



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO

COMPARACIÓN DEL RENDIMIENTO ENTRE LOS REGULADORES P+I INCREMENTAL, FUZZY MAMDANI INCREMENTAL Y CONTROL DE MODELO INTERNO PARA EL MANDO DE UNA PLANTA QUANSER

MARCO ANTONIO SÁNCHEZ REINOSO

Trabajo de Titulación modalidad: Proyectos de Investigación y Desarrollo, presentado ante el Instituto de Posgrado y Educación Continua de la ESPOCH como requisito parcial para la obtención del grado de:

**MAGÍSTER EN SISTEMAS DE CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN
INDUSTRIAL**

Riobamba-Ecuador
Mayo 2019



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO

CERTIFICACIÓN:

EL TRIBUNAL DEL TRABAJO DE TITULACIÓN CERTIFICA QUE:

El trabajo de titulación modalidad proyectos de Investigación y Desarrollo, titulado: “COMPARACIÓN DEL RENDIMIENTO ENTRE LOS REGULADORES P+I INCREMENTAL, FUZZY MAMDANI INCREMENTAL Y CONTROL DE MODELO INTERNO PARA EL MANDO DE UNA PLANTA QUANSER”, de responsabilidad del señor Marco Antonio Sánchez, ha sido prolijamente revisado y se autoriza su presentación.

Dr. Juan Vargas Guambo MSc.

PRESIDENTE

Ing. Jhony Calderón Carrillo MSc.

DIRECTOR

Ing. Milton del Hierro Mosquera MSc.

MIEMBRO

Ing. Rita León Pérez MSc.

MIEMBRO

Riobamba, Mayo de 2019

DERECHOS INTELECTUALES

Yo, MARCO ANTONIO SÁNCHEZ REINOSO, declaro que soy responsable de las ideas, doctrinas y resultados expuestos en el presente Trabajo de Titulación modalidad Proyectos de Investigación y Desarrollo, y que el patrimonio intelectual generado por la misma pertenece exclusivamente a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo.

MARCO ANTONIO SÁNCHEZ REINOSO

No. Cédula: 180367560-0

©2019, Marco Antonio Sánchez Reinoso

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento, siempre y cuando se reconozca el Derecho de Autor.

DECLARACIÓN DE AUTENTICIDAD

Yo, Marco Antonio Sánchez Reinoso, declaro que el presente proyecto de investigación, es de mi autoría y que los resultados del mismo son auténticos y originales. Los textos constantes en el documento que provienen de otras fuentes están debidamente citados y referenciados.

Como autor, asumo la responsabilidad legal y académica de los contenidos de este Trabajo de Titulación de Maestría.

MARCO ANTONIO SÁNCHEZ REINOSO

No. Cédula: 180367560-0

DEDICATORIA

La presente Tesis la dedico a mis amados padres: Ángel y Fanny, porque ellos han sido un pilar fundamental en mi formación como profesional, por brindándome su apoyo, consejos, oportunidades y recursos para lograrlo, a mi hermanita Maricela y mi sobrinita Ángeles por sus palabras de entusiasmo y aliento, por brindándome su amor, paciencia y comprensión, y por último a esos verdaderos amigos con los que compartimos gratos momentos.

Marco

AGRADECIMIENTO

Desde el fondo de mi corazón gracias Dios por tu amor y fidelidad, por estar siempre conmigo cuidando mis pasos, por darme sabiduría, salud y fortaleza, por haber permitido terminar mi carrera y que este logro es gracias a tu voluntad.

A mis padres por su voz de aliento, apoyo incondicional durante esta etapa de mi vida, por ser los principales promotores de mis sueños, gracias a ellos por cada día confiar y creer en mí y en mis expectativas, los amo.

A mi hermanita y sobrina por su muestra de amor y comprensión, gracias a sus aportes, a su inmensa bondad y apoyo, lo complicado de lograr esta meta se ha notado menos.

Gracias a mi tutor y asesores de Tesis: Ing. Jhony Calderón MSc, Ing. Paola León MSc, e Ing. Milton del Hierro MSc, por la orientación, ayuda, apoyo y amistad para la culminación de este proyecto de Tesis en un tiempo muy corto.

Gracias Williams y Andrés por su ayuda misma que fue de mucha importancia dentro de la realización del tema de Tesis.

No podía faltar también mi agradecimiento sincero a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, al Instituto de Posgrado y Educación Continua, por abrirme las puertas para así Yo poder capacitarme en sus aulas, mismas que han sido testigos de horas de trabajo incansable

Marco

ÍNDICE DE CONTENIDO

	Paginas
RESUMEN	xvi
SUMMARY	xvii
 CAPÍTULO I	
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 Situación Problemática	1
1.2 Formulación del Problema	2
1.3 Justificación de la Investigación	2
1.4 Objetivos de la Investigación	3
<i>1.4.1 Objetivo General</i>	3
<i>1.4.2 Objetivos Específicos</i>	3
1.5 Hipótesis	3
 CAPÍTULO II	
2. MARCO TEÓRICO	4
2.1 Antecedentes del Problema	4
2.2 Controlador PI Incremental	5
<i>2.2.1 Definición y estructura del Controlador PI</i>	5
<i>2.2.2 Sintonización para un Controlador PI</i>	6
<i>2.2.3 Discretización por aproximación</i>	8
<i>2.2.4 Modo Incremental del Controlador PI</i>	10
2.3 Controlador Mamdani Fuzzy	11

2.3.1	<i>Sistemas de Inferencia Difusa</i>	11
2.3.2	<i>Control Fuzzy tipo Mamdani</i>	12
2.3.3	<i>Categorización de Controladores Difusos</i>	14
2.4	Controlador IMC	16
2.4.1	<i>Modelo Inverso</i>	17
2.4.2	<i>Factorización All-Pass</i>	18
2.5	Criterios Integrales del error	19
2.5.1	<i>Integral de Error Absoluto - IAE</i>	20
2.5.2	<i>Integral de Error Cuadrático - ISE</i>	20
2.5.3	<i>Integral del Tiempo por el Error Absoluto - ITAE</i>	20
2.5.4	<i>Integral del Tiempo por el Error Cuadrático - ITSE</i>	20

CAPÍTULO III

3.	METODOLOGÍA DE LA INVESTIGACIÓN	21
3.1	Función de transferencia de la planta “QUANSER”	21
3.2	Diseño del Controlador Proporcional Integral Incremental	21
3.2.1	<i>Métodos de Ziegler-Nichols para Sintonización del Controladores P+I</i>	23
3.2.2	<i>Métodos por síntesis del controlador</i>	24
3.2.3	<i>Sintonización con el lugar geométrico de las raíces “LGR “</i>	27
3.2.4	<i>Implementación del Controlador Proporcional Integral incremental.</i>	32
3.3	Diseño del Controlador Fuzzy Mamdani Incremental	34
3.4	Implementación del Controlador Fuzzy Mamdani Incremental	37
3.5	Diseño del Controlador Basado en el Modelo Interno - IMC	40
3.6	Implementación del Controlador Basado en el Modelo Interno - IMC	44

CAPÍTULO IV

4.	RESULTADOS Y DISCUSIÓN	49
4.1	Análisis de Resultados del Controlador PI Incremental	49
<i>4.1.1</i>	<i>Respuesta de la planta con el control PI ante una entrada escalón</i>	<i>49</i>
<i>4.1.2</i>	<i>Respuesta de la planta con el control PI ante presencia de ruido</i>	<i>50</i>
<i>4.1.3</i>	<i>Respuesta de la planta con control PI ante una perturbación</i>	<i>51</i>
4.2	Análisis de Resultados del Controlador por Modelo Interno	51
<i>4.2.1</i>	<i>Respuesta de la planta con control IMC a una entrada escalón</i>	<i>52</i>
<i>4.2.2</i>	<i>Respuesta de la planta con control IMC ante presencia de ruido</i>	<i>52</i>
<i>4.2.3</i>	<i>Respuesta de la planta con control IMC ante una perturbación</i>	<i>53</i>
4.3	Análisis de Resultados del Controlador Fuzzy Mamdani.....	54
<i>4.3.1</i>	<i>Respuesta de la planta con control Fuzzy a una entrada escalón</i>	<i>54</i>
<i>4.3.2</i>	<i>Respuesta de la planta con control Fuzzy ante presencia de ruido</i>	<i>54</i>
<i>4.3.3</i>	<i>Respuesta de la planta con control Fuzzy ante una perturbación</i>	<i>55</i>
4.4	Comprobación de la Hipótesis	58
<i>4.4.1</i>	<i>Distribución T de Student</i>	<i>58</i>
	CONCLUSIONES	61
	RECOMENDACIONES	62
	BIBLIOGRAFÍA	
	ANEXOS	

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1-2: Valores de sintonización respuesta al escalón.	7
Tabla 2-2: Valores de sintonización para la respuesta en frecuencia.	7
Tabla 2-4: Muestras de los Controladores para la Distribución T de Student.....	59
Tabla 3-4: Distribución T de Student para las muestras de los Controladores.....	59

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1- 2: Diagrama de bloques para un control PI.	6
Figura 2-2: Bloque de un PI incremental.	11
Figura 3- 2: Generalidades de un sistema de inferencia difusa “Temperatura”.	11
Figura 4- 2: Operaciones lógicas de conjuntos difusos.	12
Figura 5- 2: Esquema de un controlador Fuzzy.....	13
Figura 6- 2: Proceso de inferencia Fuzzy.	13
Figura 7- 2: Ilustración de cuatro reglas difusas para abarcar todas las situaciones posibles	16
Figura 8- 2: Estructura de control por modelo interno.	17
Figura 9- 2: Polos parte invertible y no invertibles.	18
Figura 1- 3: Ley de control discreta	22
Figura 2- 3: PI discreto en Simulink.....	22
Figura 3- 3: Curva de reacción de $G(s)$ en lazo abierto.....	23
Figura 4- 3: Sintonización por método de Ziegler-Nichols en lazo cerrado.	24
Figura 5- 3: Estructura en lazo cerrado.	25
Figura 6- 3: Sintonización por Síntesis del controlador.	26
Figura 7- 3: Lugar Geométrico de las raíces de la planta Quanser.	27
Figura 8- 3: K_i con el LGR.....	29
Figura 9- 3: Respuesta en el tiempo del PI.....	30
Figura 10- 3: Comparación de respuestas en el tiempo del PI , Integral y síntesis del controlador.....	31
Figura 11- 3: Sintonización del PI discreto en Simulink.....	32
Figura 12- 3: PI incremental en LabView.	33

Figura 13- 3: Respuesta en el tiempo del PI-Incremental en LabView.....	34
Figura 14- 3: Funciones de membresía para error y tasa de cambio del error – clase 1. ...	35
Figura 15- 3: Base de reglas para la inferencia fuzzy – clase 1.	36
Figura 16- 3: Simulación del fuzzy Mamdani – clase 1 Incremental.....	37
Figura 17- 3: Primer frame - Inicio de programación.....	38
Figura 18- 3: LabView Fuzzy System Designer Mamdani – clase 1 Incremental.....	38
Figura 19- 3: Segundo frame – Controlador Mamdani – clase 1 Incremental	39
Figura 20- 3: Cierre de comunicación con Arduino.	39
Figura 21- 3: Respuesta en el tiempo del controlador fuzzy-Mamdani incremental.	40
Figura 22- 3: Estructura del IMC para la planta Quanser.....	41
Figura 23- 3: Estructura IMC con filtro pasa bajo de la planta Quanser.....	41
Figura 24- 3: Estructura IMC con filtro pasa bajo de la planta Quanser.....	42
Figura 25- 3: Estructura IMC con un lazo de realimentación.	43
Figura 26- 3: Controlador IMC discreto con un lazo de realimentación.....	44
Figura 27- 3: Controlador IMC con ecuaciones en diferencias.....	46
Figura 28- 3: Implementación en LabView-MyRio v.16 del Controlador IMC.....	47
Figura 29- 3: Respuesta en el tiempo de la Implementación en LabView-MyRio v.16 del Controlador IMC.....	48
Figura 1- 4: Respuesta de la planta con control PI a una entrada escalón.....	50
Figura 2- 4: Respuesta de la planta con el control PI ante presencia de ruido.	50
Figura 3- 4: Respuesta de la planta con control PI ante una perturbación.	51
Figura 4- 4: Respuesta de la planta con control IMC a una entrada escalón.....	52
Figura 27- 3: Respuesta de la planta con control IMC ante presencia de ruido.	53
Figura 6- 4: Respuesta de la planta con control IMC ante una perturbación.	53
Figura 7- 4: Respuesta de la planta con control Fuzzy a una entrada escalón.	54

Figura 8- 4: Respuesta de la planta con control Fuzzy ante presencia de ruido.....	55
Figura 9- 4: Respuesta de la planta con control Fuzzy ante una perturbación.	55
Figura 10- 4: Gráfico de barras del tiempo de estabilización de los Controladores.....	57
Figura 11- 4: Gráfico de barras del criterio integral del cuadrado del error.	57

INDICE DE ABREVIATURAS

FIS: Sistema de Inferencia Difusa (Fuzzy Inference System)

IAE: Integral del Error Absoluto (Integral Absolute Error)

ISE: Integral del Error Cuadrático (Integral Squared Error)

J: función de costo

Kd: Constante Derivativa

Ki: Constante Integral

Kp: Constante Proporcional

NI: National Instrument

PD: Proporcional Derivativo

PI: Proporcional Integral

PID: Proporcional, Integral y Derivativo

RN: Red Neuronal

RND: Red Neuronal Difusa

Td: Tiempo derivativo

Ti: Tiempo Integral

TSK: Takagi Sugeno Kang

VTOL: Vuelo y aterrizaje vertical (Vertical Take-Off and Landing)

IMC: Control por Modelo Interno (Internal Model Control)

LGR: Lugar geométrico de las raíces.

RESUMEN

Se desarrollo el diseño de tres reguladores, para el control de una planta de vuelo vertical de National Instrument, a través de controladores denominados P+I Incremental, Fuzzy Mamdani Incremental y el controlador basado en el modelo interno de la planta (IMC). La misma que contaron con las siguientes actividades. Primero se realizó la modelación de la planta Quanser a través de la respuesta del sistema ante una entrada escalón, llegando a obtener una función de transferencia de segundo orden, que posteriormente fue ajustada por medio de la técnica del gradiente decreciente. continuamente se diseñó un controlador clásico para visualizar el comportamiento y la estabilización de la planta, antes de su implementación se simulo el sistema con los diferentes controladores para verificar el comportamiento de la planta Quanser durante su estabilización, para lo cual se programó los algoritmos de control en el software Labiew, la misma que se encargó de enviar a través de un puerto serial Arduino y este se encargó de recibir la información de PWM y transmitirlo al driver del motor de la planta Quanser, el lazo se cerró únicamente cuando el sensor de la posición angular envió a la tarjeta de adquisición de datos y este envió de regreso la información a la computadora. Los resultados obtenidos fueron evaluados mediante el criterio integral del cuadrado de error y comparados entre sí; se concluye que el control basado en el modelo interno requiere de menor tiempo de estabilización, al compararlo con el control proporcional integral incremental y con el control Fuzzy Mamdani Incremental. A lo que se recomienda, tener en cuenta la estructura de cada uno de los controladores para su diseño.

Palabras claves: <TECNOLOGÍA Y CIENCIAS DE LA INGENIERÍA>, <CONTROL AUTOMÁTICO>, <PLANTA QUANSER>, <CONTROL PROPORCIONAL INETGRAL>, <CONTROL FUZZY MAMDANI INCREMENTAL>, <CONTROL DE MODELO INTERNO> <ALGORITMOS DE CONTROL>, <PUERTO SERIAL ARDUINO>, <ADQUISICIÓN DE DATOS>, <TIEMPO DE ESTABILIZACIÓN>.

ABSTRACT

The design of three regulators was developed for the control of a National Instrument vertical flight plant, through controllers called P+I Incremental, Fuzzy Mamdani Incremental and the controller based on the internal model of the plant (IMC). The same that had the following activities. First, the modelling of the Quanser plant was performed through the response of the system to a step input, obtaining a second order transfer function, which was subsequently adjusted by means of the decreasing gradient technique. A classic controller was continuously designed to visualize the behaviour and stabilization of the plant, before its implementation the system was simulated with the different controllers to verify the behaviour of the Quanser plant during its stabilization, for which the control algorithms were programmed in the Labview software, the same one that was in charge of sending through an Arduino serial port and this was in charge of receiving the PWM information and transmitting it to the driver of the Quanser plant motor, the loop was closed only when the sensor of the angular position sent to the data acquisition card and this sent back the information to the computer. The results obtained were evaluated by the integral criterion of the error square and compared to each other; it is concluded that the control based on the internal model requires a shorter stabilization time, when compared with the incremental integral proportional control and with the Fuzzy Mamdani Incremental control. To which it is recommended, take into account the structure of each of the controllers for its design.

Key words: <TECHNOLOGY AND ENGINEERING SCIENCES>, <AUTOMATIC CONTROL>, <QUANSER PLANT>, <INTEGRAL PROPORTIONAL CONTROL>, <MAMDANI INCREMENTAL FUZZY CONTROL>, <INTERNAL MODEL CONTROL>, <CONTROL ALGORITHMS>, <ARDUINO SERIAL PORT>, <DATA ACQUISITION>, <STABILIZATION TIME>.

CAPÍTULO I

1. INTRODUCCIÓN

1.1 Situación Problemática

En la actualidad se conocen diferentes estrategias de control, tanto convencional como inteligente, para el diseño de controladores para plantas, pero en la industria ecuatoriana no es muy común encontrarse con reguladores que permitan optimizar los procesos.

La sintonización de los diferentes controladores convencionales se ha vuelto un gran reto para lograr un mejor control en los procesos a realizar. Dependiendo del tipo de regulador nace el número de parámetros a identificar, mientras menos sean presentaría una mayor facilidad de manejo.

A pesar que los controladores que se desean evaluar en el presente trabajo de titulación surgieron hace décadas atrás, no es muy conocido la aplicación de los mismos o al menos no se analizan comúnmente. Por lo general, cuando se diseña un controlador para el manejo de una planta no se abre la posibilidad de probar otros modelos para evaluarlos y verificar cual responde de mejor manera.

Debido a la complejidad del diseño de controladores, hoy en día se opta por el camino de adquirir drivers que manejan los actuadores de una planta, donde internamente vienen incorporados los reguladores y el usuario se limita únicamente en enviar los datos de referencia y desconoce el trabajo que realiza dicho dispositivo. Convirtiéndose en consumistas y volviéndose dependiente a estos equipos para realizar un proceso.

La falta de implementación de controladores se debe también a que no se tiene muy claro la metodología para desarrollar el algoritmo de control y es por esa razón que muchos de los modelos de reguladores solo se llegan a simularlos.

1.2 Formulación del Problema

El tiempo de estabilización de la planta Quanser sintonizado con controladores clásicos demarcan sobrepaso al momento de tratar de reducir el mismo; lo que se busca es reducir el tiempo de estabilización mitigando el sobrepaso, mediante técnicas avanzadas de control y evaluar su desempeño con el criterio integral del error.

1.3 Justificación de la Investigación

De acuerdo con la problemática expuesta anteriormente y la complejidad de los procesos conjuntamente con su dinámica que presentan, se necesita tener nuevos y mejores enfoques de control en relación a los que se utilizan comúnmente. Pensar en la posibilidad de incluir nuevos conceptos de controladores para verificar cual es el mejor para la planta objeto de estudio.

Otro de los motivos de la falta de aplicación de los sistemas de control en la industria es porque no se puede experimentar en grandes maquinarias y la falta de conocimiento. Por esta razón, la empresa National Instrument presenta diferentes tipos de plantas para que los investigadores puedan experimentar los diferentes modelos de reguladores y poder más adelante probarlos en campo luego de su respectivo análisis.

El presente trabajo de titulación pretende dar a conocer la metodología que se necesita para la implementación de los algoritmos de control del P+I Incremental, Fuzzy Incremental e IMC2 en un lenguaje de programación para el funcionamiento de una planta Quanser de National Instrument.

¹ P+I → Proporcional Incremental

² IMC → Control de Modelo Interno.

1.4 Objetivos de la Investigación

1.4.1 Objetivo General

Comparar el rendimiento entre los Reguladores P+I Incremental, Fuzzy Mamdani Incremental y Control por Modelo Interno para el mando de una planta Quanser.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Analizar las estructuras de cada uno de los Reguladores P+I Incremental, Fuzzy Mamdani Incremental e IMC para el control de una planta Quanser de la National Instrument.
- Implementar el modelo correspondiente para cada uno de los reguladores antes mencionados en base a su estructura de control.
- Evaluar el desempeño de los controladores en base al tiempo de estabilización, estableciendo una función de costo tomando en cuenta el criterio integral del error.

1.5 Hipótesis

Los modelos de control propuestos (P+I Incremental, Fuzzy Mamdani Incremental y el Control por Modelo Interno-IMC) para el control de una planta Quanser permitirán tener un menor tiempo de estabilización en relación con el controlador neurodifuso adaptativo.

