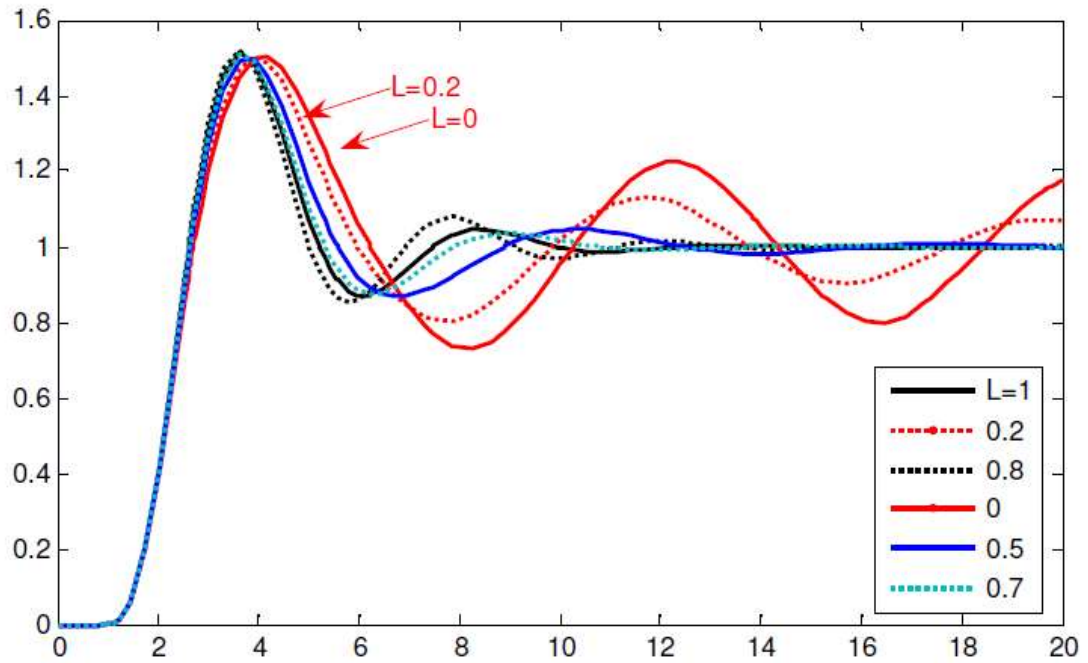


Figura 3. 27: Valores de salida del sistema G_1 para valores incrementales de constante de no linealidad L .

Elaborado por: Autor.

Tabla 3. 4: Criterios de rendimiento para el sistema G_1 de controladores PID no lineales y difusos.

	NPID						FLC		
	ZN	ZN-b	L=0	L=0.2	L=0.5	L=0.7	FGS	IFE	FSW
Integral del error absoluto (IAE)	2.15	1.15	7.29	3.88	2.37	3.88	2.08	1.72	1.26
Integral del tiempo por el error absoluto (ITAE)	7.39	2.19	142.41	41.09	9.52	41.09	6.61	14.55	2.57
Integral del error cuadrático (ISE)	1.15	1.15	2.03	1.36	1.19	1.36	1.23	0.75	0.84
Integral del tiempo por el error cuadrático (ITSE)	2.55	2.19	21.93	4.87	2.84	4.87	2.39	1.44	1.33

Elaborado por: Autor.

Cuando el controlador es altamente no lineal (es decir, $L = 0$), el sistema actúa como salida oscilatoria. El controlador PID no lineal no generó mejores resultados para los sistemas G_1 . Otro método PID no lineal; es el PID no lineal basado en la transformación de norma no lineal (NNTPID), ya descrito en el capítulo 2. Se da una transformación exponencial del error del sistema al sistema como error. En las siguientes simulaciones, se aplica $\alpha = 0.6$ al sistema para formar un controlador NNTPID que tienen los mismos valores para los controladores P, I y D. La diferencia de esta versión mejorada es que el valor α del controlador integral es diferente al de los controladores P y D. α_i ha sido tomado mayor que 1; específicamente $1/0.6$. Las señales de salida se muestran en la figura 3.28.

