

La versión digital de esta tesis está protegida por la Ley de Derechos de Autor del Ecuador.

Los derechos de autor han sido entregados a la "ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL" bajo el libre consentimiento del (los) autor(es).

Al consultar esta tesis deberá acatar con las disposiciones de la Ley y las siguientes condiciones de uso:

- Cualquier uso que haga de estos documentos o imágenes deben ser sólo para efectos de investigación o estudio académico, y usted no puede ponerlos a disposición de otra persona.
- Usted deberá reconocer el derecho del autor a ser identificado y citado como el autor de esta tesis.
- No se podrá obtener ningún beneficio comercial y las obras derivadas tienen que estar bajo los mismos términos de licencia que el trabajo original.

El Libre Acceso a la información, promueve el reconocimiento de la originalidad de las ideas de los demás, respetando las normas de presentación y de citación de autores con el fin de no incurrir en actos ilegítimos de copiar y hacer pasar como propias las creaciones de terceras personas.

Respeto hacia sí mismo y hacia los demás

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES DINÁMICOS PARA SISTEMAS NO LINEALES INTEGRANTES CON RETARDO ELEVADO APLICADO A UN SISTEMA DE TANQUES EN CASCADA

TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y CONTROL

JORGE ESTEBAN ESPÍN SAMBACHE

jorge.espin01@epn.edu.ec

DIRECTOR: ING. OSCAR EDUARDO CAMACHO QUINTERO, PhD.

oscar.camacho@epn.edu.ec

Quito, marzo 2021

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Jorge Esteban Espín Sambache, bajo mi supervisión.

ING. OSCAR EDUARDO CAMACHO QUINTERO, PhD. DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo Jorge Esteban Espín Sambache, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.

Jorge Esteban Espín Sambache

DEDICATORIA

"...El futuro pertenece a los que creen en la belleza de sus sueños..." -Eleanor Roosevelt

A mis padres por ser mi soporte diario, motivadores de mis sueños, logros y objetivos, quienes han estado en mis victorias y en mis peores momentos, las personas que me conocen como ninguna otra, gracias a ellos he logrado ser quien soy, han forjado el camino idóneo para concluir esta meta; ellos más que nadie se merecen este trabajo.

Jorge Esteban Espín S.

AGRADECIMIENTO

Este trabajo de titulación se desarrolló en la Escuela Politécnica Nacional como parte de la finalización de un proceso de aprendizaje profesional. Han sido momentos de incertidumbre, alegrías y tristezas, pero con el apoyo de la gente que ha participado en este arduo camino, he podido alcanzar mi propósito. En consecuencia, se merecen un reconocimiento en este apartado.

Agradezco a mis padres por ser personas incondicionales, la base de la estructura donde se edifica un gran sueño, quienes han estado con su apoyo diario e incansable, siendo ellos capaces de motivarme cuando sentía que no podía más, sin ellos, sin sus consejos, seguramente no habría logrado ser lo que soy hoy en día, la vida me quedará corta para expresar mi infinito agradecimiento para con ellos.

A mi hermana, por cada una de las anécdotas que hemos compartido, por los buenos y malos momentos.

A mi director de tesis Dr. Oscar Camacho, por ser un docente intachable, quien con su experiencia y conocimiento ha sido la brújula para llegar a la finalización de este trabajo, por su paciencia en cada una de mis inquietudes, por ser una fuente de motivación diaria en como me gustaría ser como persona teniendo en cuenta todo lo que ha logrado, agradezco cada uno de sus consejos y por su valioso tiempo.

En general, a cada uno de mis profesores, personas de conocimientos colosales quienes han sabido brindarme todas las herramientas necesarias y su sabiduría para poder desenvolverme profesionalmente en esta sociedad exigente.

A cada una de las personas que he conocido a lo largo de esta travesía, siendo partícipes de este logro con momentos vividos que jamás se olvidarán.

Por último y no menos importante, agradezco a la Escuela Politécnica Nacional, institución que me ha acogido durante 5 años de mi vida, dándome los mejores momentos y enseñándome el valor del conocimiento.

Infinitas gracias.

- Jorge Esteban Espín S.