CAPÍTULO II

2. MARCO TEÓRICO

2.1 Antecedentes del Problema

En Budapest realizaron un estudio de investigación por Zhang denominado como “Structural Research of Fuzzy PID Controllers” donde se analiza el comportamiento del controlador ante problemas no lineales obteniéndose una mayor estabilidad y tiempo de respuesta, además se detalla los métodos para la auto sintonía de los controladores utilizando reglas difusas. Se concluye que los controladores Fuzzy-PID tienen buen rendimiento en aplicaciones de sistemas de control de temperatura, nivel de líquidos, sistemas de control de motores, sistemas de control de robots. (Zhang, Yu, & Qi, 2005)

El autor Gowthaman en la India realizó un estudio denominado “Performance Analysis of Hybrid Fuzzy-PID Controller Action on Boiler Drum Level Control” con el objetivo de utilizar un controlador basado en lógica difusa para sintonizar automáticamente un controlador PID tradicional. Presentando una mejor respuesta dinámica, un tiempo de establecimiento más corto y cero errores de estado estacionario. (Gowthaman et al., 2017)

En Egipto un artículo denominado “Brushless DC Motor Speed Control using both PI Controller and Fuzzy PI Controller” evalúa la eficiencia del control de velocidad de un motor BLDC mediante los controladores PI y Fuzzy-PI. Los parámetros que se comparan en este trabajo son el tiempo de establecimiento, tiempo de subida, el error en estado estacionario, par de arranque, corriente de arranque y la variación de la velocidad. Se concluye que el rendimiento del controlador Fuzzy-PI es mejor al del controlador PI para el control de velocidad. (Ahmed, Mohamed S. Elksasy, Amr Ali-Eldin, & Areed, 2015)

En Ecuador, el autor Andrés Morocho en su tesis “Desarrollo de un regulador neurodifuso adaptativo para el control de una planta de vuelo vertical de National Instrument” implementó un algoritmo de un PID de ganancias programadas con inferencia borrosa del tipo TSK de orden cero donde llegó a optimizar el tiempo de estabilización con relación a un control convencional. (Morocho, 2018)

Se busca en el presente trabajo de titulación verificar si uno de los controladores propuestos puede llegar a tener un menor tiempo de estabilización con el regulador neurodifuso adaptativo de ganancias programadas y así abrir las puertas de probar e implementar nuevos modelos de controladores.

2.2 Controlador PI Incremental

2.2.1 Definición y estructura del Controlador PI

Este tipo de controlador involucra al efecto integral cuando hay una desviación entre el set point (señal de referencia) y la variable de salida, integrando esta diferencia en el tiempo y sumándolo a la acción proporcional para lograr eliminar el error en estado estacionario. Viene definido en la ecuación 2.1 en función del tiempo.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.1)$$

Donde:

- u : es la señal de control.
- e : es el error de control.
- K_p : ganancia proporcional.
- K_i : ganancia integral.

La ecuación 2.2 muestra la estructura del controlador mediante la constante de tiempo integral " T_i ".

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \right) \quad (2.2)$$

La ecuación 2.3 presenta la función de transferencia del controlador. Donde se puede observar que está conformado por un cero y un polo en el origen con una ganancia proporcional.

En la Figura 1-2, se puede observar un diagrama de bloques que representa la estructura de un control PI en un sistema de lazo cerrado.

Dentro de la acción integral pura presenta un efecto de desestabilización a causa del retraso de fase de 90° que posee su función transferencia; a lo cual es necesario agregar una acción proporcional quien proporciona un lazo directo entre el error y la variable manipulada; en otras palabras, la acción proporcional neutraliza la inestabilidad que produce la acción integral, ya que se agrega un cero en la transferencia del control P+I y mitiga el efecto del polo en el origen que introduce la acción integral. (Ahmed et al., 2015)

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} \right] = K_p \frac{(s + 1/T_i)}{s} \quad (2.3)$$

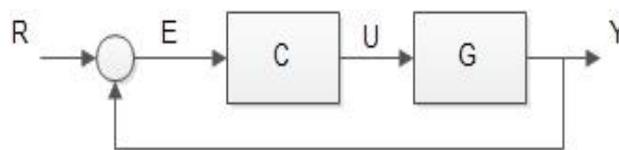


Figura 1- 2: Diagrama de bloques para un control PI.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

2.2.2 Sintonización para un Controlador PI

Para métodos de sintonización se tienen síntesis del controlador y Ziegler-Nichols que son comúnmente muy utilizados. A continuación, se explica brevemente en que consiste cada uno.

2.2.2.1 Método 1 de Ziegler-Nichols:

Este método se le conoce respuesta al escalón, el mismo que es aplicado para sistemas que no son altamente integrales y de orden dos (el denominador de la función de transferencia debe ser de grado dos) en adelante.

Según Astrom (2009), menciona que se puede obtener información de un proceso con la respuesta al escalón en lazo abierto, por lo que, el proceso se caracteriza en dos parámetros el tiempo de atraso L y la constante de tiempo T (Astrom, 2009). En la Tabla 1-2 se define los valores para las constantes de un controlador PID de acuerdo al primer método de Ziegler-Nichols.

Tabla 1-2: Valores de sintonización respuesta al escalón.

Controlador	K_p	T_i
PI	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

2.2.2.2 Método 2 de Ziegler-Nichols

A este método se lo conoce como respuesta en frecuencia o ganancia límite, que es utilizado para sistemas donde se puede mantener oscilaciones constantes; para lo cual la función de transferencia debe ser de orden tres en adelante. Al igual que el anterior, se trata de un método experimental.

Para encontrar la ganancia que permita oscilar el sistema se emplea comúnmente el método de Routh-Hurwitz. A este valor se lo conoce como ganancia crítica K_{cr} , que corresponde a un período crítico P_{cr} medido desde un pico de la señal a otro pico. Con la Tabla 2-2 se puede calcular las constantes del controlador.

Tabla 2-2: Valores de sintonización para la respuesta en frecuencia.

Controlador	K_p	T_i
PI	$0.45 K_{cr}$	$\frac{P_{cr}}{1.2}$

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

2.2.2.3 Síntesis del Controlador

Es un proceso algebraico que nace a partir de un sistema en lazo cerrado de la planta que es igualado a una función de transferencia de cómo se desea que actúe el elemento a controlar. Luego se despeja el controlador y con eso se obtiene el controlador a implementarse.

De la Figura 1-2 la función de transferencia en lazo cerrado sería la que se presenta en la ecuación 2.4.

$$\frac{Y}{R} = \frac{CG}{1 + CG} = G_{LC} \quad (2.4)$$

Donde:

- Y: salida del sistema.
- R: señal de referencia o set point.
- C: controlador.
- G: función de transferencia de la planta.
- G_{LC} : función de transferencia del sistema en lazo cerrado.

La ecuación 2.5 representa el controlador a utilizarse para controlar la planta G.

$$C = \frac{G_{LC}}{G(1 - G_{LC})} \quad (2.5)$$

Con la ecuación 2.5 se puede calcular el controlador para que la planta responda de acuerdo al comportamiento que se desee. Donde G_{LC} define el comportamiento en lazo cerrado del sistema.

2.2.3 Discretización por aproximación

Este método busca reemplazar la variable “s” por una función racional en “z”. Este procedimiento es sencillo y flexible de aplicar, pero menos preciso. Se presenta a continuación los tres casos comúnmente usados. (Valdivia, 2012)

2.2.3.1 Transformación por diferencias finitas hacia atrás

Se la conoce como aproximación de la derivada como una diferencia en atraso o se puede ver como un operador integral donde la técnica a utilizarse es la regla rectangular hacia atrás (BRR). En la ecuación 2.6 se define la derivada en el tiempo continuo.

$$\frac{d}{dt}y(t) = \frac{y(t) - y(t - T)}{T} \quad (2.6)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación 2.6

$$sY(s) = \frac{Y(s) - e^{-sT}Y(s)}{T} \rightarrow s = \frac{1 - e^{-sT}}{T}$$

En la ecuación 2.7 se expresa en el dominio Z, con un tiempo de muestreo “T”, la transformación de la variable “s”.

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T} = \frac{z - 1}{Tz} \quad (2.7)$$

Esta expresión tiene un problema de causalidad, pero todo regulador continuo estable se obtiene un regulador discreto estable con esta transformación.

2.2.3.2 Transformación por diferencias finitas hacia adelante

Se la conoce como aproximación de derivada como una diferencia en adelante o se puede ver como un operador integral donde la técnica a utilizarse es la regla rectangular hacia adelante (FRR). En la ecuación 2.8 se define la derivada en el tiempo continuo.

$$\frac{d}{dt}y(t) = \frac{y(t+T) - y(t)}{T} \quad (2.8)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación 2.8

$$sY(s) = \frac{e^{sT}Y(s) - Y(s)}{T} \rightarrow s = \frac{e^{sT} - 1}{T}$$

En la ecuación 2.9 se expresa en el dominio Z la transformación de la variable “s”.

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{Tz^{-1}} = \frac{z - 1}{T} \quad (2.9)$$

Es un sistema causal, pero pueden producirse problemas de estabilidad al realizarse el cambio para la discretización.

2.2.3.3 Transformación z Bilineal

Se conoce como el Método Trapezoidal o Técnica de Tustin. Su demostración se la realiza mediante la suma de áreas de trapecios, pero una forma más rápida de demostrar es realizando un promedio entre las dos transformaciones anteriores de forma inversa.

$$\frac{1}{s} = \frac{\frac{T}{1-z^{-1}} + \frac{Tz^{-1}}{1-z^{-1}}}{2} = \frac{T}{2} \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) = \frac{T}{2} \left(\frac{z+1}{z-1} \right)$$

Luego se despeja la variable “s” y se presenta en la ecuación 2.10 la técnica de Tustin.

$$s = \frac{2}{T} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) = \frac{2}{T} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) \quad (2.10)$$

2.2.4 Modo Incremental del Controlador PI

Para realizar un P+I Incremental se parte discretizando la ecuación 2.3 mediante la ecuación 2.7 y asociando términos que permitan mostrar en forma de incrementos. El modo incremental tiene una ventaja sobre el convencional porque este último genera una perturbación en la salida cuando el control está en operación debido a la acumulación del error; en cambio en la parte incremental en estado estable la integral del error queda embebida en la misma salida y no aparece en la entrada del control. (Cervantes, Montiel, Anz, Michoacana, & Nicol, 2015)

$$\begin{aligned} \frac{U(z)}{E(z)} &= K_p \left[1 + \frac{1}{T_i} \frac{T}{1-z^{-1}} \right] \\ U(z)[1-z^{-1}] &= K_p \left\{ E(z)[1-z^{-1}] + \frac{T}{T_i} E(z) \right\} \\ u(k) &= u(k-1) + K_p \left[e(k) - e(k-1) + \frac{T}{T_i} e(k) \right] \end{aligned} \quad (2.11)$$

La ecuación 2.11 puede ser implementada en un lenguaje de programación para un controlador del tipo PI. A continuación, se presenta en forma del PI incremental (ecuación 2.12), donde se ve que depende del error y de la derivada del error.

$$\Delta u(k) = K_p \left[\Delta e(k) + \frac{T}{T_i} e(k) \right] \quad (2.12)$$

Donde:

- La entrada para la parte proporcional es $\Delta e(k)$
- La entrada para la parte integral es $T^*e(k)$

En la ecuación 2.13 se observa la aplicación de la ley de control a la salida del controlador PI.

$$y_c(k) = u(k) = u(k - 1) + \Delta u(k) \quad (2.13)$$

En la Figura 2-2 se puede observar la representación en forma general de un bloque del PI incremental.

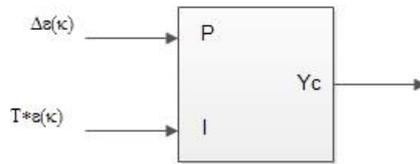


Figura 2- 2: Bloque de un PI incremental.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

2.3 Controlador Mamdani Fuzzy

2.3.1 Sistemas de Inferencia Difusa

El Dr. Zadeh en 1965, emprende temas de teoría de conjuntos difusos, lógica difusa e inferencia difusa entre otros, cuya utilización es multidisciplinaria sobre todo por su ventaja efectiva en procesos no-lineales, debido a su capacidad de eliminar las ambigüedades de los sistemas; sin embargo, estos modelos de control requieren de la experticia y conocimiento de un operador humano, esto a su vez imita su accionar en el control del proceso sin disponer del modelo matemático de la misma.

Dentro de la teoría de conjuntos difusos, La Figura 3-2 detalla un ejemplo que describe el Universo de Discurso de la variable “Temperatura” con sus conjuntos difusos baja, media y alta; a su vez, la Variable Lingüística (x) extrae su valor de membresía dentro del rango de [0,1] del conjunto difuso, denominado por la etiqueta A en las Función de Membresía $u_A(x)$.

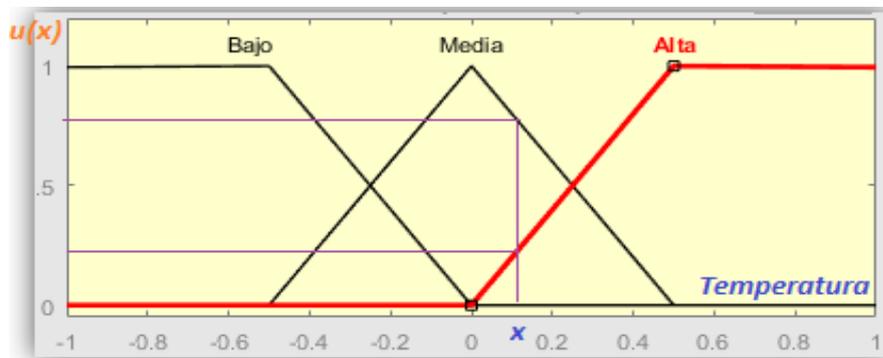


Figura 3- 2: Generalidades de un sistema de inferencia difusa “Temperatura”.

Fuente: (Villalba, W, 2017)

La ecuación 2.14 representa la definición de los valores de las funciones de pertenencia.

$$A = \{(x, u_A(x)) | x \in X\} \quad (2.14)$$

Por su parte las funciones de membresía más comunes manifiestan formas tales como la trapezoidal, triangular, singleton, gaussiana entre otras, donde su aplicación hace hincapié al análisis de la variable objeto de estudio y a los operadores difusos que mantienen similitud con los conjuntos claros, de los cuales la Figura 4-2 manifiesta el comportamiento de estas principales operaciones lógicas.

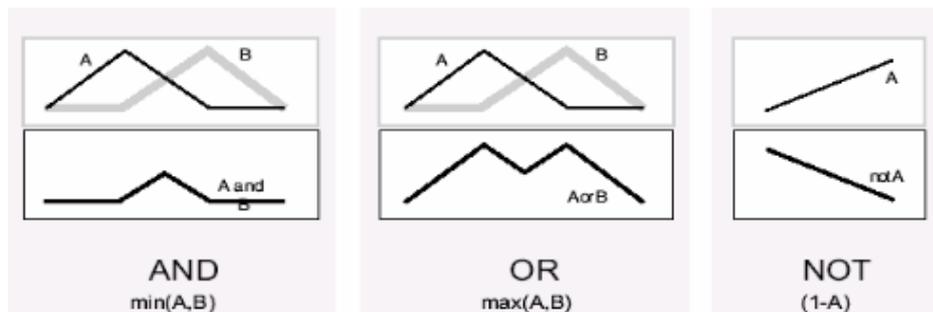


Figura 4- 2: Operaciones lógicas de conjuntos difusos.

Fuente: (Villalba. W, 2017)

En las ecuaciones siguientes se representan las operaciones comunes en la lógica difusa como el complemento (ecuación 2.15), el operador lógico OR de Lukasiewicz (ecuación 2.16) y el operador lógico AND (ecuación 2.17).

$$u_{\bar{A}} = 1 - u_A(x) \quad (2.15)$$

$$u_{A \cup B} = \max[u_A(x), u_B(x)] \quad (2.16)$$

$$u_{A \cap B} = \min[u_A(x), u_B(x)] \quad (2.17)$$

2.3.2 Control Fuzzy tipo Mamdani

En la Figura 5-2 se puede observar un esquema en diagrama de bloques la estructura de un controlador fuzzy.

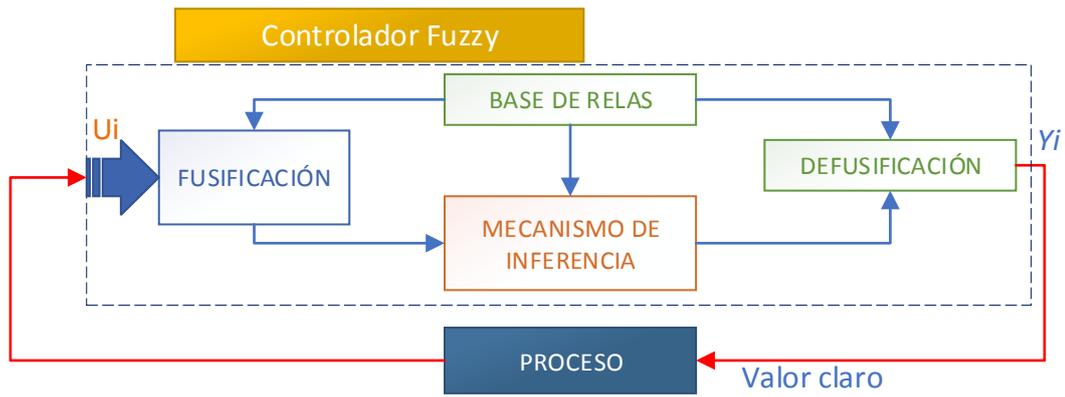


Figura 5- 2: Esquema de un controlador Fuzzy.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

2.3.2.1 Fusificación

Un controlador fuzzy-Mamdani está conformado por la etapa de fusificación donde las funciones de membresía definidas para las variables de entrada U_i , encuentran su grado de pertenencia dentro de sus conjuntos difusos; otra parte importante es la base de reglas condicionales IF-Then la cual relaciona la causa-efecto del antecedente con el consecuente; estos dos componentes ingresan al mecanismo de inferencia difusa a fin de encontrar el valor mínimo.

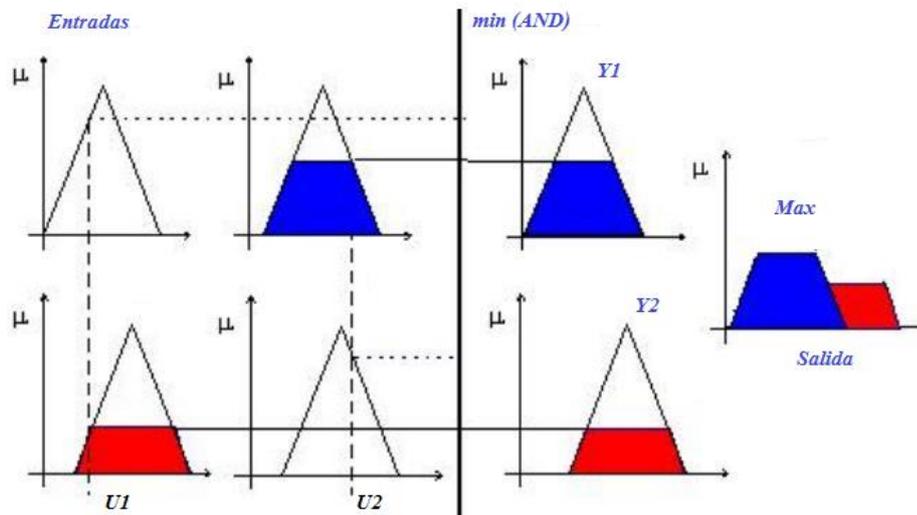


Figura 6- 2: Proceso de inferencia Fuzzy.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

2.3.2.2 Defusificación

Las salidas obtenidas para cada regla se combinan en un único conjunto fuzzy utilizando un operador de agregación fuzzy que podría ser el máximo, la suma o el OR-probabilístico, como se puede observar en la Figura 6-2; sin embargo, la planta requiere de un valor claro para cual es necesario ingresar en el último paso que es la defusificación, que no es otra cosa que, adquirir del conjunto fuzzy global un valor de entrada para el control de la planta, para lo cual el método más común es el calcular el centro de masa del conjunto global borroso, a esto se le denomina el método del centroide el mismo que será parte de este trabajo de investigación.

2.3.3 Categorización de Controladores Difusos

Las variables de entrada involucradas son el error, la velocidad del error y la aceleración del error respectivamente en las siguientes ecuaciones. (Haj-Ali, 2004)

$$e(n) = S(n) - y(n) \quad (2.18)$$

$$r(n) = e(n) - e(n - 1) \quad (2.19)$$

$$d(n) = r(n) - r(n - 1) \quad (2.20)$$

Donde:

- $S(n)$: es la señal de salida de referencia de la planta controlada en un tiempo de muestreo "n"
- $Y(n)$: es la salida de la planta

Nos referiremos a un controlador difuso usando solo $e(n)$ y $r(n)$ o $e(n)$ y $d(n)$ como un controlador difuso bidimensional. Un controlador que utiliza las tres variables es llamado tridimensional.

También se utiliza μ, η y θ para denotar funciones de membresía para $e(n)$, $r(n)$ y $d(n)$ respectivamente. El súper índice y sub índice de estos símbolos denotan, respectivamente, la clase y la etiqueta (P para positivo y N para negativo) de los conjuntos difusos. Se categoriza los conjuntos difusos en 2 clases: clase 1 y clase 2. Por ejemplo: μ_P^1 significa un conjunto difuso clase 1 para $e(n)$ cuya etiqueta es P.

2.3.3.1 Conjunto Difuso Clase 1

Un conjunto difuso clase 1 satisface las dos condiciones siguientes (esto también es cierto para las otras dos variables de entrada):

$$\mu_P^1(e) = 1 - \mu_N^1(e) \quad \& \quad \mu_P^1(e) = \mu_N^1(e) = 0.5 \quad (2.21)$$

2.3.3.2 Conjunto Difuso Clase 2

Por otro lado, un conjunto difuso clase 2 satisface:

$$\mu_P^2(e) = \mu_N^2(-e) \quad (2.22)$$

Obviamente, un conjunto de clase 1 tiene la propiedad de pasar por el punto (0, 0.5), mientras que un conjunto de clase 2 puede asumir cualquier valor en el origen del universo del discurso.