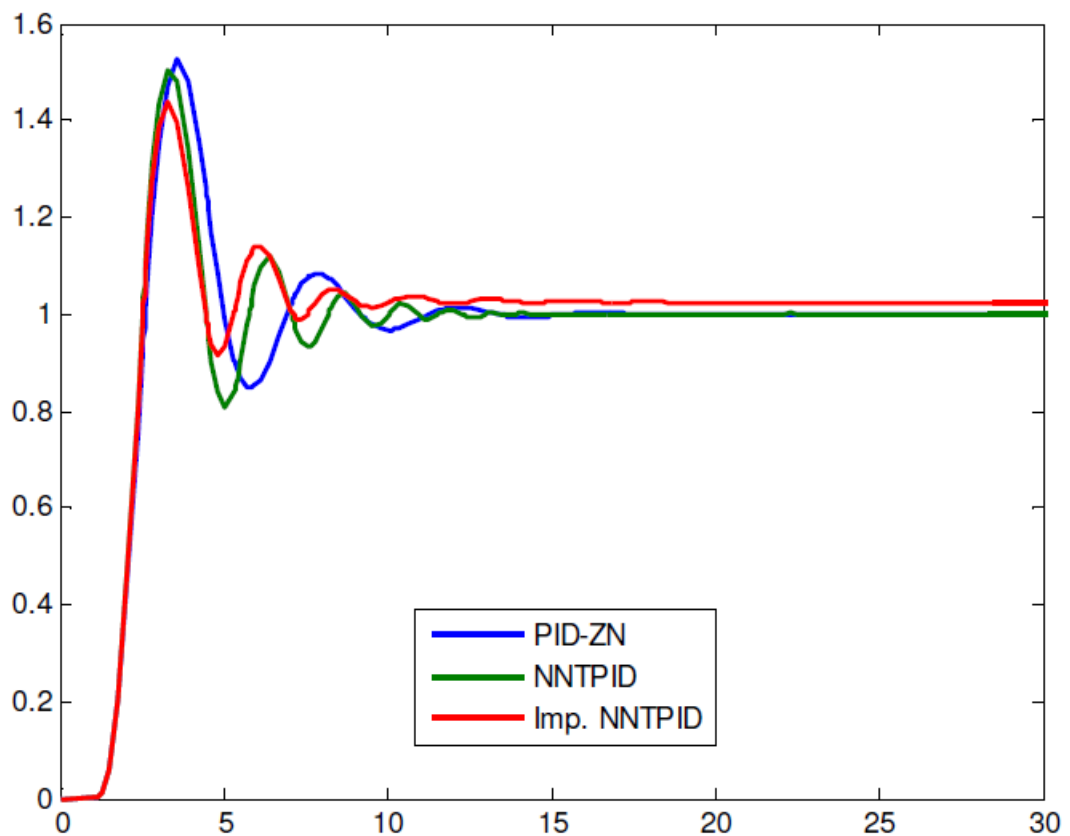


Figura 3. 28: Señales de salida de controladores PID y controlador PID lineal
Elaborado por: Autor.

Al aumentar α_i , la señal de salida es más rápida para converger al valor de referencia, pero el error de salida en estado estable se hace más grande. No hay una mejora obvia en el rendimiento con NNTPID. Por otro lado, el NNTPID mejorado puede reducir el tiempo de subida y el sobreimpulso (overshoot). Se realiza otra modificación al controlador NNTPID. Después de

evaluar los efectos del valor de la norma, se aplicaron distintos valores a diferentes controladores PID (véase la tabla 3.5).

Tabla 3. 5: Criterios de rendimiento para métodos de PID basados en la transformación de norma no lineal.

	PID basado en la transformación de norma no lineal (NNTPID)	Mejoras de NNTPID	Propuesta de NNTPID
Integral del error absoluto (IAE)	2.05	2.62	1.62
Integral del tiempo por el error absoluto (ITAE)	7.12	28.67	5.28
Integral del error cuadrático (ISE)	1.09	1.01	0.94
Integral del tiempo por el error cuadrático (ITSE)	2.33	2.41	1.72

Elaborado por: Autor.