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL I					
DECLARACIÓN DE AUTORÍA II					
DEDICATORIAIII					
AGRADECIMIENTOIV					
ÍNDICE DE CONTENIDOV					
RESUMENVII					
ABSTRACTVIII					
1 INTRODUCCIÓN	1				
1.1 OBJETIVOS	3				
1.2 ALCANCE	3				
1.3 MARCO TEÓRICO	5				
1.3.1 SISTEMAS DE CONTROL	5				
1.3.2 SISTEMAS INTEGRANTES	6				
1.3.3 IDENTIFICACIÓN DE SISTEMAS INTEGRANTES	7				
1.3.4 TIEMPO MUERTO	12				
1.3.5 PREDICTOR DE SMITH	13				
1.3.6 PREDICTOR DE SMITH PARA SISTEMAS INTEGRANTES	14				
1.3.7 TEORÍA DE CONTROL POR MODOS DESLIZANTES	19				
1.3.8 CONTROL POR MODOS DESLIZANTES DINÁMICOS EN	22				
	22				
1 3 10 SISTEMA DE TANOUES	20				
	24				
	27				
2 1 DINÁMICA DE SISTEMAS INTEGRANTES	27				
2 1 1 SISTEMAS LINEALES TIPO INTEGRANTE	27				
2 1 2 SISTEMA DE TANQUES EN CASCADA	28				
2.2 MODELADO EXPERIMENTAL DE SISTEMAS INTEGRANTES	.30				
2.2.1 IDENTIFICACIÓN DE SISTEMA INTEGRANTE DE ORDEN					
	31				
2.2.2 CARACTERIZACION DEL SISTEMA DE TANQUES EN CASCADA	.34				
2.3 DISENO DE CONTROLADORES	38				
2.3.1 ESQUEMA SPSMC	38				

		2.3.2	ESQUEMA MATAUŠEK Y MICIĆ (MM-99)	41		
		2.3.3	ESQUEMA DSMC-IS	42		
	2.	4 IN	IPLEMENTACION HARDWARE IN THE LOOP DSMC-IS	45		
		2.4.1	DISCRETIZACIÓN DEL CONTROLADOR DSMC-IS	45		
		2.4.2	IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR DSMC-IS	54		
		2.4.3	IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE TANQUES EN SIMULINK	57		
	2.	5 IN	ITERFAZ GRÁFICA	58		
		2.5.1	DIAGRAMA DE FLUJO DE LA INTERFAZ GRÁFICA	60		
3		RESU	LTADOS Y DISCUSIÓN	61		
	3.	1 R	ESULTADOS SIMULADOS	61		
		3.1.1	SISTEMA LINEAL INTEGRANTE SIN RETARDO DOMINANTE	61		
		3.1.2 ELEVA	SISTEMA LINEAL INTEGRANTE DE ORDEN Y RETARDO	76		
		3.1.3	SISTEMA DE TANQUES EN CASCADA	89		
	3.	2 R	ESULTADOS EXPERIMENTALES IMPLEMENTADOS	96		
		3.2.1 TANQ	HARDWARE IN THE LOOP APLICADO EN EL SISTEMA DE UES EN CASCADA	96		
		3.2.2 CASC	PRUEBAS IMPLEMENTADAS EN EL SISTEMA DE TANQUES EI ADA	N 97		
4		CONC	LUSIONES Y RECOMENDACIONES	103		
	4.	1. C	ONCLUSIONES	103		
	4.	2. R	ECOMENDACIONES	105		
5		REFE	RENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	106		
١A	ANEXOS					

RESUMEN

Este trabajo de titulación corresponde al diseño y simulación de un controlador por modos deslizantes dinámicos para sistemas no lineales integrantes con retardo elevado aplicado a un sistema de tanques en cascada. El esquema planteado basa su estructura en fundamentos de modos deslizantes, conceptos de modelo interno y las modificaciones del Predictor de Smith para sistemas integrantes. Para la elaboración del esquema de control se reduce los sistemas integrantes de orden elevado y no lineales a sistemas de primer orden tipo integrante con tiempo muerto aportando a la sintonización del controlador por modos deslizantes dinámicos. A esta estructura de control se añade un compensador tipo PD en el lazo interno encargado de corregir las perturbaciones de carga.