Reglas de los controladores bidimensionales

Las reglas para los controladores bidimensionales son:

IF E(n) es P AND R(n) es P ENTONCES u(n) es P (regla 1)

IF E(n) es P AND R(n) es N ENTONCES u(n) es Z (regla 2)

IF E(n) es N AND R(n) es P ENTONCES u(n) es Z (regla 3)

IF E(n) es N AND R(n) es N ENTONCES u(n) es N (regla 4)

La variable de salida de los controladores difusos es u(n) (salida del controlador) o Δu(n) (cambio en la salida del controlador). Utiliza 3 singletons de los conjuntos difusos, los cuales son llamados como P (para positivo), Z (para cero) y N (para negativo). Cada uno de ellos tiene una membresía distinta de cero en solo una ubicación de los universos del discurso $(-\infty, \infty)$: H para P, 0 para Z y -H para N (H es un parámetro de diseño).

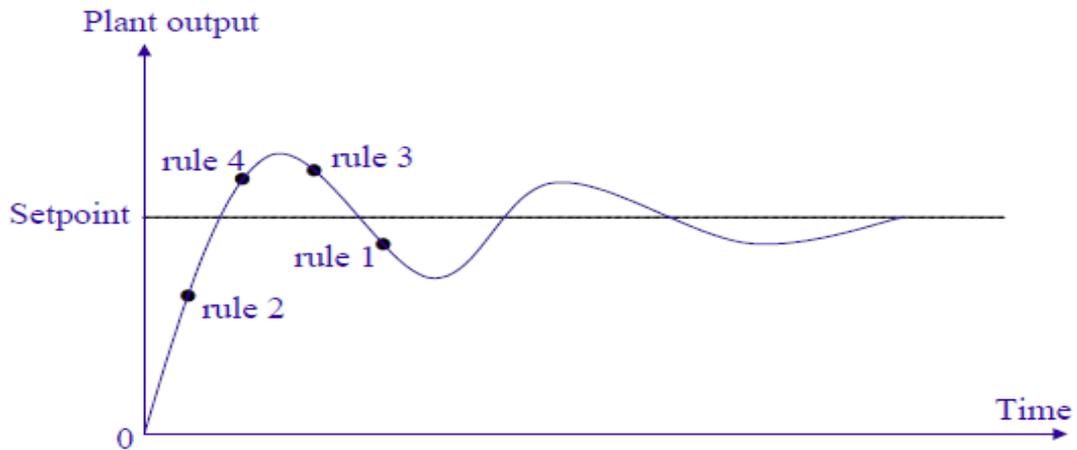


Figura 7- 2: Ilustración de cuatro reglas difusas para abarcar todas las situaciones posibles

Fuente: (Haj-Ali, 2004)

Estas cuatro reglas son suficientes para cubrir todas las situaciones posibles, como se ilustra en la Figura 7-2. La regla 1 cubre la situación en la que la producción de la planta está por debajo del punto de referencia y sigue disminuyendo. Obviamente, la salida del controlador debe aumentarse. La regla 4 se refiere a la circunstancia opuesta y, por lo tanto, la salida del controlador debe reducirse.

Solo quedan dos escenarios: el primero la salida de la planta está por debajo del punto de referencia, pero está aumentando, y el segundo la salida de la planta está por encima del punto de referencia, pero está disminuyendo. En cualquier caso, es deseable dejar que la salida del controlador permanezca en el mismo nivel, esperando que la salida de la planta aterrice suavemente en el punto de ajuste por sí misma. Esto es lo que hacen las Reglas 2 y 3.(Haj-Ali & Ying, 2004)

2.4 Controlador IMC

Según García Y. (2005), la estructura de la Figura 8-2 detalla el proceso real, el modelo interno de la planta y el controlador que modifica la variable manipulada $u(s)$ a fin de conseguir el objetivo deseado; sin embargo el obtener un modelo exacto del proceso es prácticamente imposible por ello se incide en una retroalimentación debido a las inexactitud del modelo respecto al proceso, cuya diferencia $d(s)$ entre la salida real de la planta y la del modelo interno se la conoce como error de modelado. (García Meza Bernardo Javier, 2005)

Cuando el modelado de la planta es perfecto es decir $G(s) = g1(s)$ entonces $d(s)$ es nulo, por lo tanto, lo que ingresa al controlador $C(s)$ será la referencia $R(s)$; adicionalmente si habría presencia de perturbaciones dentro del sistema $d(s)$ se convertiría en un medidor de las perturbaciones $P(s)$ existentes.

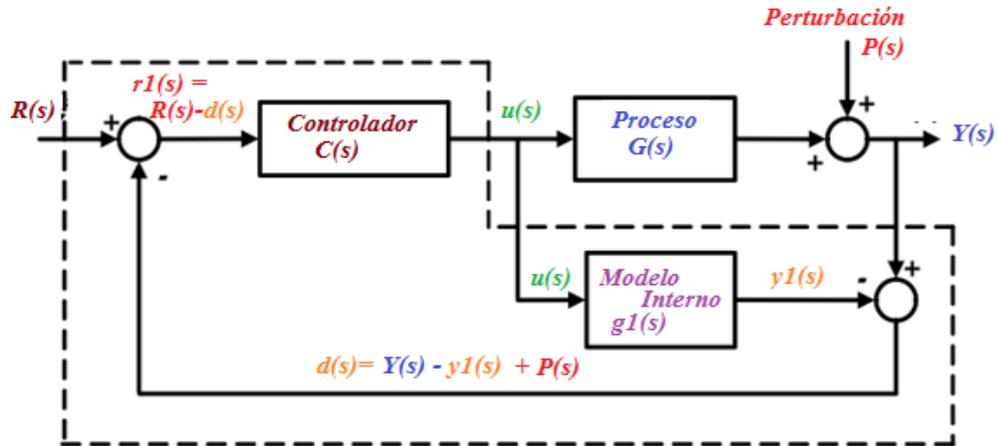


Figura 8- 2: Estructura de control por modelo interno.

Fuente: (García & Lobo, 2009)

Matemáticamente se tiene que la salida del sistema es $Y(s) = G(s).u(s) + d(s)$ o a su vez $Y(s) = G(s).C(s).r1(s) + d(s)$ y que la salida del modelo será $y1(s) = g1(s).u(s)$ donde su diferencia está marcada por $d(s) = Y(s) + P(s) - y1(s)$; por otra parte la variable de ingreso al controlador $C(s)$ está dada por la diferencia $r1(s) = r(s) - d(s)$.

Asumiendo que el modelo fuera perfecto $G(s) = g1(s)$ y no habría perturbaciones $P(s) = 0$ entonces sería $Y(s) = G(s).C(s).R(s)$; adicionalmente, si lo que se busca es un control perfecto entonces la salida del proceso debería ser $Y(s) = R(s)$ por lo tanto $G(s).R(s) = 1$ de donde se extrae que el controlador será el inverso del proceso $C(s) = G^{-1}(s)$; finalmente si consideramos que la planta está representada por un modelo entonces se tiene que el controlador será el inverso del modelo $C(s) = g1^{-1}(s)$.

2.4.1 Modelo Inverso

Como se expresa en el apartado anterior, el controlador IMC se basa en el modelo inverso de la planta; sin embargo, al invertir la función de transferencia del modelo de planta podría darse una función de transferencia impropia que no es de utilidad para la implementación del controlador.

En modelos de primer orden $g_1(s) = \frac{K}{\tau s + 1}$ al invertir el modelo observamos que se dispone de una función impropia $g_1^{-1}(s) = \frac{\tau s + 1}{K}$ y no se puede implementar esta función como el controlador de la planta; para ello es necesario multiplicar un filtro lineal pasa bajo de la ecuación 2.23 por la función impropia $C(s) = f(s) \cdot g_1^{-1}(s)$; donde λ será el único parámetro de ajuste del controlador que influye de manera inversa sobre el tiempo de subida (T_r) del sistema en lazo cerrado frente a una respuesta al escalón unitario; razón por la cual λ se la denomina la constante de tiempo a lazo cerrado del sistema. (Kalmukale & Chiu, 2005)

$$f(s) = \frac{1}{\lambda s + 1} \quad (2.23)$$

Para el caso de modelos de segundo orden o mayor $G(s) = \frac{K(\pm\phi 1.s+1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$ al realizar el modelo inverso se podría tener un sistema inestable debido a que los ceros del modelo pasan a ser parte de los polos del modelo inverso y podrían estar en el semiplano derecho del plano 's'; entonces es necesario recurrir a métodos de factorización mediante dos métodos, la primera es el método de factorización simple y el segundo método se denomina factorización All-pass; este ultimo de mayor aplicación dentro de la implementación del caso de estudio que se detalla a continuación.

2.4.2 Factorización All-Pass

Cuando el modelo no es invertible de manera directa es necesario factorizar, de tal manera que se pueda obtener la parte estable del modelo y de esta forma se puede invertir el mismo.

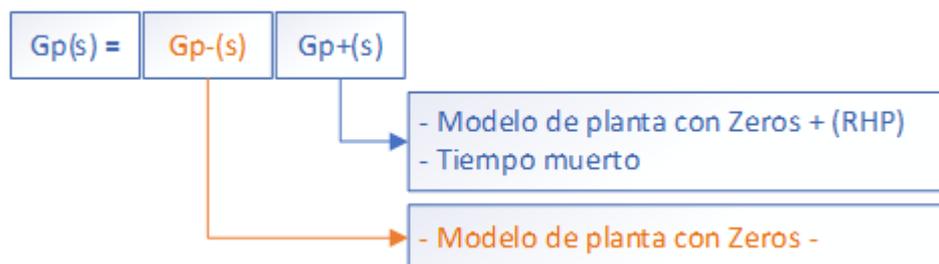


Figura 9- 2: Polos parte invertible y no invertibles.

Fuente: (García & Lobo, 2009)

La factorización All-Pass de una planta $G(s) = \frac{K(\pm\phi 1.s+1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$, se debe separar la parte no invertible que son los ceros positivos y el tiempo muerto en caso de haber.

Se multiplica y divide el cero negativo $G(s) = \frac{K (\varphi_1 s + 1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} * \frac{(-\varphi_1 s + 1)}{(\varphi_1 s + 1)}$ de esta manera se escoge la parte invertible $G_p(s)$ como se observa la Figura 9-2; adicionalmente se requiere agregar un filtro $f(s)$ para hacer un controlador propio, como se indica en la ecuación 2.24. (Horn, Arulandu, Gombas, VanAntwerp, & Braatz, 1996)

$$C(s) = f(s) \cdot [g_p - (s)]^{-1} \quad (2.24)$$

Finalmente, Horn.I, Arulandu.J y Gombas.Ch (1996) presentan los filtros que se podrían utilizar para hacer al controlador propio, los mismos que se observan en la ecuación 2.25 y 2.26:

$$f(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^n} \quad (2.25)$$

$$f(s) = \frac{n\lambda s + 1}{(\lambda s + 1)^n} \quad (2.26)$$

Para el caso de que el sistema tenga perturbaciones como se manifiesta en la Figura 8-2, es apropiado utilizar el filtro de la ecuación 2.27; donde ‘ γ ’ será el factor para mitigar las perturbaciones. (Gonzales, 2015)

$$f(s) = \frac{\gamma s + 1}{(\lambda s + 1)^n} \quad (2.27)$$

2.5 Criterios Integrales del error

Antes que nada, es necesario definir el concepto de función de costo que no es más que una expresión matemática, empleada como un indicador ya sea para evaluar el error, la desviación, etc. Respecto a un parámetro o conjunto de datos, también es utilizada para evaluar el desempeño, tal como, la velocidad de ajuste.

Los criterios del error permiten evaluar el comportamiento de los sistemas y son la base para optimizarlos. Los principales criterios utilizados para la evaluación son:

2.5.1 Integral de Error Absoluto - IAE

Su ecuación es la siguiente:

$$\int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (2.28)$$

No es capaz de optimizar sistemas altamente sobre-amortiguados o altamente sub-amortiguados, es muy fácil de aplicar. (Arrieta & Vilanova, 2012)

2.5.2 Integral de Error Cuadrático - ISE

Se da mayor importancia a los errores grandes, pero da poco peso a los errores pequeños y presenta una respuesta rápida pero oscilatoria. Su ecuación se presenta a continuación:

$$\int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (2.29)$$

2.5.3 Integral del Tiempo por el Error Absoluto - ITAE

Se utiliza para penalizar los errores tardíos y su ecuación se la presenta a continuación:

$$\int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (2.30)$$

2.5.4 Integral del Tiempo por el Error Cuadrático - ITSE

Los grandes errores iniciales tienen poco peso, pero los que se producen más tarde son fuertemente penalizados. Al disminuir los errores grandes rápidamente se podría obtener un sistema con una estabilidad relativa pobre. (Kukolj, 2002)

$$\int_0^{\infty} t e^2(t) dt \quad (2.31)$$

CAPÍTULO III

3. METODOLOGÍA DE LA INVESTIGACIÓN

3.1 Función de transferencia de la planta “QUANSER”

Para encontrar el modelo de la planta QUANSER según Morocho (2018), ingreso una señal de entrada escalón de 0-60 pwm mediante Labview para la adquisición de los datos, a esto usando el criterio del 2% planteo un modelo de segundo orden que a su vez fue mejorado mediante la técnica del gradiente decreciente al emplear la función de costo del valor absoluto del error, adquiriendo así un error cuadrático medio de $MSE= 0.79$; sin embargo, también realizo una comparación de modelación de planta apoyándose en el System Identification de Matlab de donde obtuvo un modelo de segundo orden con un error cuadrático medio de 0.56 y un ajuste estimado del 80% como lo expresa la ecuación 3.1; es en sí, con este modelo de planta que se continua la

$$G(s) = \frac{2.256}{s^2 + 0.7406s + 5.489} \quad (3.32)$$

investigación planteada en esta tesis, donde se estima encontrar un control con menor tiempo de estabilización.

3.2 Diseño del Controlador Proporcional Integral Incremental

Lee(1993), asegura dos tipos de estructuras para el estudio de diseño de controladores fuzzy: uno es position-type quien genera una salida (u) a partir de las señales de entrada del error(e) y la derivada del error o tasa de cambio del error (\dot{e}); el segundo tipo, es velocity-type con el cual se

³ pwm → Pulse-Width modulation (Modulación por ancho de pulso)

genera una señal de salida del controlador por incrementos (Δu) considerando las mismas señales de entrada antes mencionadas.

Basado en esta información previa y de manera análoga se plantea el diseño de un controlador proporcional-integral donde su salida sea por incrementos (Δu) y sea acumulativa satisfaciendo la ley de control discreta expresada en la ecuación 3.2.

$$u(k) = u(k - 1) + \Delta u(k) \quad (3.2)$$

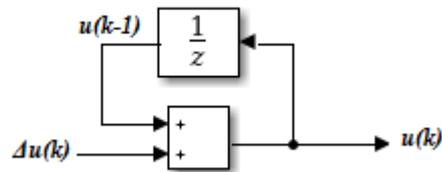


Figura 1 - 3: Ley de control discreta

Fuente: (Lee.J, 1993)

Hidayat, Hadi, Sarjiya y Suharyanto (2015) desarrollan el controlador PID discreto que presenta la ecuación 3.3; cual sirve de base para el diseño en Matlab y que cuya parte derivativa se desprecia a fin de plantear un controlador PI.

$$u(k) = u(k - 1) + Kp[e(k) - e(k - 1)] + kie(k)Ts + \frac{Kd}{Ts}[e(k) - 2e(k - 1) + e(k - 2)] \quad (3.3)$$

La ecuación 3.4 resumen el controlador proporcional integral discreto que será utilizado en la sintonización con la planta, el mismo que se detalla en la Figura 2.3 y está sustentado en las ganancias proporcional (Kp) e integral (Ki).

$$u(k) = u(k - 1) + Kp[e(k) - e(k - 1)] + kie(k)Ts \quad (3.4)$$

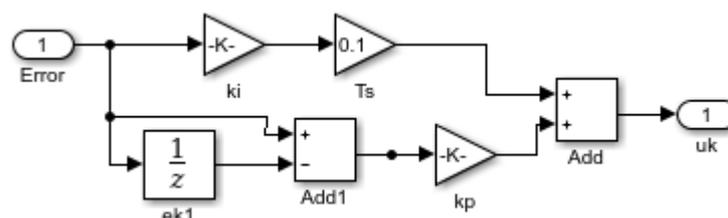


Figura 2 - 3: PI discreto en Simulink.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

3.2.1 Métodos de Ziegler-Nichols para Sintonización del Controladores P+I

Existen varias metodologías para la sintonización de un controlador proporcional integral; entre ellas las tratadas en el apartado “2.2.2 Sintonización para un Controlador PI” del marco teórico; sin embargo, se analiza de primera mano la curva de reacción del modelo a fin de conocer su respuesta a un escalón unitario en lazo abierto como se detalla la Figura 3.3.

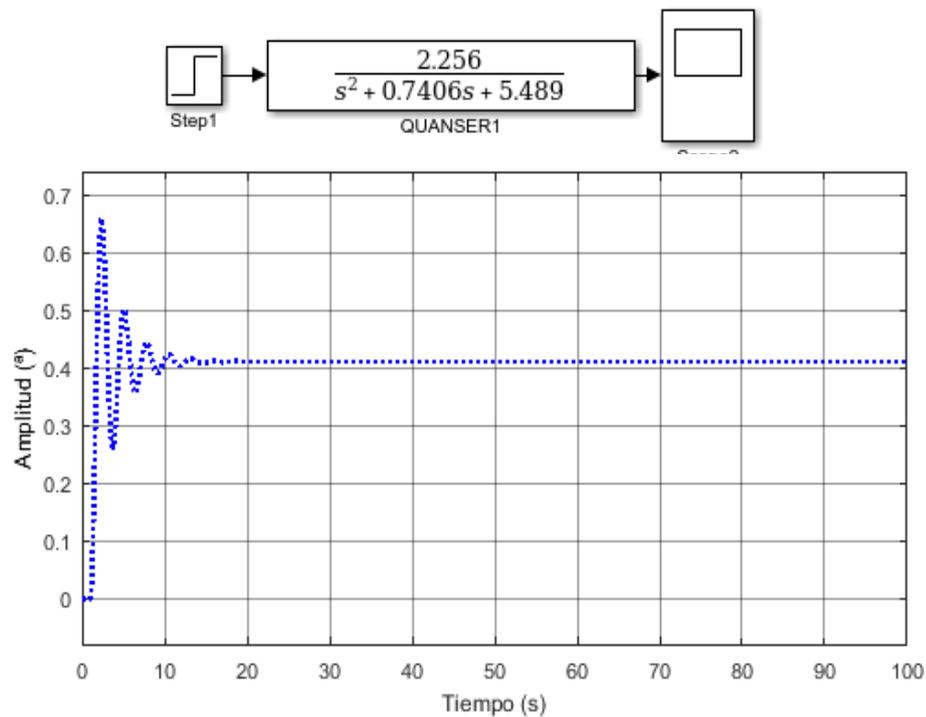


Figura 3 - 3: Curva de reacción de G(s) en lazo abierto.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

De la curva de reacción de la ilustración anterior se concluye que la metodología de sintonización de Ziegler-Nichols en lazo abierto no es procedente porque las dos primeras crestas de la respuesta en el tiempo de la variable de proceso está fuera de $\frac{1}{4}$. Busto y Ezeta (2013) afirman “Estos parámetros tienen la característica de producir una relación de $\frac{1}{4}$ en las amplitudes de los primeros dos sobrepicos” p.284.

El segundo método de Ziegler-Nichols en lazo cerrado o también conocido como de última ganancia debería producir una oscilación sostenida en tiempo y una amplitud constante, para lo cual, se calcula el K_u máximo donde se produzca este efecto.

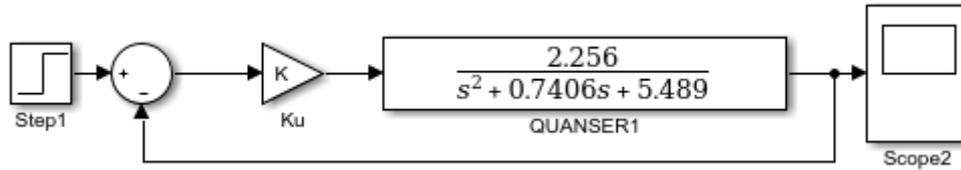


Figura 4 - 3: Sintonización por método de Ziegler-Nichols en lazo cerrado.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

La ganancia K_u (K) puede ser calculada a través de la metodología de Routh-Hurwitz donde su polinomio característico de la Figura 4.3, está dado por la siguiente ecuación 3.5.

$$s^2 + 0.7406s + 5.489 + K = 0 \quad (3.5)$$

s^2	1	5.489+K	0
s^1	0.7406	0	0
s^0	0.7406(5.489+K)/0.7406		

El criterio de Routh-Hurwitz asegura que, la primera columna define la estabilización del sistema para lo cual cada elemento debe ser mayor a cero, esto determina que los polos se encuentran localizados en el lado izquierdo del plano “S”; sin embargo, cuando los polos están localizados sobre el eje $J\omega$ entonces el sistema será críticamente estable; es decir, tendrá una oscilación permanente y una amplitud constante.

$$0.7406(5.489+K) / 0.7406 = 0$$

$$K = -5.489$$

Por su parte, al obtener K , se dispone de un valor negativo, el mismo que no permite utilizar la sintonización por lazo cerrado o denominada sintonización por última ganancia.

3.2.2 Métodos por síntesis del controlador

Para la metodología de síntesis del controlador, se parte de cómo se espera la respuesta en lazo cerrado del sistema. Para este caso, se propone que se disponga de un sistema subamortiguado donde $0 < \xi < 1$ y que su tiempo de estabilización (t_s) sea menor o igual a $7s$.