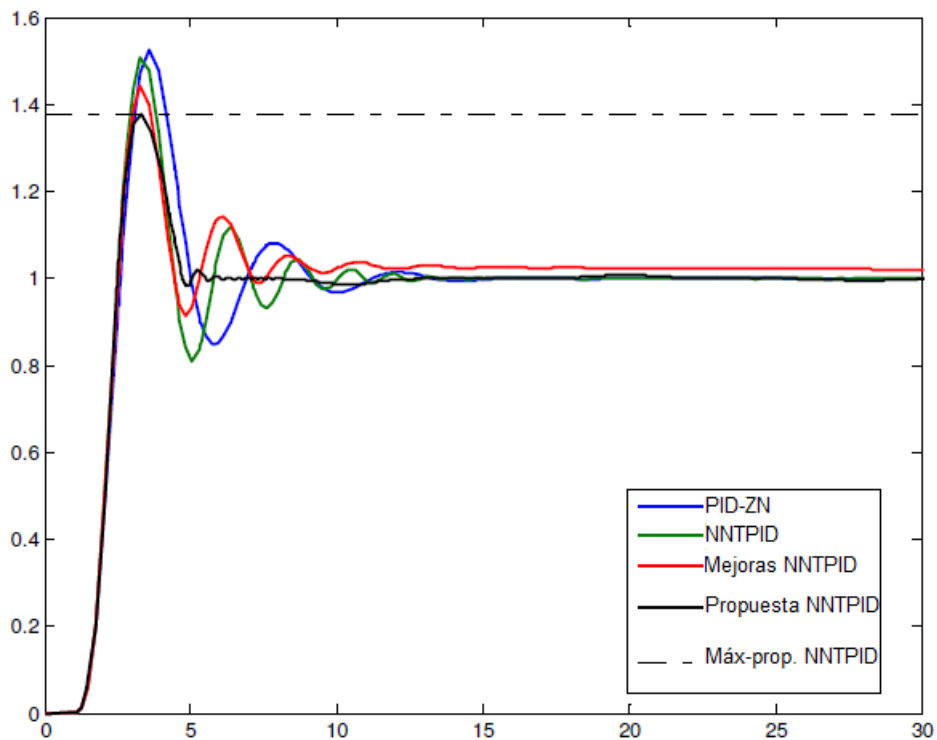


Figura 3. 29: Comparación de las señales de salida derivadas de métodos NNTPID. Elaborado por: Autor.

Por lo tanto, después de varias simulaciones, se logra un mejor rendimiento ajustando la norma como $\alpha_p = 1, \alpha_i = 0.6$ y $\alpha_d = 0.2$ (véase la figura 3.29).

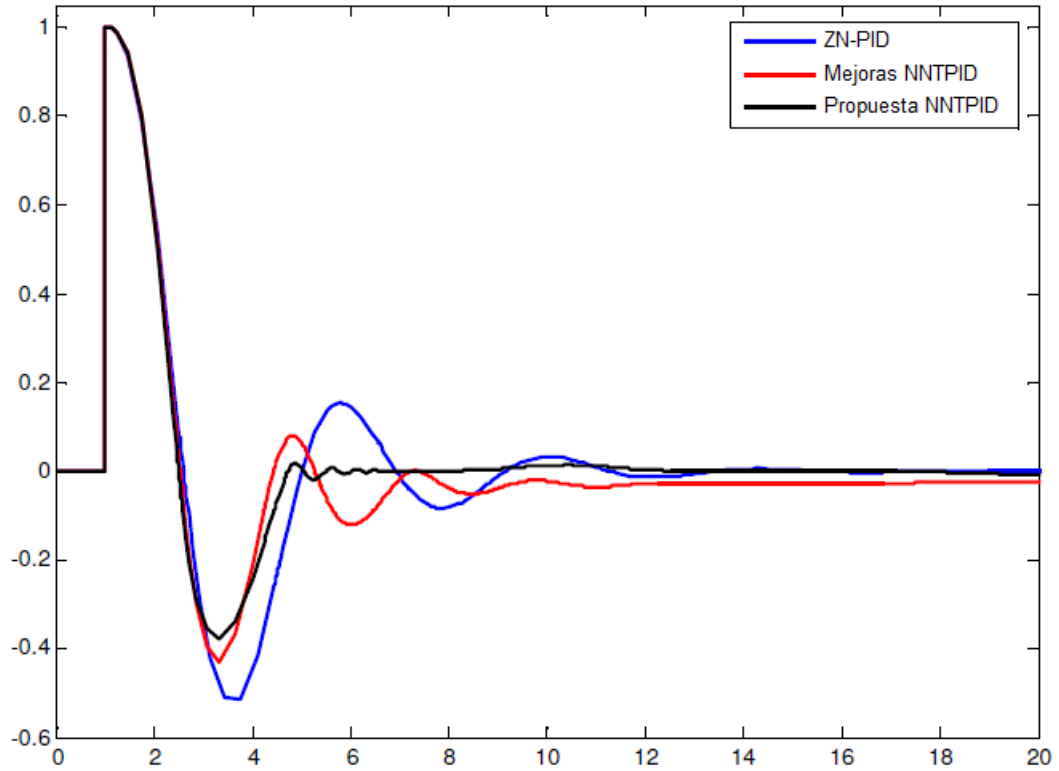


Figura 3. 30: Comparación del error de salida derivado de los métodos NNTPID
Elaborado por: Autor.

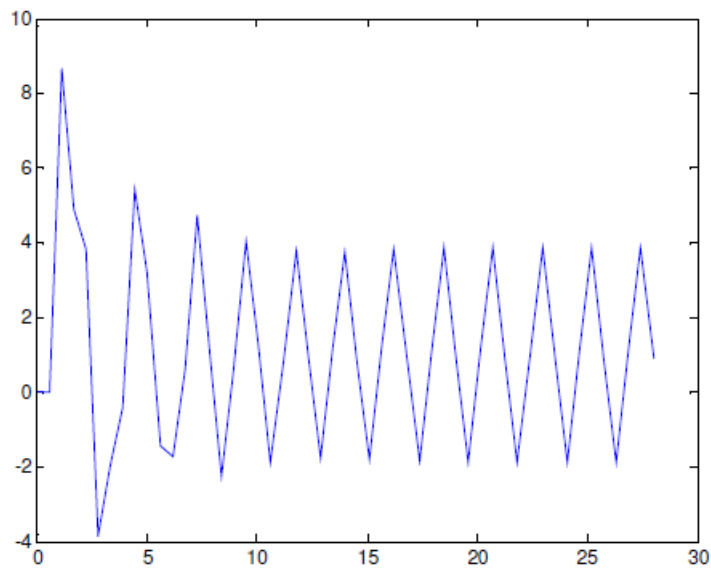


Figura 3. 31: Señal de control del controlador NNTPID
Elaborado por: Autor.