La identificación de sistemas integrantes utiliza un modelado experimental. Esta metodología evita el uso de recursos analíticos complejos y adopta conceptos de FOPDT (First Order Plus Dead Time) para la caracterización de sistemas integrantes.

Los sistemas integrantes a controlar son lineales, lineales de orden elevado y un sistema de tanques en cascada los mismos que han sido sometidos bajo escenarios establecidos con el objetivo de poner a prueba la robustez y rendimiento de los controladores a comparar.

El análisis cuantitativo del rendimiento de los controladores viene dado por los índices de desempeño ISE (Integral Square of the Error) y TVu (Total Variation of control effort u) así como también de las características transitorias de las respuestas de los sistemas.

Los resultados obtenidos por la implementación de la estructura de control propuesta en la tarjeta embebida Arduino Mega 2560 en el sistema de tanques en cascada se presentan en una interfaz gráfica desarrollada en Matlab permitiendo verificar el comportamiento de la planta y comprobar el rendimiento del controlador a partir de los índices de desempeño.

PALABRAS CLAVE: controlador por modos deslizantes, procesos integrantes, tiempo muerto elevado, controlador por modos deslizantes dinámicos, modelado experimental.

ABSTRACT

This document corresponds to the design and simulation of a dynamic sliding mode controller for non-linear integrating systems with long dead-time applied to a coupled tanks system. The proposed scheme bases its structure on the foundations of sliding mode control, internal model concepts and modifications of the Smith Predictor for integrating processes. For the development of the control scheme, the high-order and non-linear integrating systems are reduced to first-order integrating systems with dead time, contributing to the tuning of the dynamic sliding mode controller. A PD compensator is added to this control structure in the internal loop which is in charge of disturbance rejection.

The identification of integrating systems use experimental modeling. This methodology avoids the use of complex analytical resources and adopts FOPDT (First Order Plus Dead Time) concepts for the characterization of non-self-regulating processes.

The integrating systems to be controlled are linear, high-order linear and a coupled tanks system, which have been subjected to established scenarios in order to test the robustness and performance of the controllers to be compared.

The quantitative analysis of the controller performance is given by the ISE (Integral Square of the Error) and TVu (Total Variation of control effort u) indicators as well as the transient characteristics of the systems responses.

The results obtained by the implementation of the proposed control structure in Arduino Mega 2560 embedded board on the cascade tank system are presented in a graphical user interface developed in Matlab, allowing to verify the behavior of the plant and check the performance of the controller from the performance indexes.

KEYWORDS: sliding mode controller, integrating processes, long dead-time, dynamic sliding mode controller, experimental modelling.

1 INTRODUCCIÓN

En la actualidad, la industria demanda mayores prestaciones con respecto al desempeño, eficiencia y robustez de los distintos procesos que la conforman. Aunque los de mayor predominio son los sistemas no lineales se continúa utilizando controladores tradicionales como el PID, donde su fácil implementación y sintonización destacan. Sin embargo, surgen comportamientos complejos, no linealidades significativas y retardos elevados, ocasionando que este tipo de controladores no puedan desenvolverse de manera adecuada bajo estos escenarios desfavorables. [1]

Los procesos industriales en su gran mayoría poseen una dinámica no lineal, de este grupo se derivan los sistemas autorregulados y no autorregulados, se conoce que los sistemas autorregulados alcanzan un nuevo estado por si mismos al detectar una variación, mientras que los no autorregulados, son sistemas de tipo integrante que al existir un cambio no pueden establecerse en otro estado sino más bien su tendencia viene ligada con las limitaciones físicas del proceso o en términos netamente matemáticos incrementan o disminuyen su valor hacia el infinito. [2] A nivel industrial, el proceso integrante más representativo es el control de nivel donde si el flujo de entrada varía mientras el flujo de salida permanece constante o viceversa se convierte en un sistema no autorregulado. En consecuencia, adoptando el mismo concepto para distintas variables, se podría concluir que esta característica integrante podría estar presente en cualquier etapa del proceso industrial, entre las que destacan, nivel, presión, temperatura, velocidad, posición, etc. [3] Si a esta condición integrante se le añade un retardo elevado es probable que se convierta en todo un desafío llevar a cabo el control del proceso [4] y cabe la posibilidad de que el sistema pueda llegar a tener un comportamiento inestable no deseado.