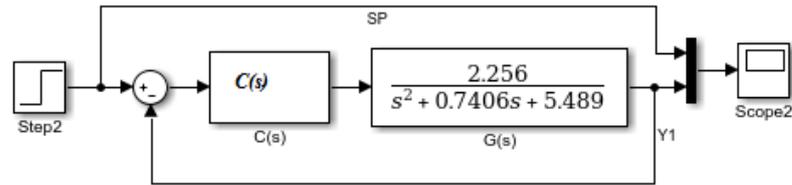


Figura 5 - 3: Estructura en lazo cerrado.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

Se escoge un:

$\xi = 0.8 \rightarrow$ Coeficiente de amortiguamiento

$t_s = 7s \rightarrow$ Tiempo de estabilización

$\omega_n \rightarrow$ Frecuencia natural

$$M_p = e^{\frac{-\xi \cdot \pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} = 0.0036 \dots \text{Sobre impulso}$$

$$\omega_n = \frac{4}{\xi \cdot t_s} = 0.7143 \text{ rad/s} \dots$$

En lazo cerrado la respuesta del sistema sería:

$$Glc(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$Glc(s) = \frac{0.51}{s^2 + 1.143s + 0.51} = a$$

De donde:

$$Glc(s) = \frac{C(s) \cdot G(s)}{1 + C(s) \cdot G(s)}$$

$$a = \frac{C(s) \cdot G(s)}{1 + C(s) \cdot G(s)}$$

$$a = \frac{C(s) \cdot G(s)}{1 + C(s) \cdot G(s)}$$

$$C(s) \cdot G(s) = \frac{a}{1 - a}$$

$$C(s).G(s) = \frac{0.51}{s(s + 1.143)}$$

$$C(s) \cdot \frac{2.256}{s^2 + 0.7406s + 5.489} = \frac{0.51}{s(s + 1.143)}$$

$$C(s) \cdot \frac{0.2261(s^2 + 0.7406s + 5.489)}{s(s + 1.143)}$$

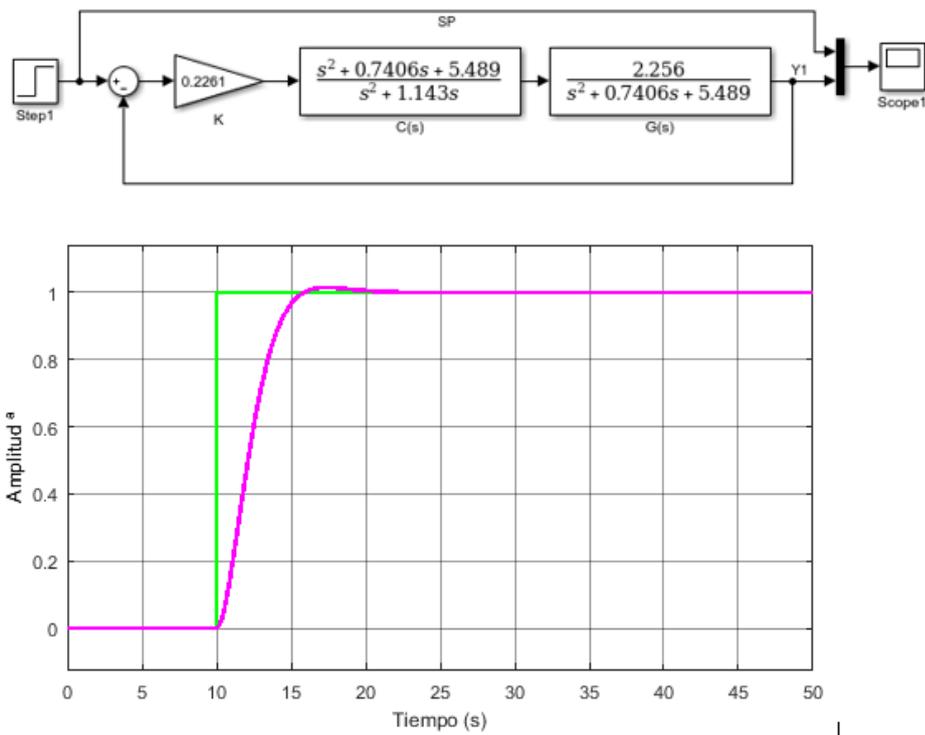


Figura 6 - 3: Sintonización por Síntesis del controlador.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

Como se esperaba, la Figura 6.3 muestra la respuesta del sistema en lazo cerrado sintonizado por el método de síntesis del controlador, se observa que casi no hay sobre impulso y que el tiempo de estabilización está en los 7s; sin embargo, esta metodología no es parte del análisis de este trabajo, pero nos dará un hito de comparación para el P + I incremental.

3.2.3 Sintonización con el lugar geométrico de las raíces “LGR “

A través de LGR podemos observar que la planta $G(s)$ tiene los polos complejos conjugados muy cerca del eje $j\omega$ como se observa en la Figura 7.3 donde la ecuación $s = -\sigma \pm j.\omega_d$ extrae los siguientes datos:

$s = -0.3703 \pm j2.3134$ que son los polos de la $G(s)$; con esta planta lo que se desea es analizar la respuesta en el tiempo bajo las siguientes restricciones:

- Que el sobre impulso del sistema en lazo cerrado sea inferior o igual a $Mp[\%] \leq 2\%$
- Que el tiempo de establecimiento sea inferior a 15 segundos

Con estas restricciones se observa que el sistema en lazo cerrado debería estar en:

$$\sigma.\max = \frac{-4.5}{ts} = -0.3$$

pues la ecuación de un PID en tiempo continuo clásico es $PID = kp + \frac{ki}{s} + s.kd$ de lo cual para este análisis no se hará uso de la parte derivativa, es decir $PI = kp + \frac{ki}{s}$.

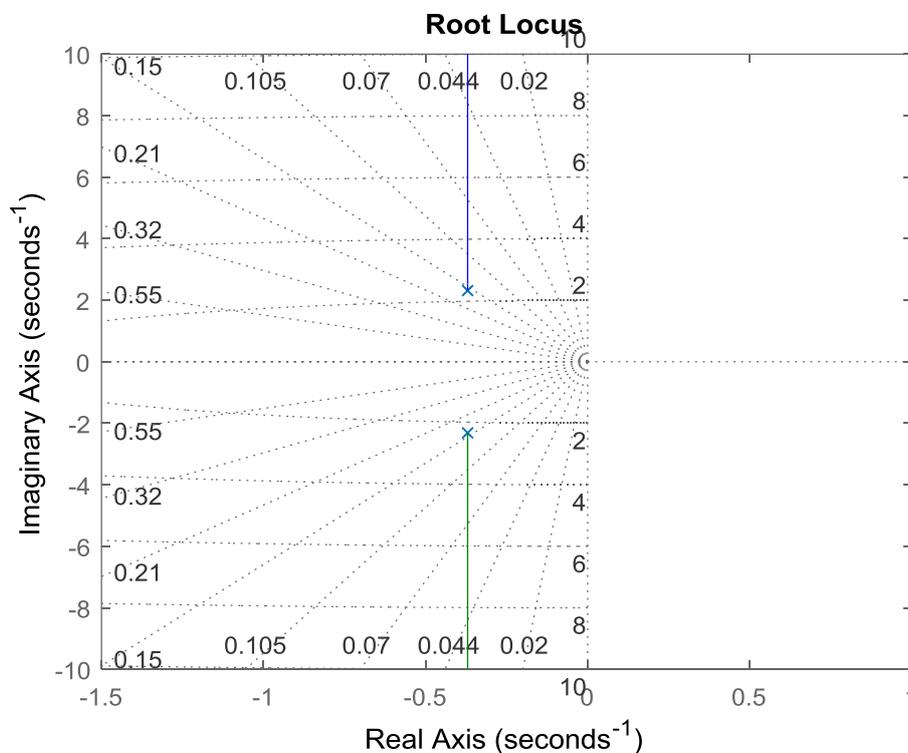


Figura 7 - 3: Lugar Geométrico de las raíces de la planta Quanser.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

Considerando la Figura 5.3 el análisis en lazo cerrado sería:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{C(s).G(s)}{1 + C(s).G(s)}$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\left[kp + \frac{ki}{s} \right].G(s)}{1 + \left[kp + \frac{ki}{s} \right].G(s)}$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{(s.kp + ki)G(s)}{s + s.kp.G(s) + ki.G(s)}$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{2.256(s.kp + ki)}{s.(s^2 + 0.7406.s + 5.489) + 2.256(s.kp + ki)}$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{2.256(s.kp + ki)}{s^3 + 0.7406s^2 + (5.489 + 2.256kp)s + 2.256ki} \quad (3.6)$$

Del denominador de la ecuación 3.6 podemos determinar el lugar geométrico de las raíces con:

$$D_o(s) = 1 + kH(s)$$

Como se requiere determinar ki entonces $H(s)$ estaría formado del denominador de la ecuación 3.6 donde el numerador de $H(s)$ es lo que contiene Ki y el denominador todo lo que no contiene ki .

$$D_o(s) = 1 + \frac{2.256ki}{s^3 + 0.7406s^2 + (5.489 + 2.256kp)s}$$

Con el apoyo de Matlab se realiza un script donde podemos variar Kp y en el LGR se observa que el que el polo es inferior al σ_{max} con una ganancia de 0.654 que es el Ki y que se obtenido en la iteración del 0.13 para el kp como se observa en la Figura 8.3.

```

clc
s=tf('s');
Gs= 2.256/(s^2+0.7406*s+5.489);

for i=0:0.01:0.13
    kp=i
    Hs=2.256/(s^3+0.7406*s^2+s*(5.489+2.256*kp))
    figure
    rlocus(Hs)
    grid on

end

ki=0.654;
kp=0.13
Cs=kp+(ki/s);
gcl=feedback(series(Gs,Cs),1)
figure
hold on
grid on
step(gcl)

```

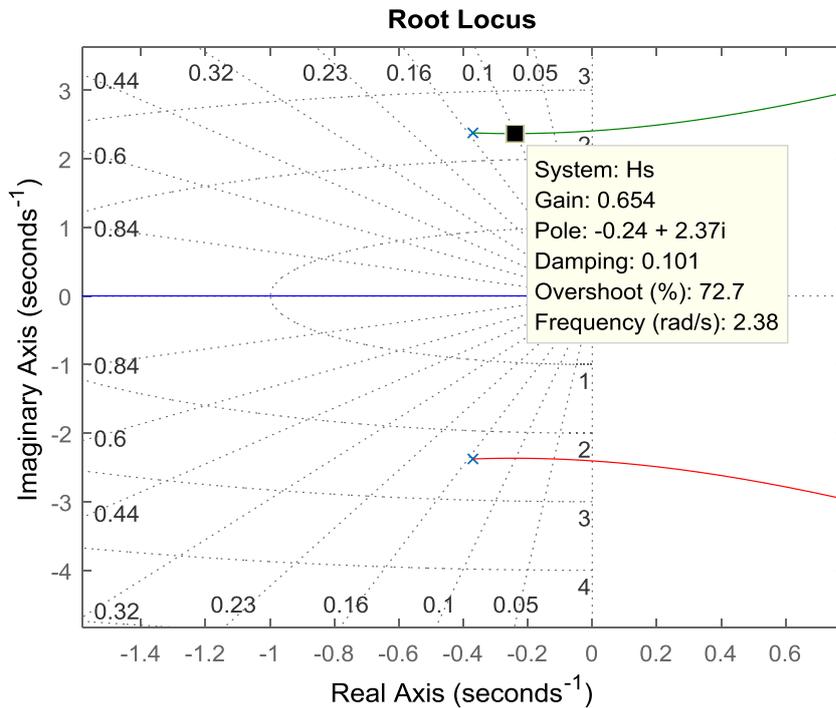


Figura 8 - 3: Ki con el LGR.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

Con los parámetros del PI se adquiere una respuesta en tiempo con un tiempo de establecimiento de 14.6s y un tiempo de subida de 8.26s y un sobre impulso del 0% además de un error en estado estacionario de 0 como se manifiesta en la Figura 9.3.

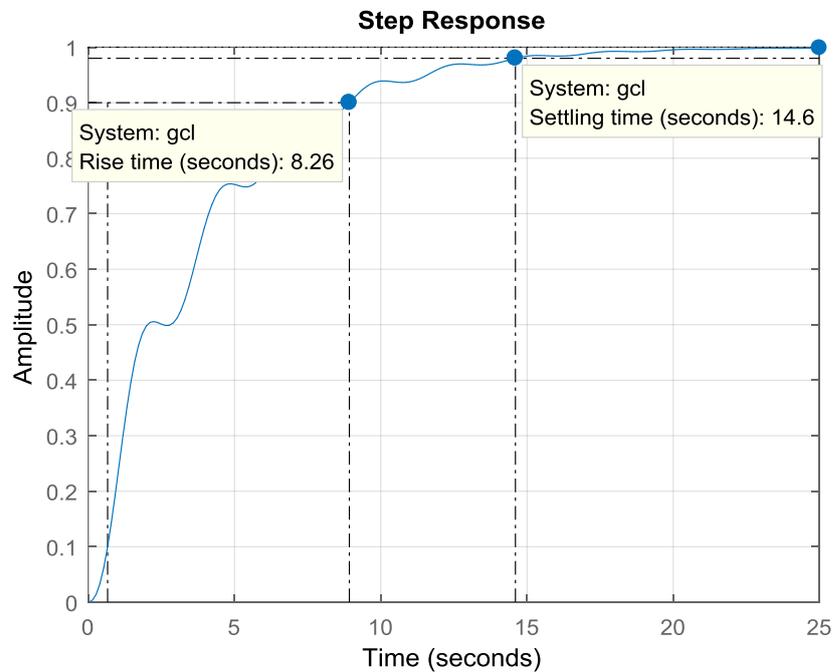


Figura 9 - 3: Respuesta en el tiempo del PI.

Realizado por: Sánchez, Marco,2018

Si se realiza la comparación del controlador Proporcional Integral PI, el controlador Integral puro y el controlador por síntesis del controlador, donde se vislumbra las respuestas en la Figura 10.3. El controlador Proporcional Integral alcanza un tiempo de estabilización por debajo de los 15 segundos, pero dispone de rizados hasta alcanzar el setpoint deseado; por su parte, el controlador integral puro suaviza esos rizados, pero requiere de mayor tiempo de estabilización.

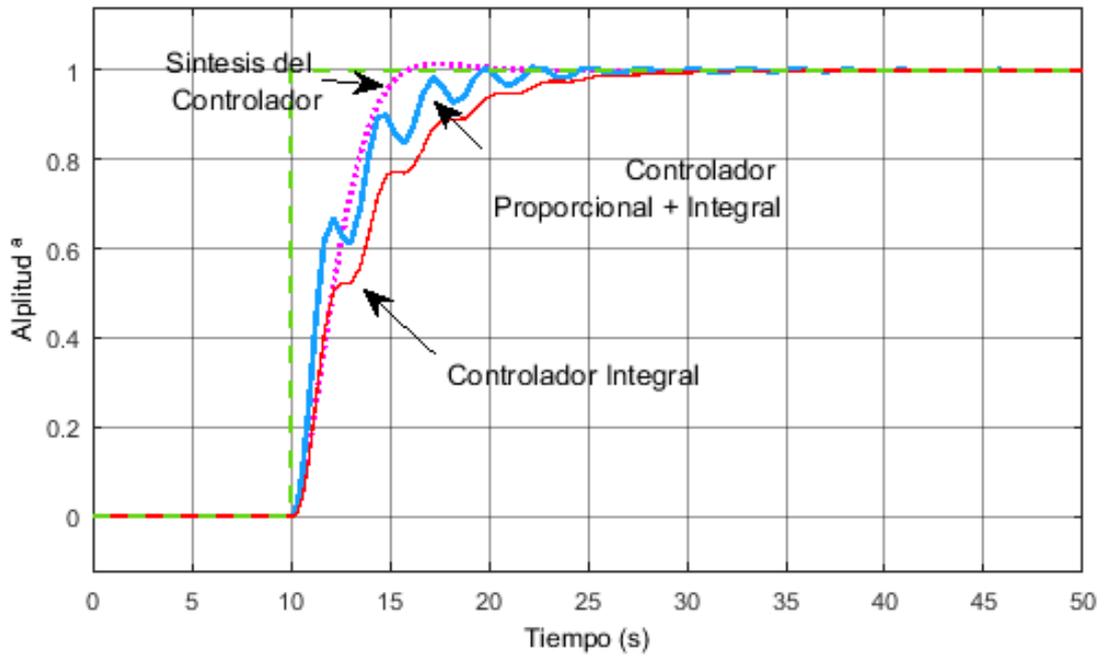


Figura 10 - 3: Comparación de respuestas en el tiempo del PI , Integral y síntesis del controlador

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

El diseño en control digital del PI en su forma incremental o de velocidad como lo denominan algunos autores se ilustra en la Figura 11.3 con un tiempo de muestreo de 0.1s y los coeficientes de k_p en 0.13 y k_i con 0.654.

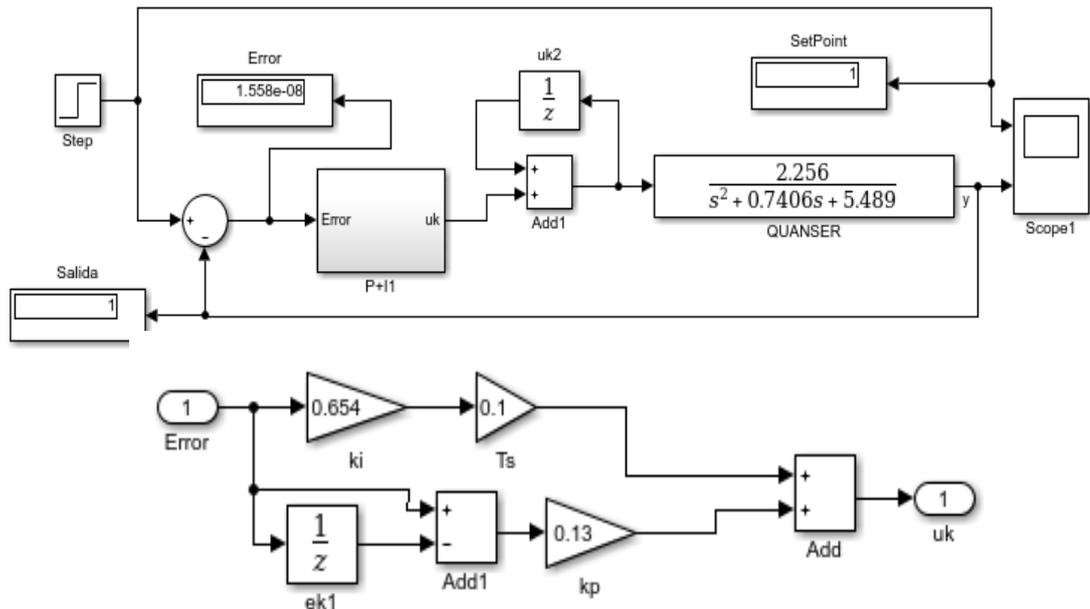
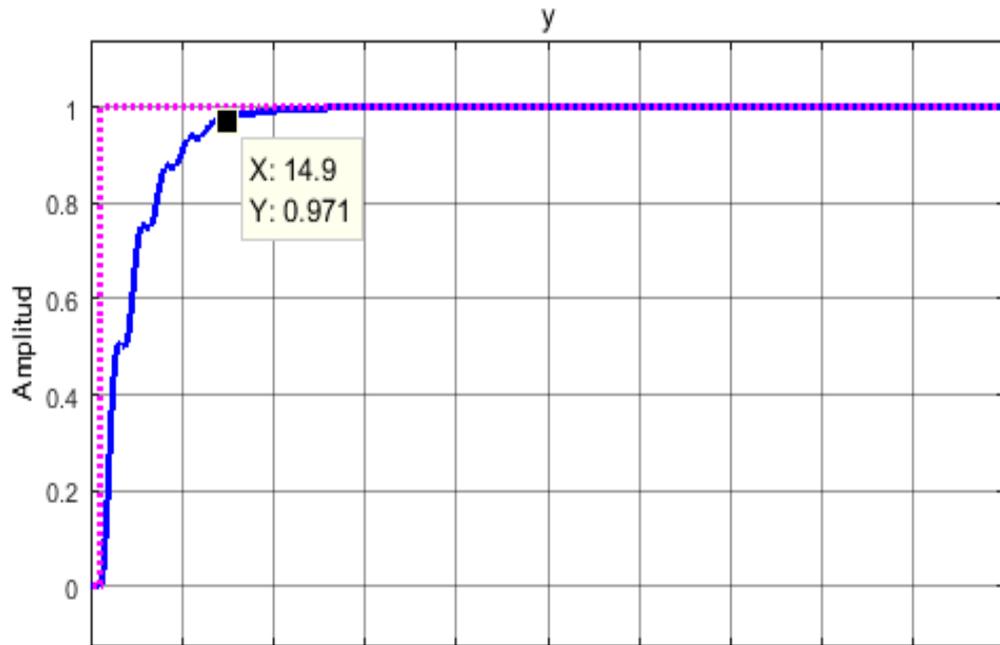


Figura 11 - 3: Sintonización del PI discreto en Simulink.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

3.2.4 Implementación del Controlador Proporcional Integral incremental.

Mediante LabView-MyRIO V.16 se presenta la programación del controlador proporcional integral; el Sequence-frame-01 aloja el math-script con el cual se parametriza al controlador con sus constantes K_p , K_i y el tiempo de muestreo; las entradas del algoritmo es el error $e(k)$ y $e(k-1)$ para dejar a su salida $\Delta u(k)$.