Esta modificación proporciona un mejor rendimiento que los otros dos métodos con respecto al tiempo de aumento, estabilización y exceso de porcentaje y otros criterios de rendimiento. Es decir, el exceso se reduce un 10% y el tiempo de estabilización también disminuye significativamente. Para lograr mejores respuestas de salida, los valores de la norma pueden

cambiarse durante la operación. La figura 3.31 muestra la señal de control del controlador PID basado en la transformación de norma no lineal (NNTPID) normal. La figura 3.32 muestra la señal de control NNTPID mejorada. Finalmente, la figura 3.33 muestra la señal de control NNTPID propuesta.

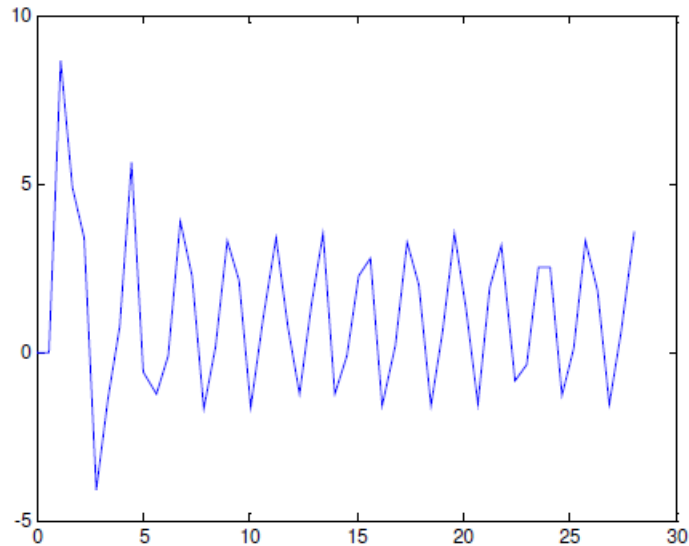


Figura 3. 32: Señal de control del controlador NNTPID mejorado
Elaborado por: Autor.

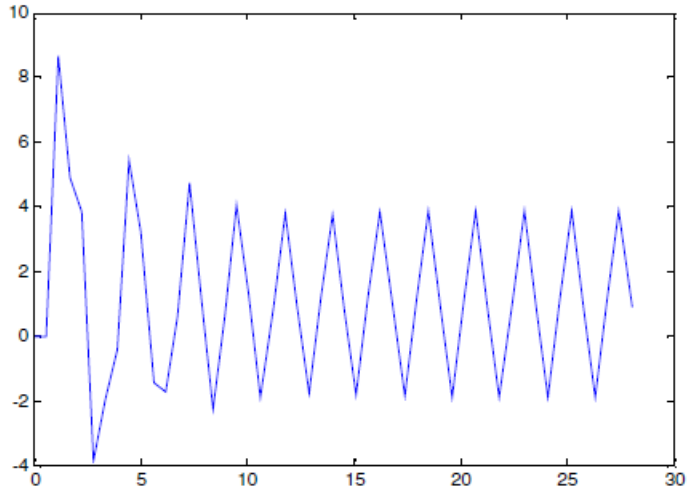


Figura 3. 33: Señal de control del controlador NNTPID propuesto
Elaborado por: Autor.

3.3.2. Sistema de segundo orden más retardo de tiempo – SOTPD.

Los controladores PID no lineales también se implementan en el segundo orden más el sistema de retardo de tiempo $G_2(s)$.