Una de las principales causas de inestabilidad presente en la mayoría de los procesos industriales es el retardo o también conocido como tiempo muerto; se define como el intervalo de tiempo que tarda un sistema en responder ante una variación en la entrada o a causa de una perturbación [5]. Afecta de manera directa al desarrollo del proceso y más aún si existe un retardo dominante en relación con la constante de tiempo [6], siendo indispensable el uso de un Compensador de Tiempo Muerto (DTC, *Dead Time Compesator*). Para este caso en particular se ha optado por el uso del Predictor de Smith (SP, *Smith Predictor*), responsable de mitigar los efectos adversos provocados por el retardo elevado pero incapaz de satisfacer correctamente los requerimientos que demanda la condición integrante. En consecuencia, para proporcionar robustez al SP frente a errores de modelado y corregir rápidamente variaciones inesperadas (perturbaciones) que afecten

el desempeño de la planta se añade al DTC un Controlador por Modos Deslizantes Dinámicos (DSMC, *Dynamic Sliding Mode Controller*).

El DSMC, es producto de un Controlador por Modos Deslizantes (SMC, *Sliding Mode Controller*) sustentado en los conceptos de modelo interno [7]. Su diseño está relacionado según el tipo de sistema a trabajar. A pesar de la extensa literatura presente desde 1981 (Watanabe e Ito) [8] acerca de las distintas estructuras de control propuestas para el tratamiento de procesos integrantes, nunca se ha planteado la posibilidad de incorporar a la topología de control un Controlador por Modos Deslizantes Dinámicos para Sistemas Integrantes (DSMC-IS, *Dynamic Sliding Mode Controller for Integrating Systems*) contemplando sus ventajas, versatilidad y sobretodo su robustez frente a dinámicas complejas.

El diseño del DSMC-IS surge a partir de un modelo aproximado de la planta integrante [7]. Siendo la identificación del sistema integrante una parte fundamental para el desarrollo del diseño y sintonización. Para llevar a cabo la caracterización y posterior aproximación a un sistema de orden reducido tipo integrante con tiempo muerto, se utilizará un método experimental con el objetivo de adoptar metodologías de identificación FOPDT y evitar el uso de recursos analíticos complejos. [9]

Con el propósito de solventar estas premisas se diseña un esquema de control híbrido utilizando conceptos de modos deslizantes, estructuras de modelo interno y un compensador de tiempo muerto (SP). El controlador resultante dispone de un PD en el lazo interno que permite rechazo ante perturbaciones, y de un DSMC-IS robusto encargado de corregir errores de modelado, mejorar el rendimiento del sistema e incrementar la vida útil del Elemento Final de Control (EFC). Cabe mencionar que la principal ventaja del DSMC con respecto al SMC es la reducción o eliminación parcial del fenómeno conocido como *chattering* que afecta en gran medida a los EFCs. De esta manera el DSMC-IS ha sido aplicado a un sistema de tanques en cascada [10] y a dos sistemas lineales tipo integrante [11]. Sin embargo, para el primer caso solo ha sido comparado con SPSMC [11] mientras que para el segundo caso se ha analizado la respuesta de los sistemas con respecto a Matušek & Micić [12] y SPSMC [11].

En torno a los índices de desempeño ISE (Integral del error cuadrático) y TVu (Variación total del esfuerzo de control), además de los parámetros como Máximo sobrepico (Mp) y tiempo de establecimiento (Ts); se ha realizado un análisis comparativo cuantitativo entre los esquemas de control Matušek & Micić [12] y SPSMC [11], con respecto al DSMC-IS propuesto, verificando robustez y rendimiento en los distintos escenarios posibles (cambios de referencia, perturbaciones y errores de modelado).