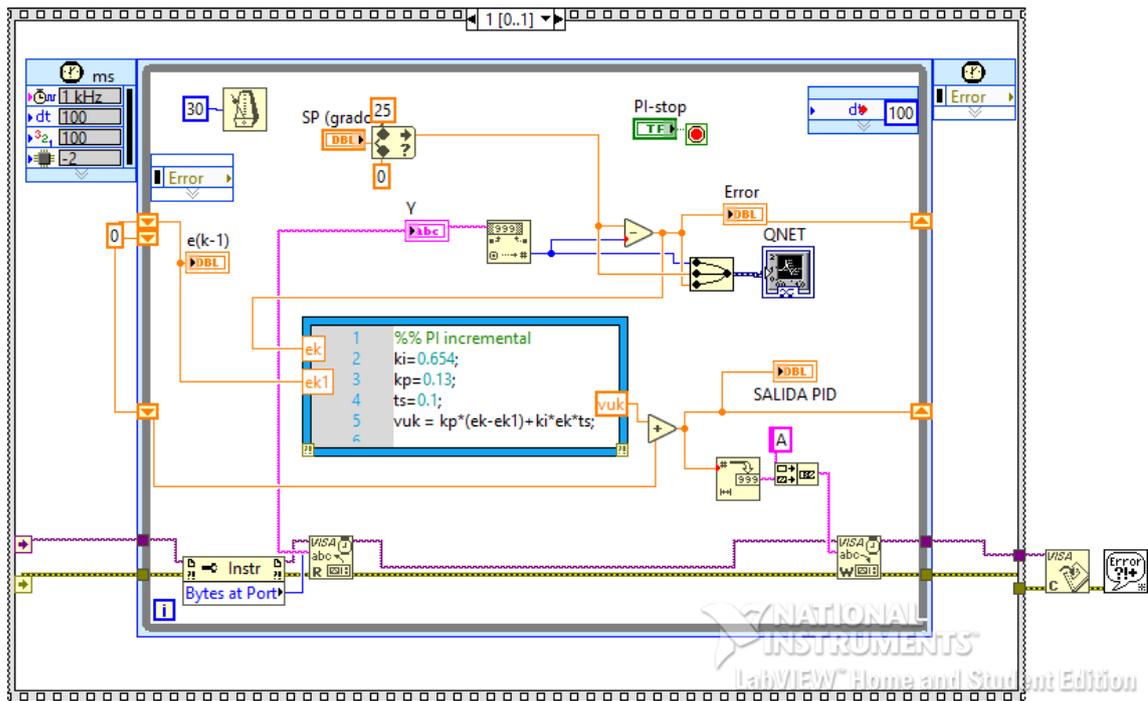


Figura 12 - 3: PI incremental en LabView.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

Ya fuera del math-script se adiciona la parte incremental de la ecuación 3.2 , cuyo valor es la variable manipulada $U(k)$ o pwm de la inyección del Arduino a la Quanser; con un shift-register se almacena el valor anterior $U(k-1)$ y de igual manera se procede con el error $e(k)$ y el $e(k-1)$; finalmente, la Figura 13.3 detalla el comportamiento de la salida $Y(k)$ en el tiempo mostrando un buen seguimiento del setpoint requerido, un error de estado estacionario nulo, un tiempo de establecimiento inferior a los 15 segundos y un sobre impulso de valor despreciable.

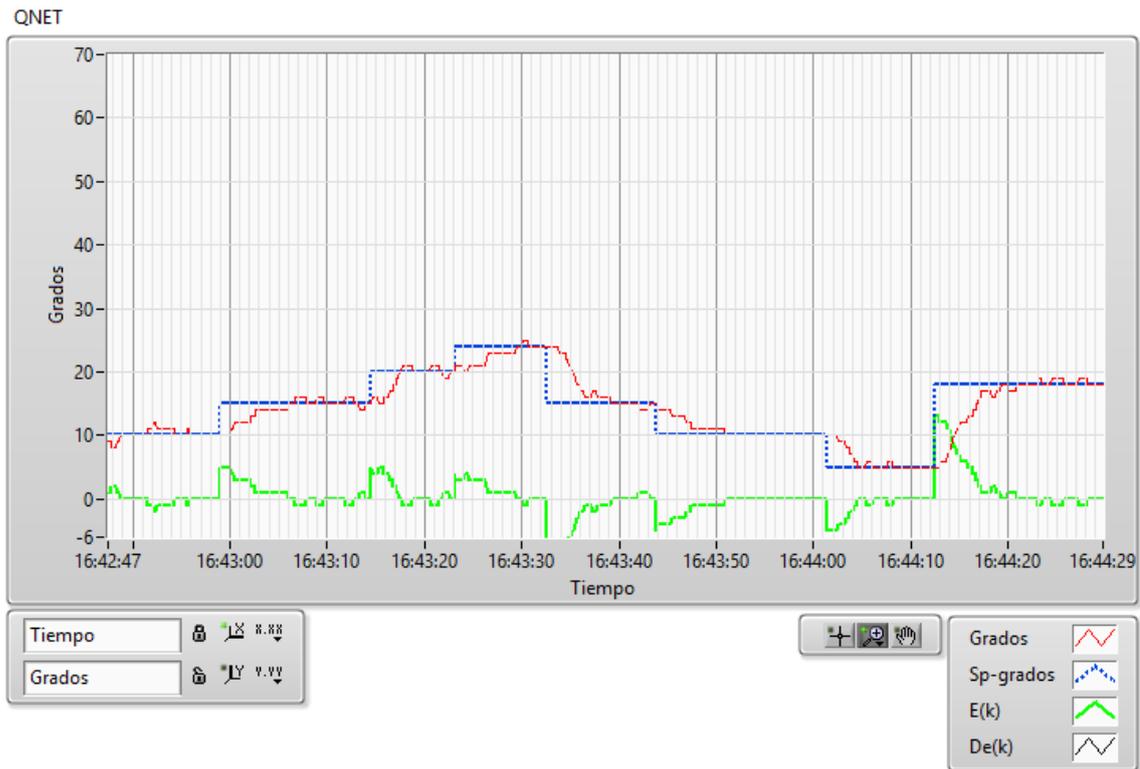


Figura 13 - 3: Respuesta en el tiempo del PI-Incremental en LabView.

Realizado por: Sánchez, Marco,2018

3.3 Diseño del Controlador Fuzzy Mamdani Incremental

Un controlador Fuzzy tiene mayor cantidad de parámetros para la sintonización que un PI convencional, y es necesario la experiencia de un experto del proceso para lograr una sintonización más fina. Zhang.J, Yu.D y Qi.Sh(2005) muestran una metodología que facilita la sintonización de un controlador fuzzy bidimensional, donde categorizan dos clases de conjuntos Fuzzy de entrada. Este diseño se sustenta en la primera clase de conjunto Fuzzy que se manifiesta en el apartado “2.3.3 Categorización de Controladores Difusos” del marco teórico.

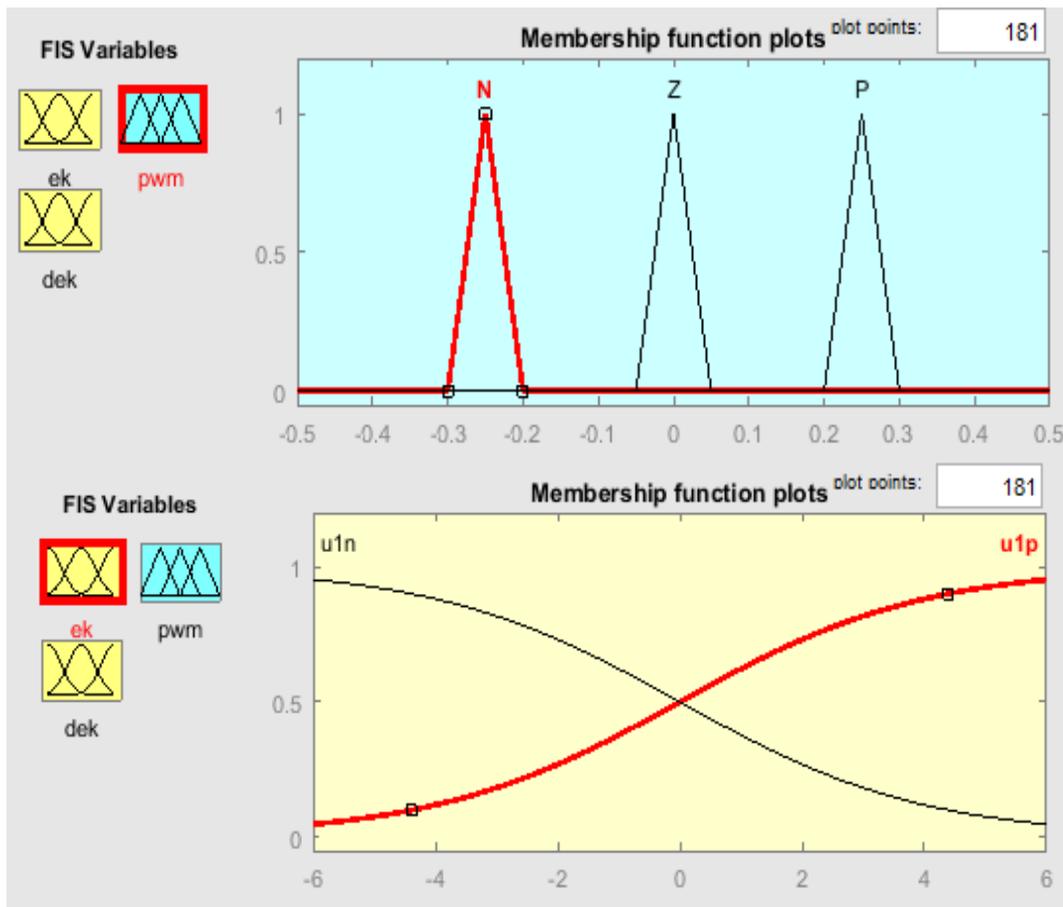


Figura 14 - 3: Funciones de membresía para error y tasa de cambio del error – clase 1.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018}

La clase 1, define las dos funciones de membresía sigmoideas para las entradas, tanto para error($e(k)$) como para la tasa de cambio del error($\Delta e(k)$) como se detalla en la Figura 14.3; adicionalmente, la salida será la variación del pwm ($\Delta u(k)$), en la cual se usa tres conjuntos singleton-fuzzy los cuales están etiquetados con Negativo(N), Cero(Z) y Positivo(P); la herramienta Fuzzy Logic Designer de Matlab, no dispone del tipo la función de membresía singleton, razón por la cual se utiliza funciones triangulares pero de una manera muy pequeña en la base del triángulo.

Por su parte la base de reglas para la inferencia difusa se plantea de la siguiente manera:

IF $e(k)$ IS $u1p$ AND $\Delta e(k)$ IS $n1p$ THEN pwm IS P

IF $e(k)$ IS $u1p$ AND $\Delta e(k)$ IS $n1n$ THEN pwm IS Z

IF $e(k)$ IS $u1n$ AND $\Delta e(k)$ IS $n1p$ THEN pwm IS Z

IF $e(k)$ IS $u1n$ AND $\Delta e(k)$ IS $n1n$ THEN pwm IS N

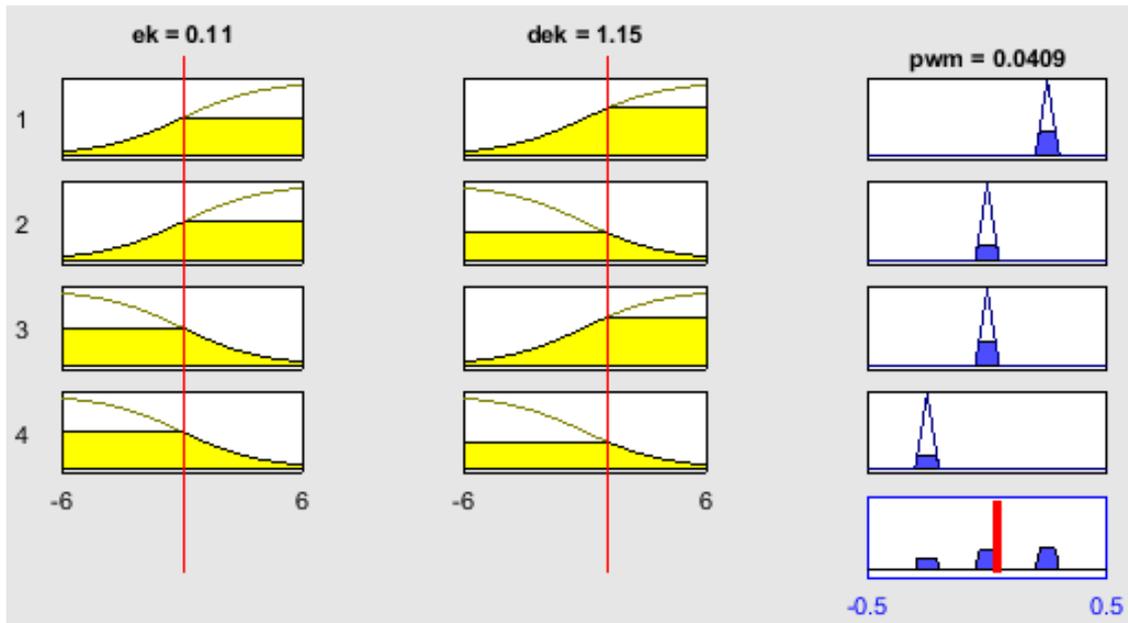


Figura 15 - 3: Base de reglas para la inferencia fuzzy – clase 1.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

Cuando la entrada del error $e(k)$ es 0.11 y la $\Delta e(k)$ es 1.15 entonces la salida pwm que es la $\Delta u(k)$ tendrá luego de la defusificación un valor de 0.0409; Por su parte, la Figura 15.3 detalla el modelo de simulación del sistema de control Mamdani Fuzzy Incremental donde su controlador es bidimensional en sus entradas y la salida hace conexión a la ley de control discreta $u(k) = u(k - 1) + \Delta u(k)$ para de así entregar la señal de control pwm a la planta Quanter.

La Figura 16.3, también detalla la curva de reacción del Controlador a la salida de la planta; de esta, se puede dilucidar que el tiempo de estabilización es a los 50s, donde no se tiene sobrepaso y que el tiempo de subida esta aproximadamente a los 13s, adicionalmente sera puede observar que al alcanzar el tiempo de estabilización el error en estado estacionario es cero; sin embargo, se lo puede considerar un sistema con respuesta lenta.

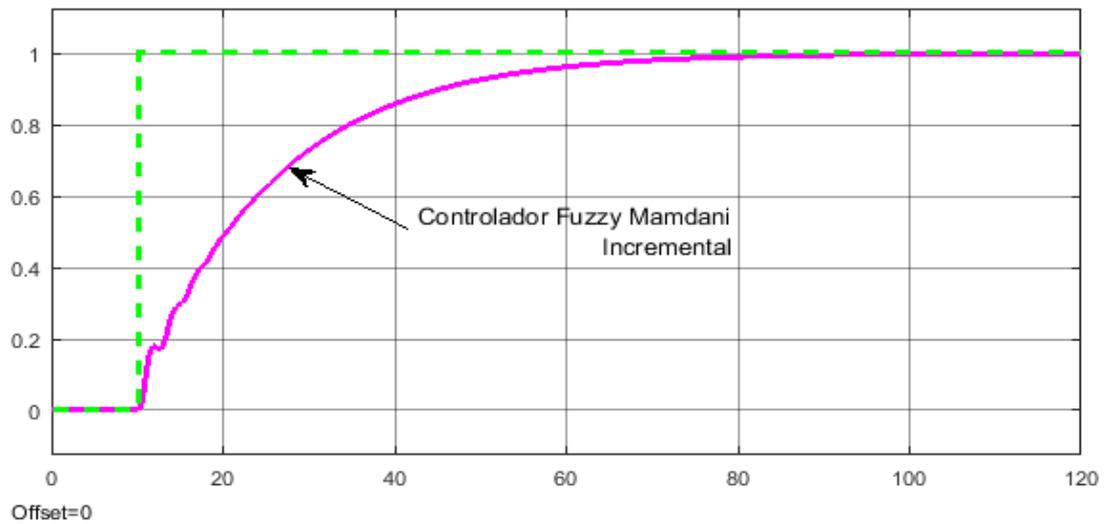
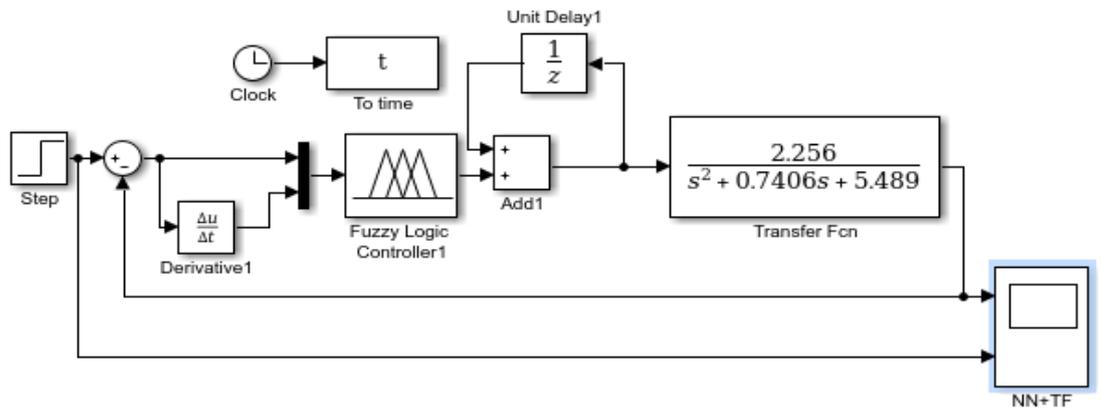


Figura 16 - 3: Simulación del fuzzy Mamdani – clase 1 Incremental

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

3.4 Implementación del Controlador Fuzzy Mamdani Incremental

La implementación del Fuzzy Incremental Mamdani Control, se lo llevo a cabo dentro de LabView-MyRIO V.16; es así, que la estructura de la programación se lo distribuye en dos Sequence-frame; el primer frame es la inicialización de las comunicaciones con el Arduino, el path del archivo *.fis donde está localizado toda la configuración del Fuzzy Mamdani que se observa en la Figura 16.3; en la parte superior están la configuración Clase-1 de las entradas de error $e(k)$ y la tasa de cambio del error $\Delta e(k)$ y la inferior la salida $\Delta u(k)$.

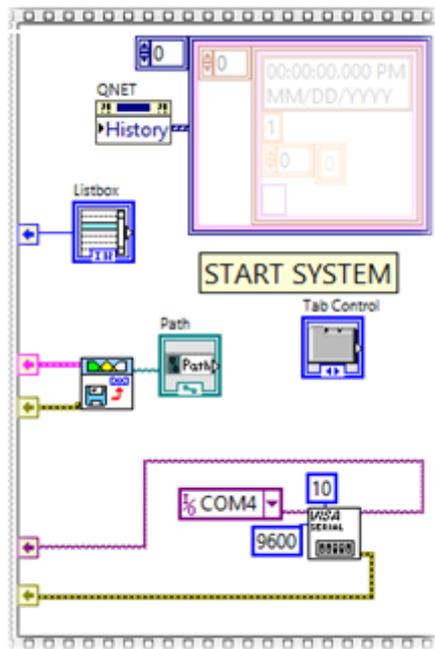


Figura 17 - 3: Primer frame - Inicio de programación

Realizado por: Sánchez, Marco,2018

El segundo frame de la Figura 17.3 involucra principalmente un Timed-Loop a fin de asegurar que cada periodo del Timed-loop sea 100ms; desde el lado izquierdo se inicializa los valores de los shift-register.

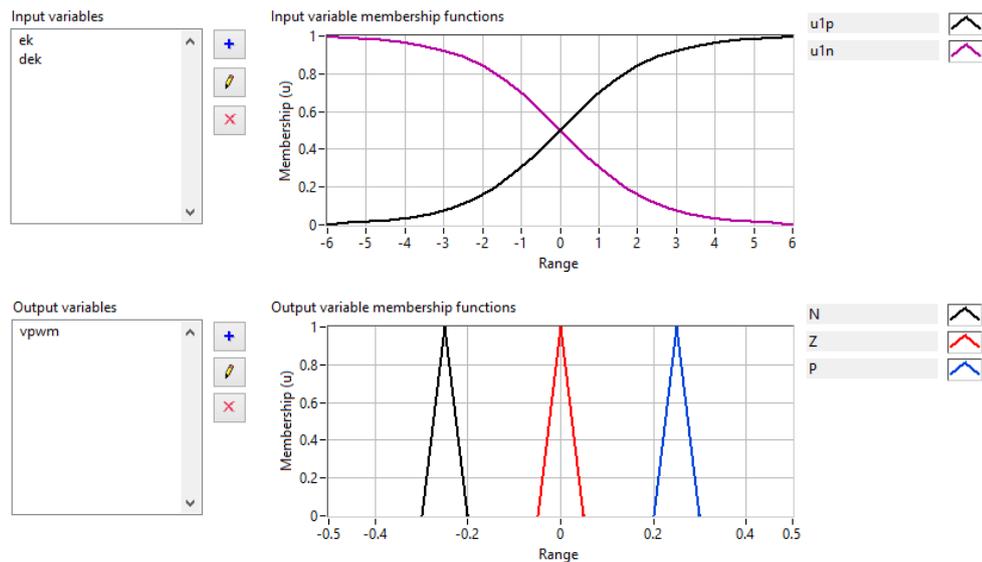


Figura 18 - 3: LabView Fuzzy System Designer Mamdani – clase 1 Incremental

Realizado por: Sánchez, Marco,2018

Podemos observar también que se utiliza limitadores a fin de asegurar que el setpoint este dentro del rango de [0 - 25] grados y que la salida del controlador Mamdani-Incremental este dentro de [0 65]pwm.