$$G_2(s) = \frac{e^{-0.5s}}{(0.5s + 1)(s + 1)}$$

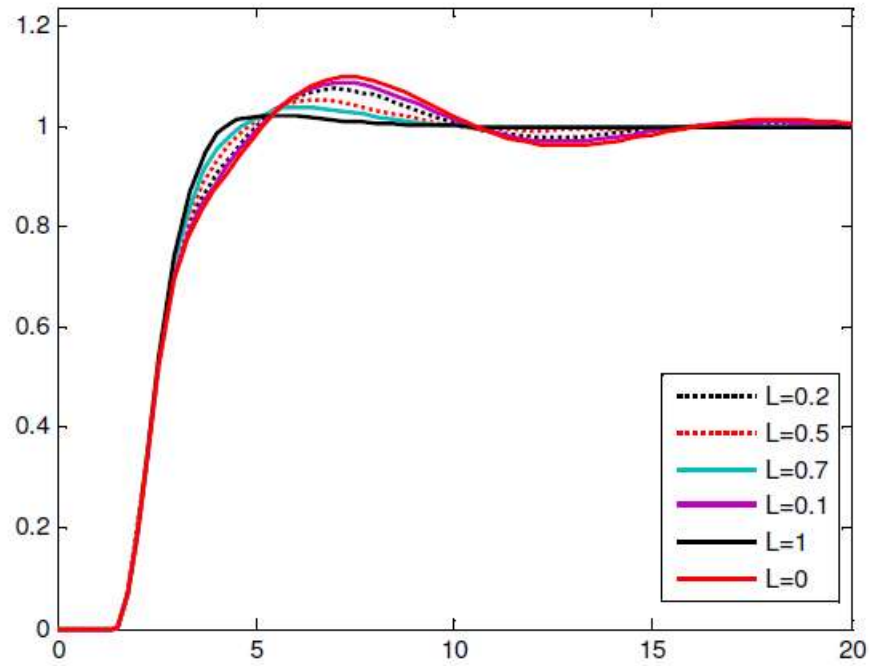


Figura 3. 34: Salidas del sistema controlado por PID no lineal de Shinskey
Elaborado por: Autor.

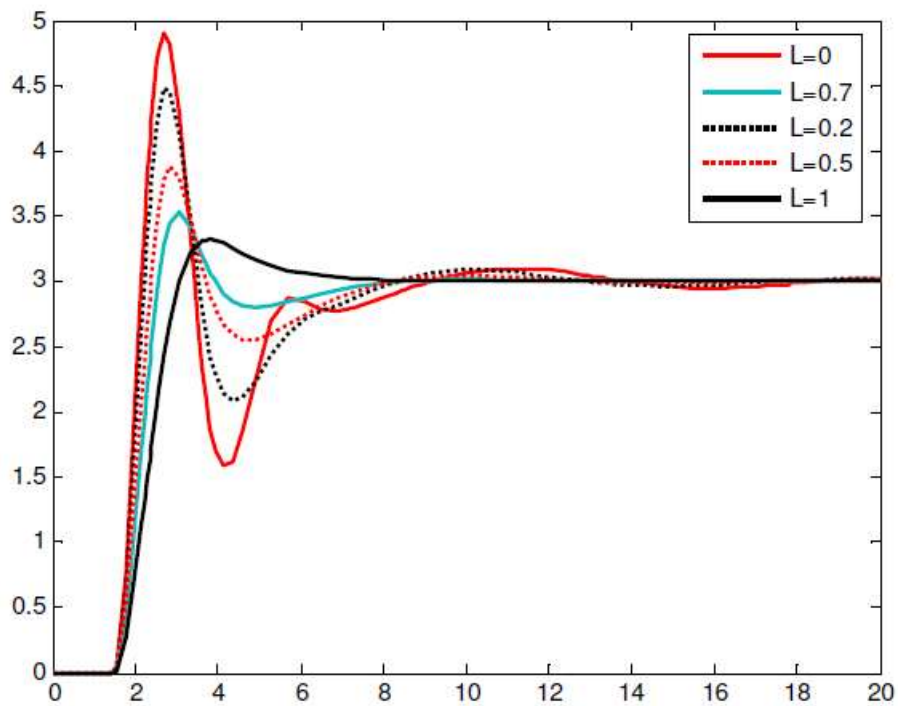


Figura 3. 35: Respuesta de salida para una entrada de paso > 1
Elaborado por: Autor.

El controlador PID altamente no lineal puede causar pequeñas oscilaciones en el sistema, aumentar el tiempo de subida y el tiempo de estabilización. El controlador PID lineal ofrece mejores resultados. Pero para

una entrada de paso superior a 1, cuando el error del sistema es mayor que, debido a la propiedad del controlador de error al cuadrado, el efecto del error es mayor en la ley de control. El controlador se vuelve más sensible al error.

Como resultado, el tiempo de subida resulta ser más corto mientras que el tiempo de asentamiento se hace más largo. Cuando el grado de no linealidad es cercano a 0.7, se puede obtener un resultado óptimo. El grado de no linealidad se puede manipular sobre la acción de control, por lo que se puede lograr una mejor señal de control.