2

Los resultados obtenidos de la implementación del DSMC-IS en el Arduino Mega 2560 y la aplicación del SPSMC en el sistema de tanques en cascada [10] son presentados en una interfaz gráfica desarrollada en Matlab, la misma que está compuesta por el comportamiento de la variable nivel, la referencia dispuesta por el usuario, las acciones de control correspondientes y los índices de desempeño (ISE y TVu) permitiendo comparar y determinar las bondades de cada uno de los controladores ya citados.

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general de este Proyecto Técnico es:

Diseñar y simular un controlador por modos deslizantes dinámicos para sistemas no lineales integrantes con retardo elevado aplicado a un sistema de tanques en cascada.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

- Estudiar los principios de diseño del controlador por modos deslizantes dinámicos, y revisar la bibliografía de los esquemas de control de Matušek & Micić [12] y SPSMC [11] aplicado a sistemas integrantes con retardo elevado basado en las modificaciones del SP.
- Identificar modelos no lineales [10] o de orden elevado integrantes [11] aproximando a sistemas tipo integrante de orden reducido con tiempo muerto mediante técnicas experimentales y diseñar el DSMC-IS utilizando el modelo aproximado obtenido.
- Comparar cuantitativamente los índices de desempeño, así como también Mp y Ts de los esquemas de control propuestos en [11] y [12] con relación al DSMC-IS.
- Implementar el DSMC-IS en un sistema microprocesado y simular la dinámica del sistema de tanques en cascada [10] en Simulink de Matlab.
- Desarrollar una interfaz gráfica en Matlab con el comportamiento de la variable a controlar, y los resultados que se obtengan del desempeño del controlador aplicado a la planta no lineal (sistema de tanques en cascada) [10].

1.2 ALCANCE

Estudio de los principios de diseño del controlador por modos deslizantes dinámicos
 [13] y revisión bibliográfica de los esquemas de control de Matušek & Micić [12] y

SPSMC [11] aplicado a sistemas integrantes con retardo elevado basado en las modificaciones del SP, para posterior análisis con respecto a DSMC-IS.

- Comprensión de la metodología utilizada para la identificación de modelos no lineales o lineales de orden elevado integrantes para aproximar a sistemas integrantes de orden reducido con tiempo muerto mediante técnicas experimentales aplicando conceptos de FOPDT evitando el uso de recursos analíticos complejos.
 [9]
- Identificación y análisis de la dinámica del sistema de tanques en cascada [10] y de dos sistemas lineales tipo integrante [11], para posterior aproximación a un modelo de orden reducido de tipo integrante con tiempo muerto mediante técnicas experimentales. [9]
- Diseño del DSMC-IS a partir de un modelo aproximado de la dinámica de un sistema tipo integrante.
- Análisis comparativo de los índices de desempeño ISE y TVu, además de los parámetros como Mp y Ts entre Matušek & Micić [12] y SPSMC [11], con relación al DSMC-IS propuesto, comprobando robustez y rendimiento en dos sistemas lineales integrantes, así como también en el sistema de tanques en cascada.
- El DSMC-IS con retardo elevado se implementará en una tarjeta embebida mientras que la dinámica del sistema de tanques en cascada [10] se llevará a cabo en Simulink de Matlab.
- Los resultados del trabajo de titulación serán parte de una interfaz grafica, la misma que será desarrollada en Matlab, estará compuesta por el comportamiento de la variable a controlar, la referencia que venga dada por el usuario, las perturbaciones a corregir y los distintos índices de desempeño que permitan determinar la idoneidad del controlador propuesto aplicado al sistema de tanques en cascada [10].

1.3 MARCO TEÓRICO

En esta sección se presenta toda la teoría utilizada para poder fundamentar el trabajo de titulación y resolver la problemática planteada.