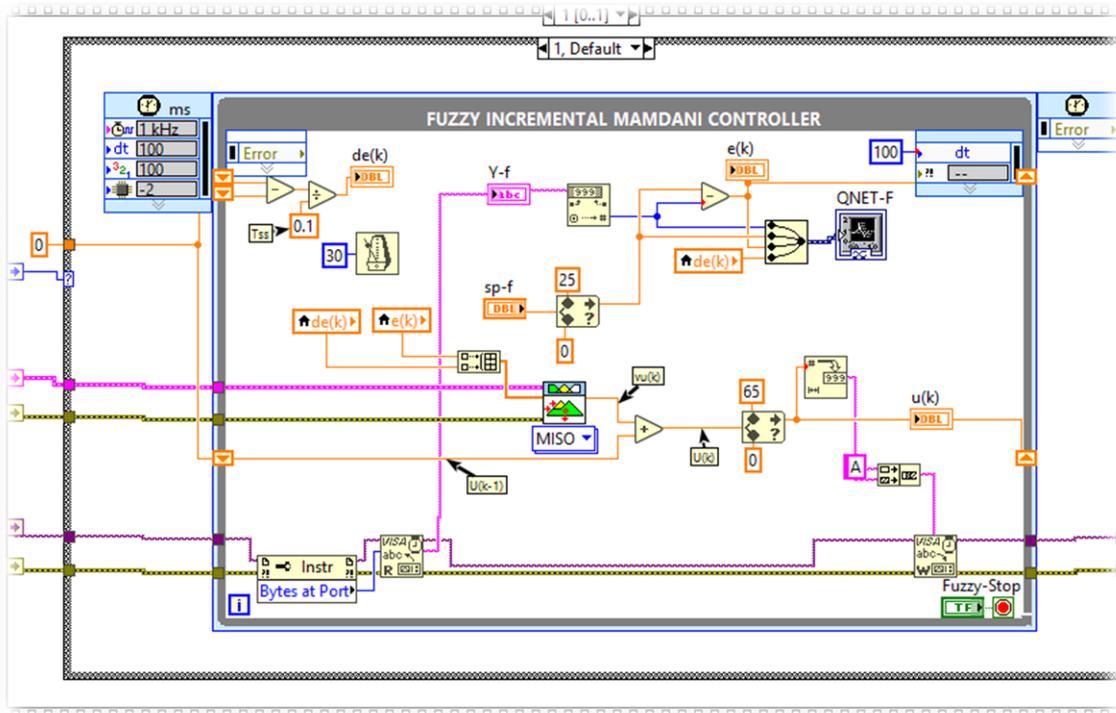


Figura 19 - 3: Segundo frame – Controlador Mamdani – clase 1 Incremental

Realizado por: Sánchez, Marco,2018

Prosiguiendo con la descripción de la Figura 17.3, se observa de los shift-register el cálculo de la tasa de cambio del error $de(k)$ con un tiempo de muestreo de 0.1ms y el cálculo del error $e(k)$; estas dos variables, ingresan como array al bloque FL Fuzzy Controller(MISO) y a su salida obtenemos la $\Delta u(k)$ que se adiciona a la $u(k-1)$ para formar la ley de control de la ecuación 3.2. Finalmente, cuando se requiere salir del Timed-Loop y finalizar el ciclo de control el Botón Fuzzy-Stop nos ayudara con este propósito, cerrando la comunicación serial con el Arduino.

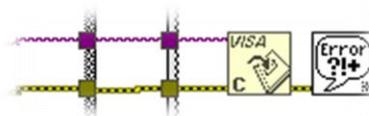


Figura 20 - 3: Cierre de comunicación con Arduino.

Realizado por: Sánchez, Marco,2018

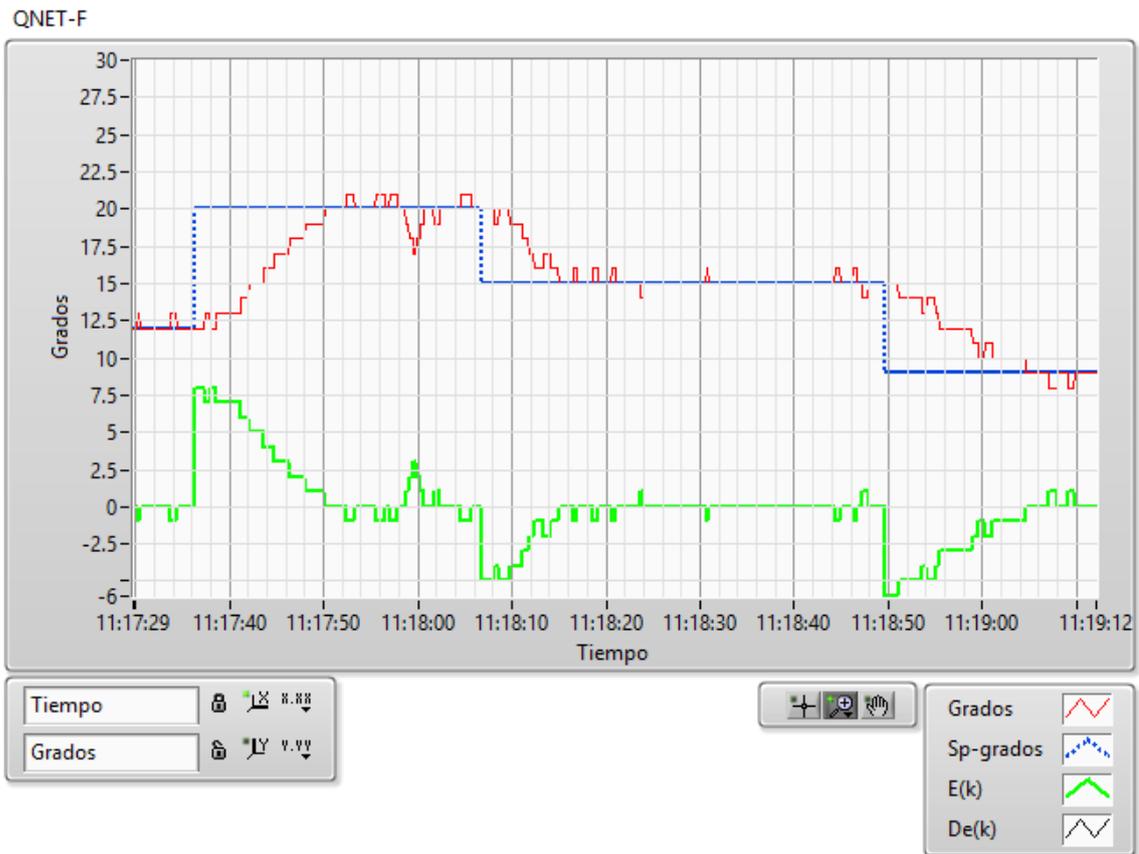


Figura 21 - 3: Respuesta en el tiempo del controlador fuzzy-Mamdani incremental.

Realizado por: Sánchez, Marco,2018

Finalmente, la respuesta en el tiempo con el controlador Mamadani incremental se manifiesta en la Figura 19.3 donde se observa el seguimiento de la señal de salida (Rojo) al setpoint (Azul) que un tiempo de establecimiento de aproximadamente 10s en los saltos grandes; adicionalmente el error (verde) se muestra inversamente a la señal de salida y está por su parte no presente sobre impulso con respecto al setpoint que se desea conseguir.

3.5 Diseño del Controlador Basado en el Modelo Interno - IMC

De acuerdo con la estructura del controlador basado en el modelo- IMC explicado en el apartado "2.4 Controlador IMC" del marco teórico, se ha localizado el modelo de manera paralela a la planta y lo que se requiere calcular es el $C(s)$.

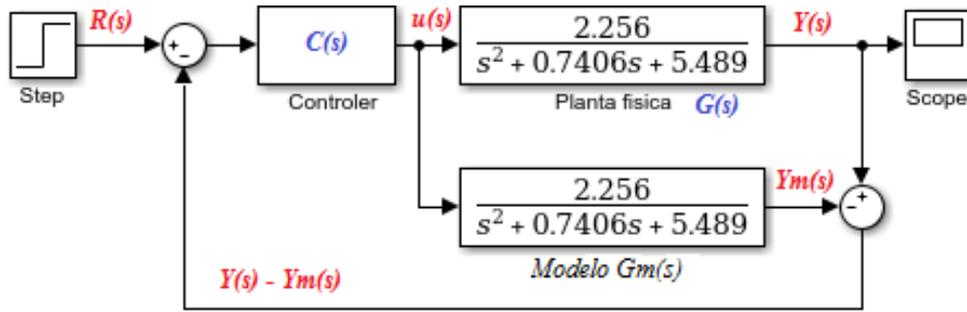


Figura 22 - 3: Estructura del IMC para la planta Quanser.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

Con la estructura IMC se busca disponer de un seguimiento perfecto $Y(s) = R(s)$; a esto también se extrae que, $Y(s) = R(s) \cdot C(s) \cdot G(s)$, eso quiere decir que $C(s) \cdot G(s) = 1$ para que se cumpla $Y(s) = R(s)$.

Al suponer que modelo de planta disponible es perfecto, es decir que $G_m(s)$ es igual a la planta $G(s)$ entonces se tiene que $C(s) \cdot G_m(s) = 1$ por lo tanto, $C(s) = G_m(s)^{-1}$, de otra manera se puede definir que controlador es igual al modelo inverso de la planta Quanser.

$$C(s) = G_m(s)^{-1} = \frac{s^2 + 0.7406s + 5.489}{2.256} \quad (3.7)$$

Al visualizar el modelo inverso de la planta Quanser de la ecuación 3.6, se dispone de una función de transferencia impropia es decir que el orden del numerador es superior al orden del denominador, razón por la cual se debe agregar el filtro pasa bajo de la Figura 21.3, cuya explicación detallada está en el capítulo de la base teórica del modelo IMC; adicionalmente, se debe acotar que el modelo inverso $G_m(s)^{-1}$ tampoco dispone de polos, por tal razón no requiere de ningún tipo de factorización.

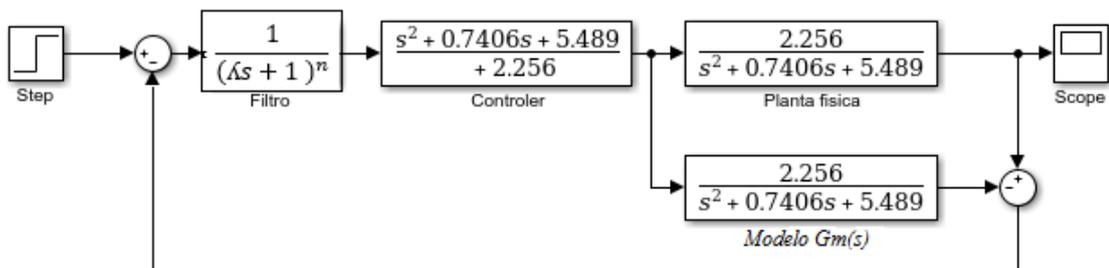


Figura 23 - 3: Estructura IMC con filtro pasa bajo de la planta Quanser.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

Dado que el orden del numerador del modelo inverso es 2, entonces 'n' del filtro pasa bajo debe ser mínimo 2, de tal manera que se pueda obtener una función de transferencia semipropia.

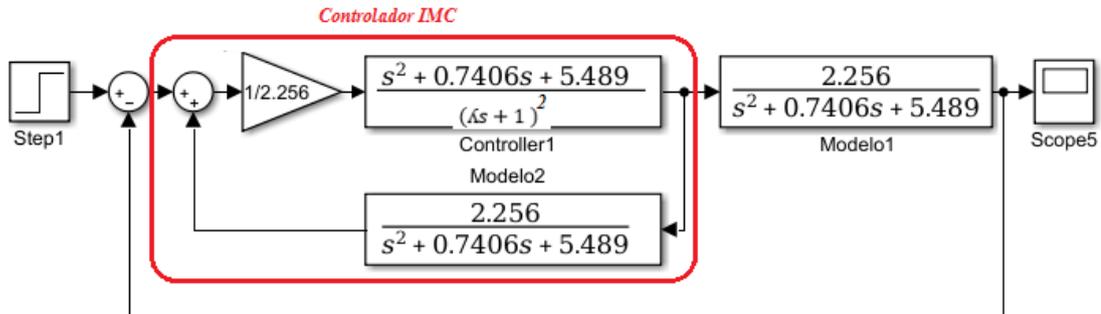


Figura 24 - 3: Estructura IMC con filtro pasa bajo de la planta Quanser.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

La Figura 22.3 indica la reagrupación en lazo cerrado del controlador IMC, de tal manera que se puede percibir que la sintonización del controlador depende de un solo parámetro ' λ '; donde que a mayor valor de ' λ ' la respuesta de la salida de la planta será más lenta y viceversa. Por su parte, al reducir los bloques del controlador IMC a un solo lazo de realimentación se obtiene la ecuación 3.7.

$$Clc(s) = \frac{\frac{1}{2.256} * \frac{s^2 + 0.7406s + 5.489}{(\lambda s + 1)^2}}{1 - \frac{1}{2.256} * \frac{s^2 + 0.7406s + 5.489}{(\lambda s + 1)^2} * \frac{2.256}{s^2 + 0.7406s + 5.489}}$$

$$Clc(s) = \frac{1}{2.256} * \frac{s^2 + 0.7406s + 5.489}{[(\lambda s + 1)^2 - 1]}$$

$$Clc(s) = \frac{1}{2.256} * \frac{s^2 + 0.7406s + 5.489}{[(\lambda s)^2 + 2\lambda s]} \quad (3.8)$$

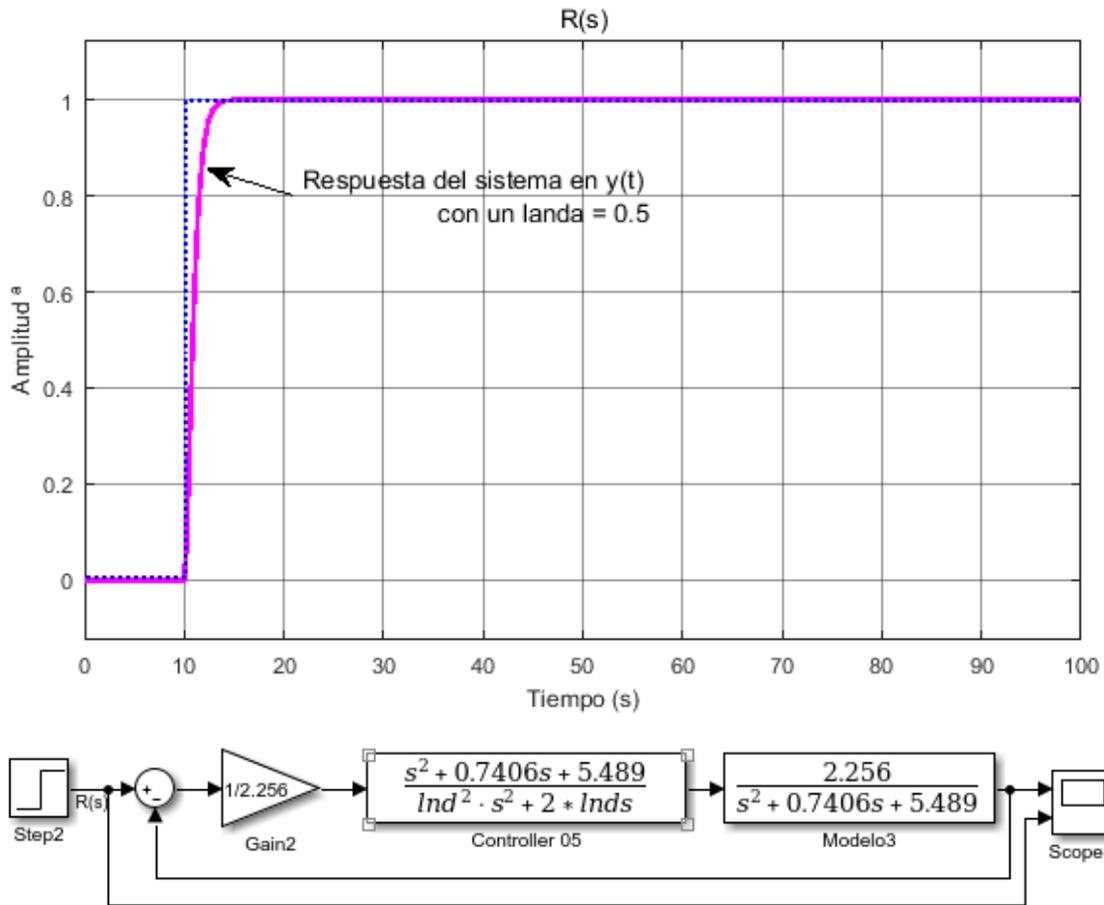


Figura 25 - 3: Estructura IMC con un lazo de realimentación.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

De la Figura 23.3 se confirma que a un menor valor de ' λ ' la respuesta es más rápida y se observa que el tiempo de estabilización está aproximadamente en 4s, de esta simulación se puede deducir que la sintonización del IMC en tiempo continuo depende únicamente del valor de ' λ ', y que el seguimiento es perfecto con error nulo en estado estacionario.

Por su parte el controlador de la Figura 23.3 al discretizar mediante Euler en adelante se obtuvo lo siguiente:

Donde:

$$S = \frac{z-1}{T} \text{ Euler en adelante ; } T \text{ es tiempo de muestreo}$$

$$Cz = \frac{\left(\frac{z-1}{T}\right)^2 + 0.7406\left(\frac{z-1}{T}\right) + 5.489}{\lambda^2\left(\frac{z-1}{T}\right)^2 + 2\lambda\left(\frac{z-1}{T}\right)}$$

$$Cz = \frac{z^2 + z(0.7406T - 2) + (5.489T^2 - 0.7406T + 1)}{(z\lambda)^2 + 2z(\lambda T - \lambda^2) + \lambda^2 - 2\lambda T} \quad (3.9)$$

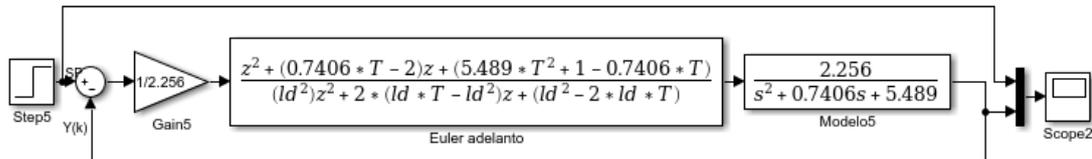
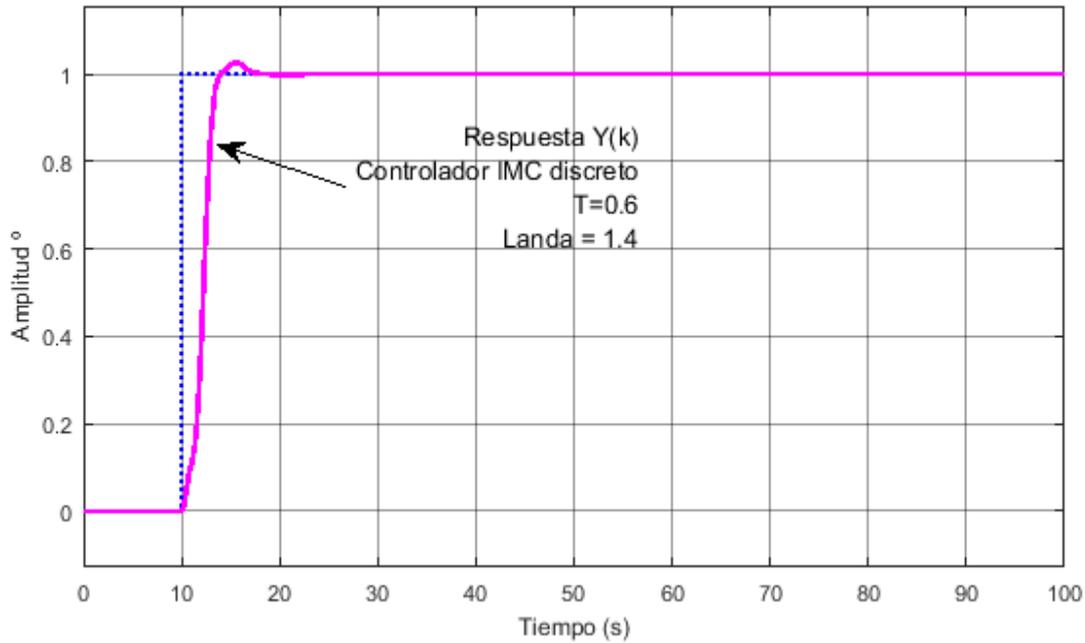


Figura 26 - 3: Controlador IMC discreto con un lazo de realimentación.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

Para el caso de un controlador IMC discreto se depende del tiempo de muestreo 'T' y la variable 'λ'; donde la salida Y(t) de la Figura 24.3 es la respuesta de T=0.6 y un λ=1.4 con un tiempo de estabilización de 3.9s y un sobre impulso del 2.8%.