3.3.3. Planta no lineal

El siguiente sistema es un sistema no lineal. El controlador PID no lineal se aplica a la siguiente ecuación diferencial de segundo orden no lineal.

$$\frac{d^2y}{dt^2} + \frac{dy}{dt} + \frac{1}{4}y^2 = u(t - L)$$

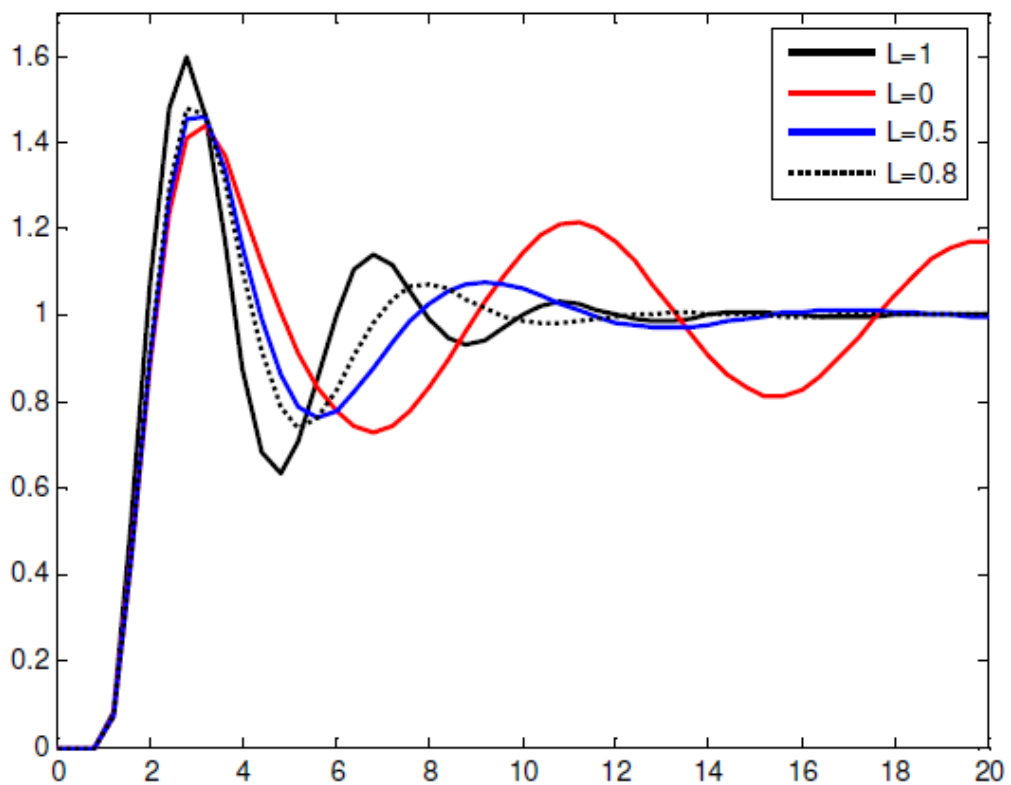


Figura 3. 36: Valores de salida obtenidos mediante el uso del método PID no lineal de Shinskey
Elaborado por: Autor.

Las reglas de control se definen con respecto al efecto de la constante de no linealidad L. Por ejemplo, para valores pequeños de L, el tiempo de

subida es pequeño, por otro lado, el tiempo de establecimiento es más largo. Para valores grandes de L (es decir, cerca de 1) el tiempo de estabilización es más corto, el porcentaje de sobreimpulso es menor. A continuación, se describen unas condiciones del método PID no lineal de Shinskey:

1. Si el error es positivo y el cambio de error es negativo, entonces L es pequeño.
2. Si el error es positivo y el cambio de error es positivo, entonces L es grande.
3. Si el error es negativo y el cambio de error es positivo, entonces L es pequeño.
4. Si el error es negativo y el cambio de error es negativo, entonces L es grande.

Se evalúa la ventaja de los diferentes valores de L en las diferentes etapas de la salida y se asignan las reglas de control, tal como se muestra en la tabla 3.6.

Tabla 3. 6: Base de reglas definida para controlador no lineal.

		Cambio por error		
		N	Z	P
error	N	B	B	S
	Z	B	B	B
	P	S	B	B

Elaborado por: Autor.

Finalmente, se logra una señal de salida óptima (véase la figura 3.37) con respecto al tiempo de subida, el tiempo de estabilización y el sobreimpulso.