1.3.1 SISTEMAS DE CONTROL

Los sistemas de control constan de dinámicas diversas, desde muy simples hasta muy complejas, pero en términos generales se define como una entidad que dispone de entradas y salidas, si existe una variación en la entrada o surge una perturbación se altera la dinámica de la planta y como resultado, estas acciones incidirán en el comportamiento de la salida del sistema. [14]



Figura 1.1 Sistema de Control en lazo abierto



Figura 1.2 Sistema de Control en lazo cerrado

Un sistema de control es un conjunto de elementos encargados de actuar sobre la dinámica de una planta, matemáticamente son representados por ecuaciones diferenciales para ejemplificar el comportamiento del proceso, pero expresado de manera analítica. [15] En muchas ocasiones las ecuaciones tienen un comportamiento no lineal, e invitan a utilizar técnicas de control para sistemas no lineales donde el objetivo primordial es controlar las variables que influyen sobre el sistema y lograr que la respuesta alcance un valor deseado.

1.3.2 SISTEMAS INTEGRANTES

Los sistemas no lineales cumplen un papel fundamental en la teoría de control, dado que la mayoría de las plantas son no lineales en esencia. De este grupo se precisa sistemas inestables, autorregulados y no autorregulados. Una de las características principales de los procesos no lineales es que no se cumple el principio de superposición o la respuesta del sistema no es directamente proporcional a las acciones dispuestas en la entrada. [16]

Los sistemas no autorregulados son también conocidos como sistemas integrantes, esta condición se produce por un crecimiento sostenido de la variable a controlar [9], provocado por un desbalance de masa o energía cuando se genera una variación en la entrada con respecto a la salida o viceversa. Se recomienda para el control de procesos integrantes acciones proporcionales, aunque su dinámica invite a utilizar controladores híbridos para mejorar características en relación con el desempeño y robustez. El comportamiento de la variable en un sistema no autorregulado tiene forma de rampa y es incapaz de establecerse en otro estado por si mismo, por el contrario, la variable manipulada incrementa o disminuye su valor hacia el infinito o hasta que el proceso se lo permita como se indica en la Figura 1.3.





En la Figura 1.4 se presenta una característica muy particular en los sistemas integrantes; un sistema no-autorregulado puede alcanzar el equilibrio si dispone de una realimentación negativa, para que se presente este comportamiento se añade un paso negativo en la entrada. Como resultado, el proceso se establece en un nuevo estado y puede ser definido como un sistema autorregulado. [3]





1.3.3 IDENTIFICACIÓN DE SISTEMAS INTEGRANTES

Es de gran utilidad para el control de procesos, sirve para caracterizar de manera aproximada dinámicas que no se conocen analíticamente, pero mediante una curva de reacción se puede llegar a obtener los parámetros respectivos que determinen el comportamiento análogo de la planta con el sistema modelado a partir de la identificación.

En el caso de sistemas integrantes a lo largo de la literatura se presenta métodos teóricos, analíticos, deductivos, que a la par pueden tornarse complicados e impedir un modelado correcto. Para la utilización de estas técnicas es muy importante conocer de manera precisa el comportamiento del sistema a trabajar puesto que se realizará basado en los principios físicos y leyes que lo gobiernan. Otra metodología muy utilizada para la caracterización de este tipo de sistemas se presenta en el dominio de la frecuencia. [9]

Sin embargo, Henríquez y Martínez [9] proponen un método experimental que evita el uso de recursos analíticos complejos y utilizan conceptos de FOPDT para la caracterización de sistemas integrantes. La identificación propuesta consta de tres aristas fundamentales, adquisición, interpretación y procesamiento de datos.

La caracterización experimental de sistemas integrantes obligatoriamente debe modificar la señal integrante original, esta señal adquirida debe ser derivada con la intención de obtener una respuesta autorregulada permitiendo aplicar conceptos de FOPDT y calcular los respectivos parámetros para que sean reemplazados posteriormente en la función de transferencia de primer orden tipo integrante con tiempo muerto. Logrando que el sistema modelado posea un comportamiento similar al de la planta. Los métodos utilizados para la identificación de procesos autorregulados derivados de un sistema integrante son: la tangente de Ziegler-Nichols, la tangente de Miller, el método de Smith y el método de Alfaro. Cada uno de los procedimientos permitirá determinar los parámetros como son la ganancia, el retardo y la constante de tiempo (k, to, τ) para posteriormente ser reemplazados en la función de transferencia objetivo Ecuación 1.1.