3.6 Implementación del Controlador Basado en el Modelo Interno - IMC

Para la implementación del diseño de controlador discreto de la ecuación 3.8, es necesario que el controlador sea trasferido a ecuaciones en diferencias para su programación; es así que:

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{z^2 + z(0.7406T - 2) + (5.489T^2 - 0.7406T + 1)}{(z\lambda)^2 + 2z(\lambda T - \lambda^2) + \lambda^2 - 2\lambda T}$$

$$\begin{aligned} & U(z) \cdot ((z\lambda)^2 + 2z(\lambda T - \lambda^2) + \lambda^2 - 2\lambda T) \dots \\ & = E(z)(z^2 + z(0.7406T - 2) + (5.489T^2 - 0.7406T + 1)) \end{aligned}$$

Multiplicando por z^{-2} a los dos lados de la ecuación:

$$\begin{aligned} & z^{-2}[U(z)((z\lambda)^2 + 2z(\lambda T - \lambda^2) + \lambda^2 - 2\lambda T)] \dots \\ & = z^{-2}[E(z) \cdot (z^2 + z(0.7406T - 2) + (5.489T^2 - 0.7406T + 1))] \\ & \lambda^2 U(z) + U(z) \cdot z^{-1}(2\lambda T - 2\lambda^2) + U(z) \cdot z^{-2}(\lambda^2 - 2\lambda T) \dots \\ & = E(z) + E(z) \cdot z^{-1}(0.7406T - 2) + E(z) \cdot z^{-2}(5.489T^2 - 0.7406T + 1) \end{aligned}$$

De transformada Z a Ecuaciones en Diferencias:

$$\begin{aligned} & \lambda^2 U(k) + U(k-1)(2\lambda T - 2\lambda^2) + U(k-2)(\lambda^2 - 2\lambda T) \dots \\ & = E(k) + E(k-1)(0.7406T - 2) + E(k-2)(5.489T^2 - 0.7406T + 1) \end{aligned}$$

$$\text{Si: } a_0 = 2\lambda T - 2\lambda^2$$

$$a_1 = \lambda^2 - 2\lambda T$$

$$b_0 = 0.7406T - 2$$

$$b_1 = 5.489T^2 - 0.7406T + 1$$

$$\lambda^2 U(k) + U(k-1)a_0 + U(k-2)a_1 = E(k) + E(k-1)b_0 + E(k-2)b_1$$

$$U(k) = \frac{E(k) + b_0 E(k-1) + b_1 E(k-2) - a_0 U(k-1) - a_1 U(k-2)}{\lambda^2} \quad (3.9)$$

```

function uk = fcn(ek,ek1,ek2,uk1,uk2)
%%Parametros
Tm=0.6;
λ=1.4;
q1=0.7406;
q2=5.489;
a0=2*λ*Tm-2*λ^2;
a1=λ^2-2*λ*Tm
b0=q1*Tm-2;
b1=q2*Tm^2-q1*Tm+1;
%% IMC Controller
uk = (ek+b0*ek1+b1*ek2-a0*uk1-a1*uk2)/λ^2

```

La ecuación 3.10 es implementada en Matlab-Simulink dentro de una 'Function' con las entradas externas del error $e(k)$, $e(k-1)$, $e(k-2)$, $u(k-1)$, $u(k-2)$ su salida $u(k)$.

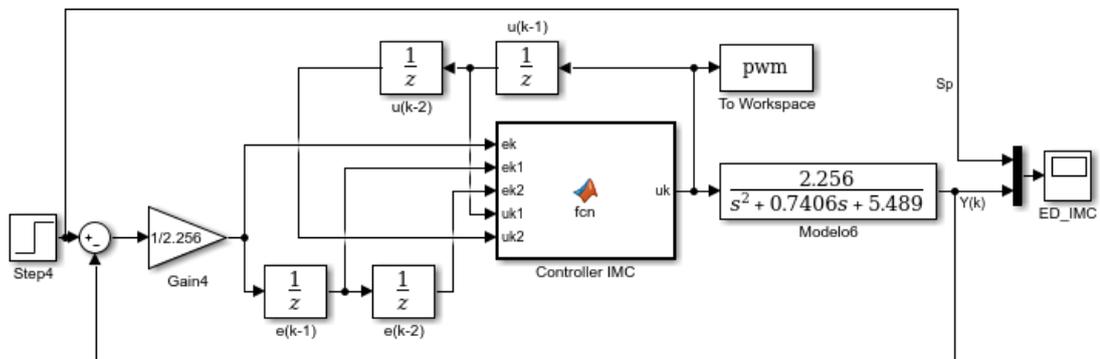
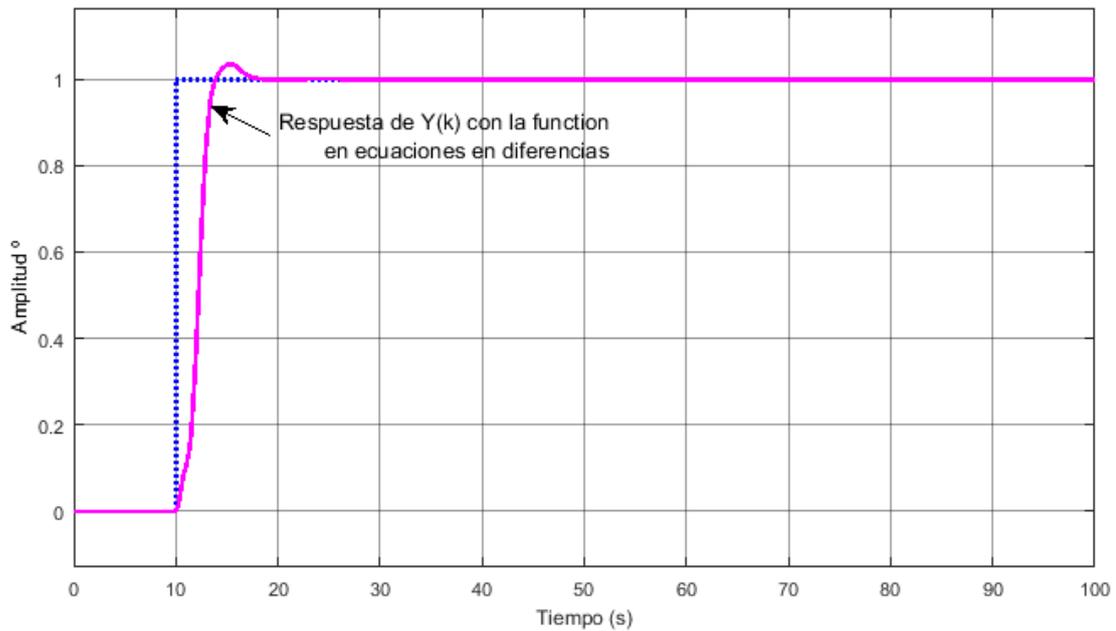


Figura 27 - 3: Controlador IMC con ecuaciones en diferencias

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

La respuesta $Y(k)$ de la Figura 25.3 del controlador en ecuaciones en diferencias, detalla similitud con los parámetros de respuesta del controlador discreto de la Figura 27.3, bajo estos preceptos se realiza la programación dentro del MatchScript de LabView MyRio V.16 como se observa en la Figura 26.3; sin embargo, al realizar la implantación y pruebas con la planta Quanser fue necesario modificar el tiempo de muestreo a 0.1 para tener mejor estabilidad.

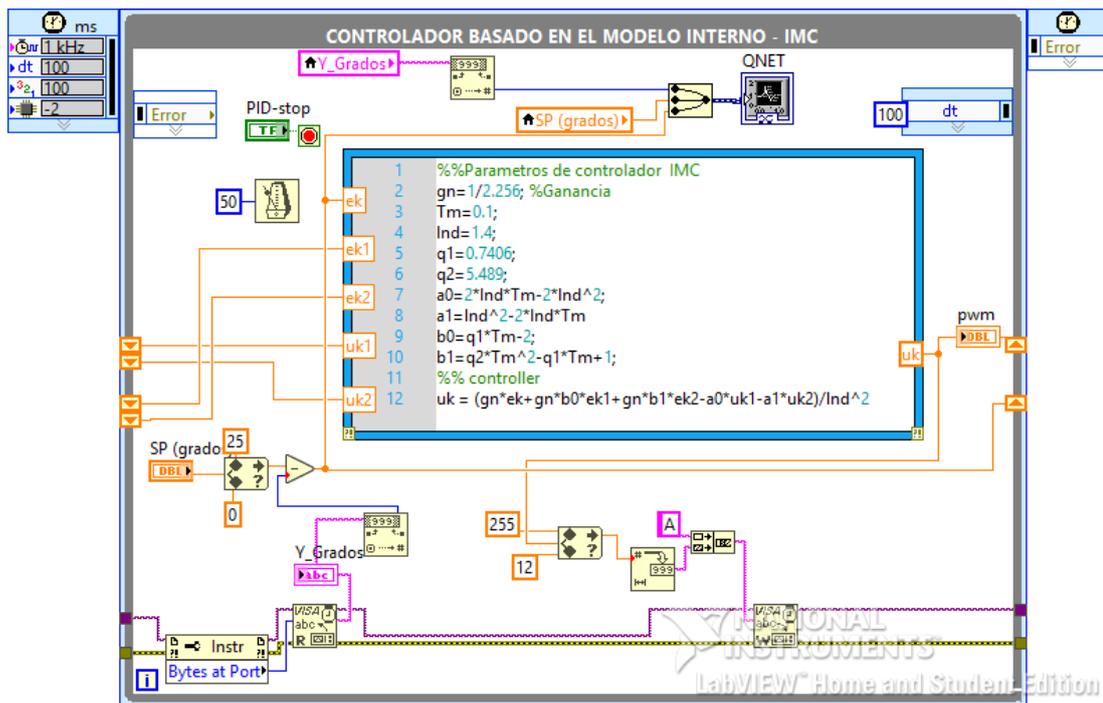


Figura 28 - 3: Implementación en LabView-MyRio v.16 del Controlador IMC..

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

Mediante el algoritmo desarrollado en LabView- MyRio se realiza las pruebas de funcionamiento del controlador basado en el modelo interno IMC de la planta Quanser, de lo que se observa es que realiza el seguimiento al setpoint (azul) por parte de la señal de salida (rojo) con un pequeño sobre impulso para el caso de saltos de setpoint grandes y con un tiempo de establecimiento alrededor de los 5 segundos; por otra parte, se mitiga el error (verde) a medida que la señal de salida es controlada por el controlador basado en el modelo interno de la planta Quanser.

QNET

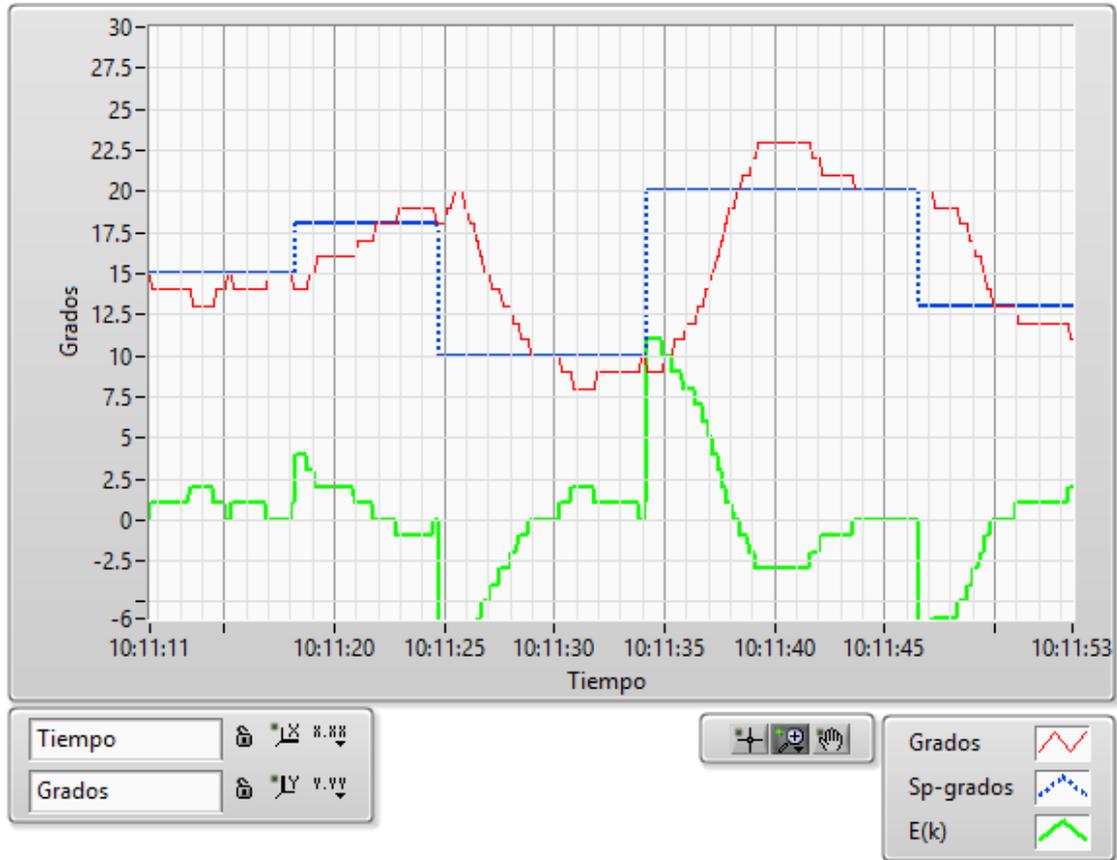


Figura 29 - 3: Respuesta en el tiempo de la Implementación en LabView-MyRio v.16 del Controlador IMC.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

CAPÍTULO IV

4. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Luego del diseño y la implementación de los controladores PI incremental, Fuzzy Mamdani y Control por Modelo Interno en la planta Quanser VTOL; se continúa en el presente capítulo con la etapa de pruebas y se describe los diferentes resultados obtenidos en cada uno de los reguladores. Esto permitirá realizar la verificación de la hipótesis planteado inicialmente.

4.1 Análisis de Resultados del Controlador PI Incremental

Se realizaron tres tipos de pruebas la primera es respuesta a una entrada escalón, la segunda ante presencia de ruido y la tercera se introdujo una perturbación para dos valores de set point diferentes. Cada experimento se aplicó para los diferentes controladores implementados en el presente trabajo de titulación bajo las mismas condiciones para luego realizar una comparación entre los tres.

4.1.1 Respuesta de la planta con el control PI ante una entrada escalón

En esta sección se aplicará una entrada escalón a la planta Quanser de 24° para visualizar la dinámica de su comportamiento y registrar su tiempo de estabilización. Como se puede observar en la Figura 1-4 el tiempo de estabilización es de aproximadamente 9 segundos.

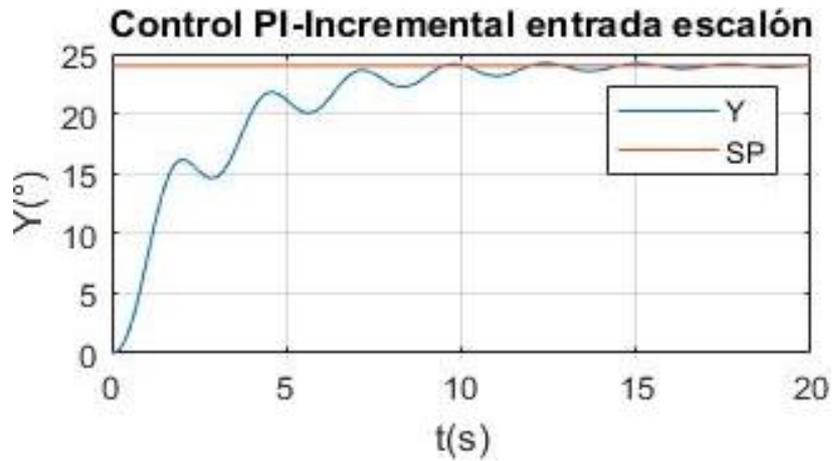


Figura 1 - 4: Respuesta de la planta con control PI a una entrada escalón.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

4.1.2 Respuesta de la planta con el control PI ante presencia de ruido

La segunda prueba se la realizó ante una presencia de ruido bajo las mismas condiciones que en el anterior. En la Figura 2-4 la curva de respuesta del sistema es similar al primer caso salvo que presenta pequeñas distorsiones en la señal de salida.

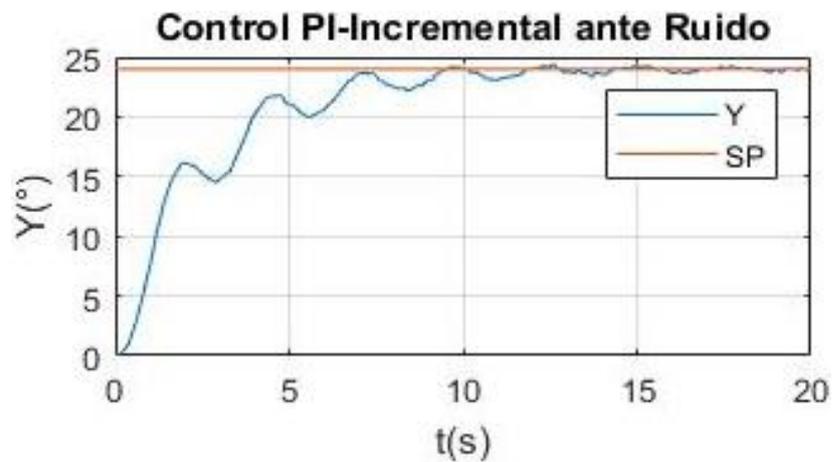


Figura 2 - 4: Respuesta de la planta con el control PI ante presencia de ruido.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

4.1.3 Respuesta de la planta con control PI ante una perturbación

La tercera prueba se realizó aplicando una perturbación (de amplitud 3) a la salida de la planta Quanser cuando se encontraba estable en un set point de 5° y también a los 24° . En la Figura 3-4 se puede observar que el sistema tiende a regresar a la referencia prefijada.

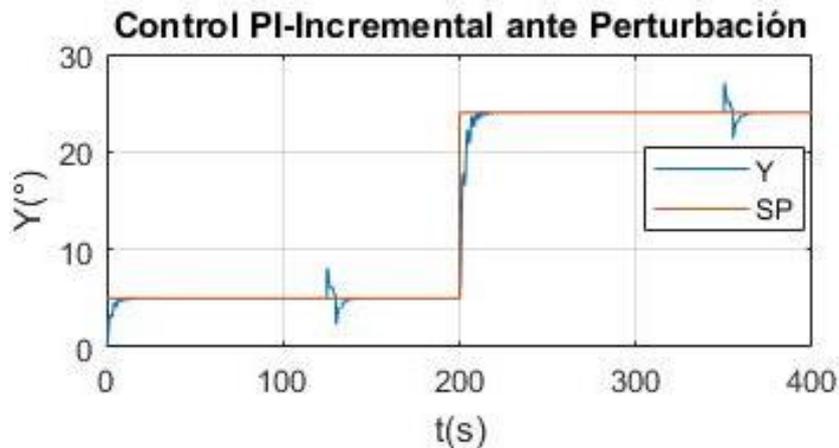


Figura 3 - 4: Respuesta de la planta con control PI ante una perturbación.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

La perturbación se la realizó a los 125 segundos cuando la señal de salida se encontraba estable con un set point de 5° ; luego se le aplicó otra perturbación a los 350 segundos cuando se tenía la señal estabilizada en 24° . La duración de las mismas es de 5 segundos para ambos casos. El pico máximo en la primera parte es de 8° y el pico mínimo es de 2.36° ; en la segunda parte es de 27° y 21.36° respectivamente.

4.2 Análisis de Resultados del Controlador por Modelo Interno

Luego de implementar el Controlador por Modelo Interno (IMC) y aplicarlo a la planta Quanser se realizaron las siguientes pruebas similares a las anteriores para analizar el comportamiento de la planta.

4.2.1 Respuesta de la planta con control IMC a una entrada escalón

La cuarta prueba se aplicó una entrada escalón, a la planta Quanser, de 24° como se puede observar en la Figura 4-4 el tiempo de estabilización es de aproximadamente 3 segundos.

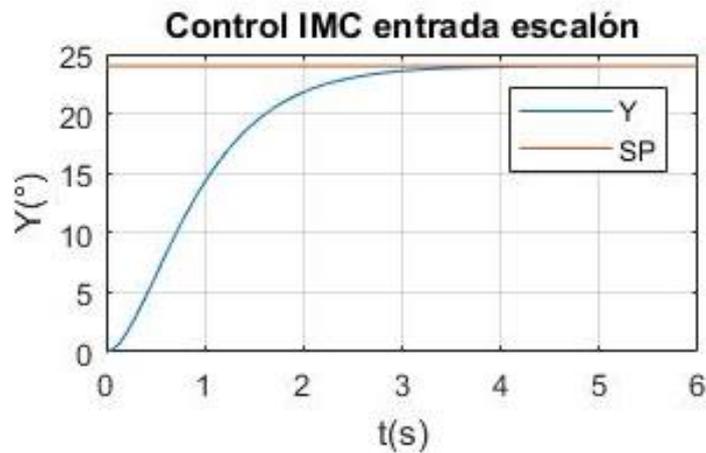


Figura 4 - 4: Respuesta de la planta con control IMC a una entrada escalón.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

4.2.2 Respuesta de la planta con control IMC ante presencia de ruido

La quinta prueba se aplicará una entrada escalón, a la planta Quanser, de 24° ante presencia de ruido; como se puede observar en la Figura 5-4 el tiempo de estabilización es similar a la cuarta prueba. El ruido es mínimo ante este controlador. El tiempo de estabilización es de aproximadamente 3 segundos y no se ve afectado.