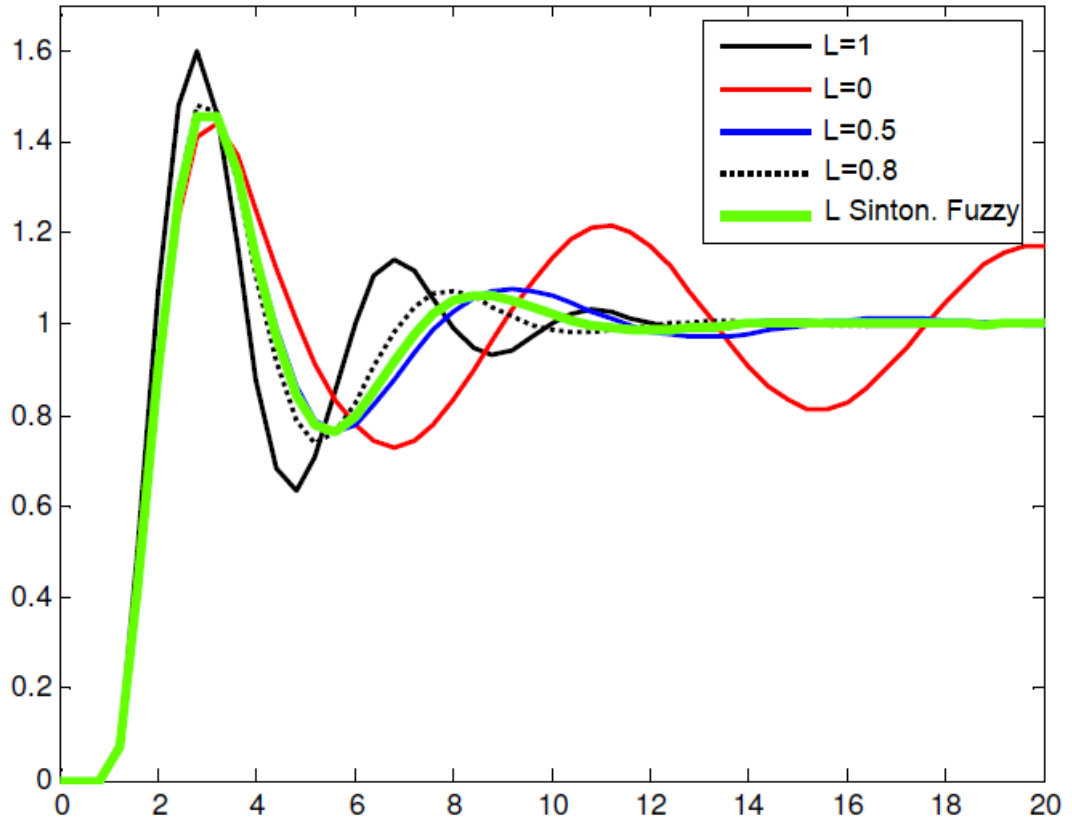


Figura 3. 37: Valores de salida obtenidos mediante el uso del método PID no lineal de Shinsky con valores L sintonizados mediante controlador difuso.

Elaborado por: Autor.

CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

4.1. Conclusiones.

El objetivo de esta tesis es mejorar el rendimiento de los controladores PID convencionales, según la investigación. El primer enfoque es hacer una combinación de control PID convencional y control difuso. El controlador difuso se utiliza para ajustar los controladores PID que ya están especificados por los procedimientos de ajuste clásicos. El segundo enfoque es implementar controladores PID no lineales. Debido a que los controladores difusos tienen propiedades no lineales, se investiga el rendimiento de otros controladores PID no lineales.

Como conclusión, los rendimientos de los controladores PID no lineales están restringidos por los tipos de sistemas. El controlador difuso se puede aplicar a sistemas lineales y no lineales. Aunque se logran algunas mejoras con el controlador PID no lineal, los controladores difusos satisfacen muchos aspectos del rendimiento del control. Los esquemas de control difusos han realizado mejores acciones en todas las condiciones.

La propiedad no lineal y la independencia de los parámetros del sistema hacen que los controladores difusos sean esenciales en aplicaciones industriales. La otra ventaja de los métodos de control difuso es que puede implementarse con bastante facilidad al agregar a los controladores PID de hardware actuales un componente de microprocesador que realiza el cálculo adicional.

4.2. Recomendaciones.

- Incentivar el empleo de herramientas de simulación para modelar sistemas de controladores y que los estudiantes puedan utilizar esto para el desarrollo de futuros trabajos de titulación.
- Diseñar nuevas propuestas de aplicaciones de controladores PID, lógica difusa en sistemas lineales y no lineales empleando herramientas robustas de simulación como LabVIEW y Simulink de MatLab.