Función de transferencia objetivo:

$$G(s) = \frac{k}{s(\tau s+1)}e^{-to s}$$
(1.1)

En la Figura 1.5 se define como debe estar constituida la señal de entrada que va a ser utilizada por todos los métodos de caracterización, la suma de escalones permite cubrir tanto el rango positivo como negativo, finalizando en el valor cero para asegurar el equilibrio y estabilidad del sistema. Logrando así, evitar que exista un crecimiento o decrecimiento hacia el infinito de la variable a modelar.

La Ecuación 1.2 será el sistema integrante utilizado para ejemplificar el procedimiento de cada uno de los métodos de identificación para sistemas integrantes presentados con antelación.



$$G(s) = \frac{1}{s(s+1)}e^{-s}$$
(1.2)





La Figura 1.6 muestra la respuesta del sistema integrante de la Ecuación 1.2 a partir de aplicar la señal de entrada correspondiente a la Figura 1.5.

Una vez adquirida la respuesta del sistema integrante a modificar se procede a derivarla obteniendo una respuesta de tipo autorregulada como se indica en la Figura 1.8 que permite utilizar los distintos métodos para modelar el sistema de manera empírica.







La respuesta de la Figura 1.8 se realiza con la ayuda del esquema de bloques presentado en la Figura 1.7 que dispone de un bloque 'Derivative' encargado de modificar la respuesta del sistema integrante ante la entrada descrita en la Figura 1.5 representada por el subsistema 'Entrada' del diagrama de blogues de Simulink expuesto.

Con la adquisición de la respuesta del sistema integrante derivado de la Figura 1.8 se procede a realizar el cálculo de la ganancia del sistema integrante a partir de la Ecuación 1.3.

$$k = \frac{Variación en la señal derivada}{Variación en la señal de entrada} = \frac{\Delta \frac{dS}{dt}}{\Delta E}$$
(1.3)

Método de la Tangente de Ziegler-Nichols

El método de la tangente de Ziegler-Nichols es una técnica de caracterización totalmente gráfica, consiste en dibujar una tangente en la señal derivada partiendo del punto de máxima pendiente como se muestra en la Figura 1.9. Con ello, se puede determinar la constante de tiempo y el retardo.



Método de Tangente de Ziegler Nichols

Figura 1.9 Método de la tangente de Ziegler-Nichols

Método de la Tangente de Miller

El método de la tangente de Miller al igual que la técnica anterior es parcialmente gráfica, la única diferencia que existe se registra en el cálculo de la constante de tiempo, para hallar este valor se necesita saber el 63.2% del valor de la salida y la diferencia proyectada sobre el eje del tiempo dará como resultado el parámetro deseado.



Figura 1.10 Método de la tangente de Miller

Método Smith

El método de Smith no es una técnica de identificación gráfica; para adquirir los diferentes parámetros es necesario aplicar procedimientos analíticos a partir de la obtención de dos puntos en el eje del tiempo obtenidos por el 28.3% y 63.2% de la señal derivada proveniente del sistema integrante.



Con los tiempos t_1 y t_2 obtenidos se procede al cálculo de la constante de tiempo y retardo. Para hallar la constante de tiempo se utiliza la Ecuación 1.4:

$$\tau = 1.5(t_2 - t_1) \tag{1.4}$$

En el caso del retardo se determina con la Ecuación 1.5:

$$to = t_2 - \tau \tag{1.5}$$

Método de Alfaro

La técnica de caracterización de Alfaro es un método analítico, utiliza ecuaciones para determinar el valor de la constante de tiempo y el retardo, es muy parecido al método de Smith, la diferencia radica en la obtención de los tiempos con los que se trabajan; se toman en el 25% y 75% respectivamente de la señal derivada como se muestra en la Figura 1.12.