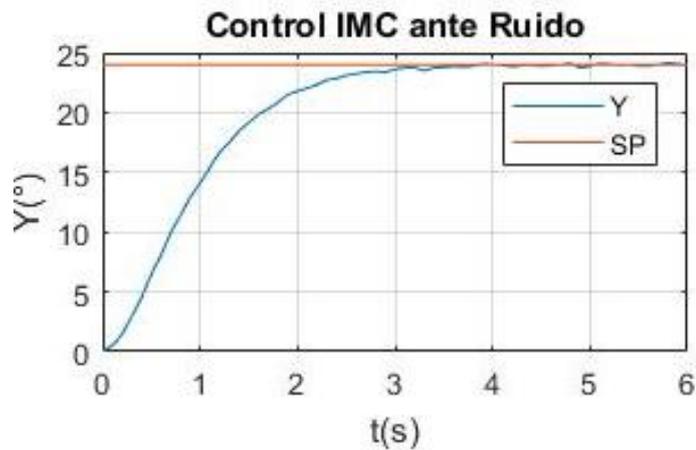


Figura 5 - 4: Respuesta de la planta con control IMC ante presencia de ruido.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

4.2.3 Respuesta de la planta con control IMC ante una perturbación

La sexta prueba se realizó aplicando una perturbación, a la salida de la planta Quanser, de 24° que se muestra en la Figura 6-4, la respuesta de la planta ante la perturbación (de amplitud 3) regresa casi inmediatamente a los diferentes valores de set point aplicados.

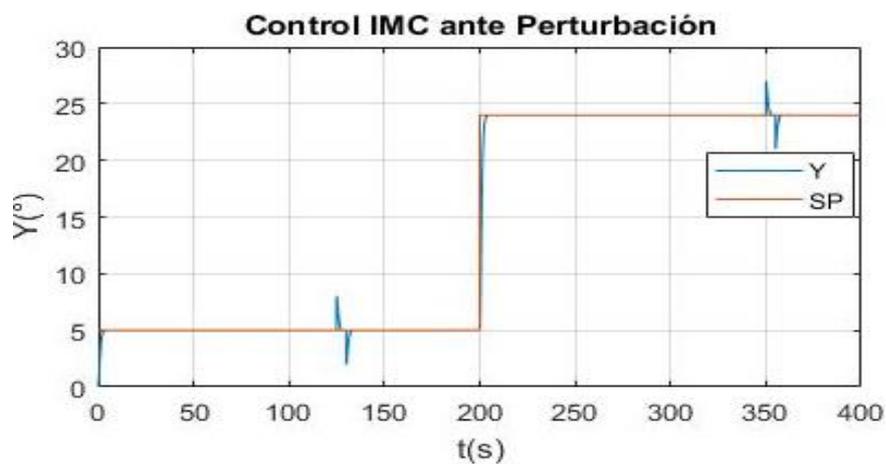


Figura 6 - 4: Respuesta de la planta con control IMC ante una perturbación.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

Cuando la señal de salida se encontraba estable con un set point de 5° , luego después de 125 segundos se aplica una perturbación de amplitud 3 con una duración de 5 segundos, luego a los

200 segundos se usa una referencia de 24° y, finalmente, se introduce una perturbación de 350 segundos con una amplitud de 3 unidades y una duración de 5 segundos. El pico máximo en la primera parte es de 8° y el pico mínimo es 2° ; para la segunda parte es 27° y 21° respectivamente. Este controlador presenta que la señal tiende a bajar más en relación a su referencia, pero su estabilidad se la recupera más rápido en relación a los otros reguladores.

4.3 Análisis de Resultados del Controlador Fuzzy Mamdani

4.3.1 Respuesta de la planta con control Fuzzy a una entrada escalón

La séptima prueba se aplicó una entrada escalón, a la planta Quanser, de 24° . Como se puede observar en la Figura 7-4 el tiempo de estabilización es de aproximadamente 120 segundos.



Figura 7 - 4: Respuesta de la planta con control Fuzzy a una entrada escalón.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

4.3.2 Respuesta de la planta con control Fuzzy ante presencia de ruido

La octava prueba se aplicó una entrada escalón, ante presencia de ruido a la planta Quanser, de 24° . Como se puede observar en la Figura 8-4 el tiempo de estabilización no cambia de acuerdo a la prueba anterior y tampoco se ve afectada la curva de respuesta. El tiempo de estabilización es de aproximadamente 120 segundos.



Figura 8 - 4: Respuesta de la planta con control Fuzzy ante presencia de ruido.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

4.3.3 Respuesta de la planta con control Fuzzy ante una perturbación

La última prueba se aplicó una entrada escalón, ante presencia de una perturbación a la planta Quanser, de 24° . Como se puede observar en la Figura 9-4 la respuesta de la señal se demora en regresar al valor del set point en referencia con los controladores anteriores.

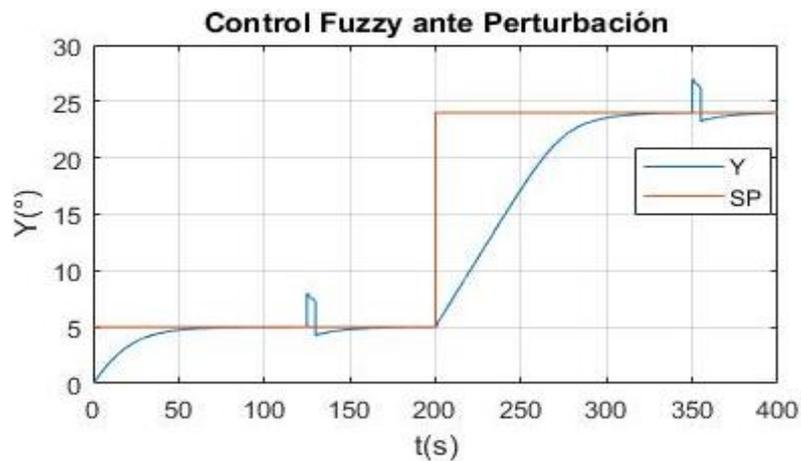


Figura 9 - 4: Respuesta de la planta con control Fuzzy ante una perturbación.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

Una vez que la señal de salida se encontraba estable en un set point de 5°, se le aplicó una perturbación de 5 segundos. Luego que la respuesta de la señal se encontraba estable a los 24° se le vuelve aplicar una perturbación similar a la anterior. El pico máximo en la primera parte es de 8° y el pico mínimo es 4.23°; para la segunda parte es 26.98° y 23.22° respectivamente.

Tabla 1-4: Registro del tiempo de estabilización

Controlador	Prueba	Tiempo de estabilización [s]
PI Incremental	Entrada escalón	9
	Entrada escalón con presencia de ruido	9
Por Modelo Interno	Entrada escalón	3
	Entrada escalón con presencia de ruido	3
Fuzzy Mamdani	Entrada escalón	120
	Entrada escalón con presencia de ruido	120

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

Una vez realizadas las pruebas a cada uno de los controladores se logró observar que los tiempos de estabilización en el Controlador PI, ante una entrada escalón, es de 9 segundos; cuando a la planta se le aplica la entrada escalón en presencia de ruido al ser mínimas las variaciones se obtuvo el mismo resultado de 9 segundos.

Mediante el Controlador por Modelo Interno, se observa que el tiempo de estabilización mejoró logrando reducir la respuesta de la planta, ante una entrada escalón, a 3 segundos, y con la entrada escalón con presencia de ruido se obtuvo el mismo tiempo.

La respuesta del Controlador Fuzzy Mamdani muestra que la planta ante una entrada escalón, tendrá un tiempo de respuesta de 120 segundos, y al igual que los otros controladores su respuesta ante la entrada escalón con presencia de ruido no se ve afectada.

Por consiguiente, el regulador con el menor tiempo de estabilización es el Controlador por Modelo Interno, en comparación al PI y Fuzzy Mamdani. Esto se puede evidenciar mediante la comparación de la Tabla 1-4, para cada uno de los casos presentados con y sin perturbaciones.

En la Figura 10-4 se observa una gráfica de barras construida mediante la información presentada en la Tabla 1-4 para comparar los tiempos de estabilización entre los controladores.

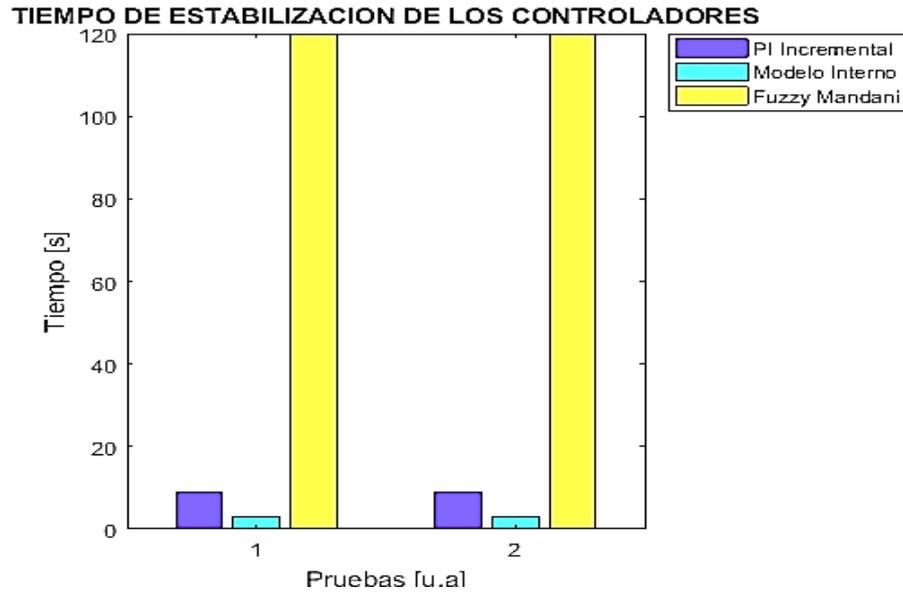


Figura 10 - 4: Gráfico de barras del tiempo de estabilización de los Controladores

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

A continuación, se realizará una evaluación del criterio integral del cuadrado del error entre los tres reguladores aplicados a la planta de vuelo vertical de National Instrument. Se aplicó este criterio porque penaliza los errores grandes.

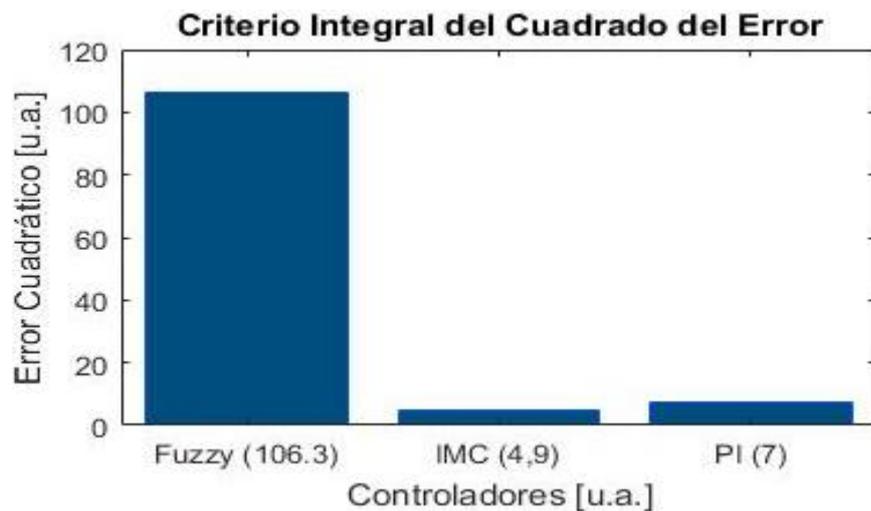


Figura 11 - 4: Gráfico de barras del criterio integral del cuadrado del error.

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

En la Figura 11-4 se puede observar que el Control por Modelo Interno presenta un menor valor del criterio integral del cuadrado del error (4.9 unidades). Y no muy alejado, el PI-Incremental de acuerdo al criterio aplicado es un regulador que le permite reaccionar bastante bien a la planta.

4.4 Comprobación de la Hipótesis

En la sección anterior se pudo reflejar que para cada caso que fueron aplicados a los reguladores, resultó ser mejor el Control por Modelo Interno ya que presenta un mejor tiempo de estabilización ante una entrada escalón de 24° .

Para la demostración de la hipótesis se tomaron los datos que presenta Andrés Morocho en su tesis “Desarrollo de un regulador neurodifuso adaptativo para el control de una planta de vuelo vertical de National Instrument”. El autor toma los datos del error cuadrático medio para diferentes valores de set point en el rango de 0° a 24° y luego mediante una distribución T de Student se comprueba si el IMC presenta mejor tiempo de estabilización en relación al controlador neurodifuso. La cantidad de datos que procesó fueron de 786 datos y por lo tanto deben ser iguales para encontrar los errores cuadráticos medios para cada caso; caso contrario no se podría realizar la comparación.

4.4.1 Distribución T de Student

Los datos que se obtuvieron fueron de varias entradas escalonadas comenzando desde 0° hasta el valor indicado en la Tabla 2-4 y calculando el error cuadrático medio de la respuesta del sistema para cada punto establecido.

Ahora definimos la Hipótesis Alternativa (H_i), esto define lo que queremos probar, en este caso: El Controlador por Modelo Interno tiene un valor menor de error cuadrático medio y, por lo tanto, un tiempo de estabilización más corto.

La Hipótesis nula (H_o) se refiere al opuesto de la hipótesis alternativa, por lo tanto, el Control por Modelo Interno no tiene un valor menor de error cuadrático medio y, por lo tanto, un tiempo de estabilización más largo.

Tabla 2-4: Muestras de los Controladores para la Distribución T de Student

ID	Set Point (Grados)	Control IMC	Neurodifuso
1	2	0.0746	62.317
2	4	0.2983	84.321
3	6	0.6711	92.378
4	8	11.931	102.789
5	10	18.643	113.023
6	12	26.846	119.132
7	14	3.654	122.078
8	16	47.726	134.198
9	18	60.403	154.321
10	20	74.571	160.834

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

El estadístico T se calculó utilizando Excel donde se insertaron los datos de la Tabla 2-4 y el valor de significación del 5%. El programa entregó el siguiente resultado:

Tabla 3-4: Distribución T de Student para las muestras de los Controladores.

Prueba t para dos muestras suponiendo varianzas desiguales		
	IMC	RND
Media	24,481800	114,539100
Varianza	746,4507532	940,2198317
Observaciones	10	10
Diferencia hipotética de las medias	0	
Grados de libertad	18	
Estadístico t	-6,934318523	
P(T<=t) una cola	8,81087E-07	
Valor crítico de t (una cola)	1,734063607	
P(T<=t) dos colas	1,76217E-06	
Valor crítico de t (dos colas)	2,10092204	

Realizado por: Sánchez, Marco, 2018

De acuerdo con la Distribución T de Student, indica lo siguiente:

- Valor $P \leq$ Significación de nivel, la hipótesis nula es rechazada.
- Valor de $P >$ Nivel de significación, se acepta la hipótesis nula.

En la Tabla 3-4 se observa que los valores de P, resaltados en color naranja, son menores que el valor de significancia de 0.05. Se concluye que la hipótesis nula es rechazada y, por lo tanto, se acepta la hipótesis alternativa, que era lo que queríamos demostrar al inicio del presente trabajo de titulación.

CONCLUSIONES

- Las estructuras de los tres controladores son diferentes, el controlador P+I Incremental está conformado por: una señal de control, por un error de control, una ganancia proporcional y una ganancia integral; mientras que la estructura del controlador Fuzzy Mamdani está compuesta por: la fusificación, base de reglas, mecanismo de inferencia, y defusificación; finalmente el controlador de Modelo Interno (IMC) está estructurado por: la planta y el controlador.
- La planta Quanser con el controlador Neurodifuso tiene un tiempo de estabilización de 5 segundos; mientras que con la implementación de los tres controladores P+I Incremental, Fuzzy Mamdani Incremental y Control de Modelo Interno, la planta logró estabilizarse en 3 segundos (IMC), en 120 segundos (Fuzzy Mamdani), 9 segundos (P+I incremental), donde se puede apreciar que el Control de Modelo Interno es el que requiere menor tiempo de estabilización, con una disminución de 2 segundos en comparación con el controlador neurodifuso.
- Tras realizar la evaluación del desempeño de los controladores en base al tiempo de estabilización, tomando en cuenta el criterio integral del error aplicado a la planta de vuelo vertical Quanser, se determinó que el Control por Modelo Interno presenta un menor valor (4,9 unidades) y no muy alejado de P+I Incremental (7 unidades) mientras que el controlador Fuzzy Mamdani representa un valor del criterio integral del cuadrado del error (106,3 unidades). Razón por la cual se reafirma que el IMC presenta el mejor tiempo de estabilización.
- De acuerdo al estadígrafo T de Student, el regulador IMC resultó ser mejor que el controlador neurodifuso porque presenta un menor tiempo de estabilización e incluso la respuesta de la señal no posee sobre impulso y es estable ante presencia de ruido y perturbaciones.

RECOMENDACIONES

- Tomar en cuenta la estructura de cada uno de los controladores, para su respectiva y correcta aplicación.
- Se recomienda implementar el Control de Modelo Interno, para estabilizar la planta Quanser, pues requiere de menor tiempo, de acuerdo a los resultados obtenidos anteriormente en la presente investigación.
- Tomar en cuenta el criterio integral del error para reafirmar el tipo de controlador que requiere menor tiempo de estabilización de la planta Quanser.

BIBLIOGRAFÍA

- Ahmed, A. M., Mohamed S. Elksasy, Amr Ali-Eldin, & Areed, F. F.** (2015). Brushless Dc Motor Speed Control Using Proportional-Integral And Fuzzy Controller. *International Journal of Computer Applications*, 109(10), 29–35.
- Arrieta, O., & Vilanova, R.** (2012). Simple servo/regulation proportional-integral-derivative (PID) tuning rules for arbitrary M s-based robustness achievement. *Industrial and Engineering Chemistry Research*, 51(6), 2666–2674. <https://doi.org/10.1021/ie201655c>
- Cervantes, M. H., Montiel, M. F., Anz, J., Michoacana, U., & Nicol, D. S.** (2015). Takagi-Sugeno fuzzy model for DC-DC converters.
- García Meza Bernardo Javier, V. R. E. J.** (2005). Sistemas neuro difusos aplicados al control automático. *Universidad Tecnológica de Bolívar*.
- Gowthaman, E., Prasanna Moorthy, V., Saravanan, S., Naveenbalu, K., Aravind, S., & Naveen, S.** (2017). Performance analysis of hybrid fuzzy-PID controller action on boiler drum level control. *Proceedings of 2016 Online International Conference on Green Engineering and Technologies, IC-GET 2016*. <https://doi.org/10.1109/GET.2016.7916709>
- Haj-Ali, A., & Ying, H.** (2004). Structural analysis of fuzzy controllers with nonlinear input fuzzy sets in relation to nonlinear PID control with variable gains. *Automatica*, 40(9), 1551–1559. <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2004.03.019>
- Horn, I. G., Arulandu, J. R., Gombas, C. J., VanAntwerp, J. G., & Braatz, R. D.** (1996). Improved Filter Design in Internal Model Control. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 35(10), 3437–3441. <https://doi.org/10.1021/ie9602872>
- Kalmukale, A., & Chiu, Mi.-S.** (2005). Data-Based Internal Model Controller Design for a Class of Nonlinear Systems. *2005 International Conference on Control and Automation*, 1, 652–655. <https://doi.org/10.1109/ICCA.2005.1528197>
- Kukolj, D.** (2002). Design of adaptive Takagi-Sugeno-Kang fuzzy models. *Applied Soft Computing Journal*, 2(2), 89–103. [https://doi.org/10.1016/S1568-4946\(02\)00032-7](https://doi.org/10.1016/S1568-4946(02)00032-7)
- Zhang, J., Yu, D., & Qi, S.** (2005). Structural research of fuzzy PID controllers. *2005 International Conference on Control and Automation*, 2, 1248–1253. <https://doi.org/10.1109/ICCA.2005.1528312>

- Villalba, W.** (2017). *A automatización de una unidad de bombeo de 600hp y diseño de un controlador entrenado con sistemas de inferencia difusa basado en redes adaptativas.*, Tesis previa a la obtención del grado de Magíster en Sistemas de Control y Automatización Industrial, Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Riobamba
- Villagómez, J.** (2017). *Diseño de un control auto sintonizado usando software de control labview para la planta Qnet.* Tesis previa a la obtención del grado de Ingeniero Electrónico en Control y Redes Industriales, Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Riobamba
- Morocho, A.** (2018). *Desarrollo de un regulador Neurodifuso Adaptativo para el control de una planta de vuelo vertical de National Instrument.* Tesis previa a la obtención del grado de Magíster en Sistemas de Control y Automatización Industrial, Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Riobamba
- García, Y y Lobo, I** (2008). *Controlador PID integrado por la estructura de control de modelo interno (IMC) y lógica difusa,* ULA, Mérida.
- Bansal, G.; Panda, A. & Gupta, S.** (2011). *Internal Model Control (IMC) and IMC Based PID controller,* Rourkela National Institute of Technology.
- Maguiña, Rolando** (2010). *Sistemas de inferencia basados en Lógica Borrosa: Fundamentos y caso de estudio.* Revista de Investigación de Sistemas e Informática, 91-104. Disponible en: http://sisbib.unmsm.edu.pe/bibvirtual/publicaciones/risi/2010_n1/v7n1/a09v7n1.pdf
- Morales, J.; Guerra, H.; Suárez F.; Gómez J. Y Orozco J.** (2015). *Modelo Neurodifuso para el control de temperatura ambiental y humedad del suelo para cultivar el insecto NIIJ Llaveia Axin.* Revista Tecnología Digital, vol. 5, p. 115-127.
- Galán, R.; Jiménez, A.; Matía, F. Y Sanz, R.** (2000). *Control Inteligente. Inteligencia Artificial.* Revista Iberoamericana de Inteligencia Artificial, vol. 4, 43-48. Disponible en: <http://www.redalyc.org/pdf/925/92541004.pdf>