Bibliografía

- Åström, K. J., & Hägglund, T. (2001). The future of PID control. *Control Engineering Practice*, 9(11), 1163–1175. [https://doi.org/10.1016/S0967-0661\(01\)00062-4](https://doi.org/10.1016/S0967-0661(01)00062-4)
- Bucz, Š., & Kozáková, A. (2018). Advanced Methods of PID Controller Tuning for Specified Performance. En M. Shamsuzzoha (Ed.), *PID Control for Industrial Processes*. InTech. <https://doi.org/10.5772/intechopen.76069>
- Carrera Soriano, B. J. (2018). *Análisis comparativo del desempeño de controladores PID y Fuzzy para funciones de transferencia de un sistema de nivel de tanques* [Trabajo de Titulación, Universidad Católica de Santiago de Guayaquil]. <http://repositorio.ucsg.edu.ec/handle/3317/10160>
- Hossain, Md. F. (2019). Public transportation systems. En *Sustainable Development for Mass Urbanization* (pp. 77–109). Elsevier. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-817690-0.00007-5>
- Kadu, C. B., & Patil, C. Y. (2016). Design and Implementation of Stable PID Controller for Interacting Level Control System. *Procedia Computer Science*, 79, 737–746. <https://doi.org/10.1016/j.procs.2016.03.097>
- Kumar, A., & Garg, K. K. (2015). Comparison of Ziegler-Nichols, Cohen-Coon and Fuzzy Logic Controllers for Heat Exchanger Model. *International Journal of Science, Engineering and Technology Research*, 4(6), 1917–1920.
- Liu, L., & Zhang, S. (2018). Robust Fractional-Order PID Controller Tuning Based on Bode's Optimal Loop Shaping. *Complexity*, 2018, 1–14. <https://doi.org/10.1155/2018/6570560>

- Malwatkar, G. M., Khandekar, A. A., & Nikam, S. D. (2011). PID controllers for higher order systems based on maximum sensitivity function. *2011 3rd International Conference on Electronics Computer Technology*, 259–263. <https://doi.org/10.1109/ICECTECH.2011.5941601>
- Morilla García, F. (2020). *Controladores PID* [Material Didáctico]. Material Didáctico (Libros, Textos, Presentaciones y Herramientas). http://www.dia.uned.es/~fmorilla/fmg_material_didactico.html
- O'Dwyer, A. (2006). *Handbook of PI and PID controller tuning rules* (2nd ed). Imperial College Press; Distributed by World Scientific Pub.
- Singhala, P., Shah, D. N., & Patel, B. (2014). Temperature Control using Fuzzy Logic. *International Journal of Instrumentation and Control Systems*, 4(1), 1–10.
- Wu, H., Su, W., & Liu, Z. (2014). PID controllers: Design and tuning methods. *2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 808–813. <https://doi.org/10.1109/ICIEA.2014.6931273>



DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **García Medina, Melissa Fernanda** con C.C: # 070588334-6 autor del Trabajo de Titulación: **Análisis comparativo de parámetros PID mediante controladores de lógica difusa y no lineales usando Simulink/MatLab** previo a la obtención del título de **INGENIERA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y AUTOMATISMO** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 27 de Febrero del 2020

f. _____

Nombre: García Medina, Melissa Fernanda

C.C: 070588334-6



Presidencia
de la República
del Ecuador



Plan Nacional
de Ciencia, Tecnología,
Innovación y Saberes



SENESCYT
Secretaría Nacional de Educación Superior,
Ciencia, Tecnología e Innovación

REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	Análisis comparativo de parámetros PID mediante controladores de lógica difusa y no lineal usando Simulink/MatLab.		
AUTOR(ES)	García Medina, Melissa Fernanda		
REVISOR(ES)/TUTOR(ES)	M. Sc. Philco Asqui, Luis Orlando		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo		
CARRERA:	Ingeniería Electrónica en Control y Automatismo		
TÍTULO OBTENIDO:	Ingeniera Electrónica en Control y Automatismo		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	27 de febrero del 2020	No. DE PÁGINAS:	52
ÁREAS TEMÁTICAS:	Sistema de Control, Teoría de Control		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	CONTROLADORES, LÓGICA, NO LINEAL, DIFUSO, AJUSTES, MÉTODOS.		

RESUMEN/ABSTRACT:

El presente trabajo de titulación realiza el Análisis comparativo de parámetros PID mediante controladores de lógica difusa y no lineales usando la plataforma de simulación Simulink/MatLab. En el primer capítulo se muestran las generalidades del presente trabajo enfocado en controladores proporcional-integral-derivado llamado PID. En el segundo capítulo se enfoca en la descripción general del marco teórico de los controladores PID. La parte medular del presente trabajo ocurre en el capítulo 3. Aquí se desarrollaron tres escenarios, en el primer escenario se analiza los métodos de ajuste clásicos y los métodos PID de ajuste difuso. En el segundo escenario se presenta los controladores PID no lineales y los compara con el controlador PID convencional. Y finalmente, en el tercer escenario se compara el rendimiento de los métodos de ajuste difusos y los controladores PID no lineales con los métodos de ajuste de parámetros clásicos. Además, se evalúa la robustez de estos métodos.

ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: +593968854429	E-mail: fernandameli_1234@hotmail.com
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN:	Nombre: Mendoza Merchán, Eduardo Vicente	
COORDINADOR DEL PROCESO DE UTE	Teléfono: +593-9-85086815	
	E-mail: eduardo.mendoza@cu.ucsg.edu.ec	

SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA

Nº. DE REGISTRO (en base a datos):	
Nº. DE CLASIFICACIÓN:	
DIRECCIÓN URL (tesis en la web):	