Figura 1.12 Método de Alfaro

Para determinar la constante de tiempo se utiliza la Ecuación 1.6:

$$\tau = 0.9102 (t_2 - t_1) \tag{1.6}$$

El tiempo muerto viene dado por la Ecuación 1.7:

$$to = 1.262 t_1 - 0.262 t_2 \tag{1.7}$$

1.3.4 TIEMPO MUERTO

El tiempo muerto o retardo se define como el intervalo de tiempo que se demora el sistema en responder ante una variación en la entrada o a causa de una perturbación como se indica en la Figura 1.13 [6]. Los retardos se pueden evidenciar en cualquier tipo de aplicación, sean estas: biológicas, químicas, e incluso en el aspecto económico, por ende, la importancia de mitigar los efectos perjudiciales que puedan llegar a incidir en el desarrollo del proceso.



Figura 1.13 Respuesta con retardo

En los procesos industriales existe el traslado de material o energía desde un punto a otro, cuando se genera esta acción de manera física provoca un retardo de tiempo lo que ocasiona que los controladores sean muy susceptibles ante estas condiciones, impidiendo que se desenvuelvan de manera correcta [6].

Considerando los conceptos de la teoría de control, la aparición de retardos en el proceso industrial conlleva a la reducción del margen de fase, así como también del margen de ganancia, y como resultado puede tener un comportamiento inestable cuando se trata de un sistema en lazo cerrado, siendo fundamental que esta condición sea considerada en la etapa del diseño del controlador.[5]

1.3.5 PREDICTOR DE SMITH

El predictor de Smith (SP, *Smith Predictor*), fue desarrollado por el estadounidense Otto Smith en el año de 1957, es el compensador de tiempo muerto mayormente utilizado en el campo de control de procesos por su fácil implementación y alto grado de eficiencia en plantas con retardo de tiempo. La idea original del SP fue mejorar el desempeño de controladores tradicionales, así como también trabajar sobre sistemas donde el tiempo de la dinámica del proceso, esperando que el modelo interno describa correctamente el comportamiento del sistema. Este DTC (*Dead-Time Compensator*) en su forma original presenta limitaciones en varios aspectos, no se puede llevar a cabo su implementación en sistemas no autorregulados, inestables o con retardo variable en el tiempo, disminuye su eficiencia ante errores de modelado, y de robustez limitada frente a perturbaciones. [17]

La estructura del SP clásico de la Figura 1.14 consta de dos partes fundamentales para la ejecución del compensador, la primera es el controlador, por lo general este es de tipo PID, sin embargo, existe la posibilidad de diseñar este apartado pensando en controladores más robustos que necesiten algún tipo de compensación de tiempo muerto en el diseño del mismo. Por otro lado, se encuentra la etapa de predicción, la cual está compuesta por el modelo de la planta sin tiempo muerto $G_n(s)$ conocido como el modelo rápido. Además, consta del modelo del retardo $e^{-L_n s}$ dando lugar al modelo completo de la planta $P(s) = G_n(s) e^{-L_n s}$. El modelo rápido $G_n(s)$ es utilizado para el cálculo de la predicción en lazo abierto. En condiciones ideales (sin perturbaciones o errores en el modelado del sistema) el error de modelado $e_p(t)$ debería ser cero, dado la disposición de la estructura del SP, por lo tanto f(t) solo seria el modelo de la planta sin el retardo de tiempo, y la sintonización del controlador se debería llevar a cabo a partir del modelo rápido. [18]



Figura 1.14 Estructura del Predictor de Smith clásico [18]

1.3.6 PREDICTOR DE SMITH PARA SISTEMAS INTEGRANTES

Una de las limitaciones del predictor de Smith es el control de sistemas integrantes, convirtiéndose en motivo de estudio de varios autores desde 1981 quienes han hecho hincapié en tratar esta problemática enfocándose principalmente en la estructura del DTC. Para contrarrestar estos efectos adversos propusieron modificar la topología tradicional del SP para trabajar sobre dinámicas integrantes. Aunque en un principio el SP fue orientado para mejorar el desempeño del PID en las siguientes estructuras destacan otro tipo de controladores mejorando la respuesta ante errores de modelado y perturbaciones de carga.

SP propuesto por Watanabe e Ito

En la topología de control de la Figura 1.15 se presenta la modificación del predictor de Smith realizada por Watanabe e Ito para sistemas integrantes [8]. El controlador $G_c(s)$ utilizado para esta estructura de control puede ser de tipo PID, una de las condiciones que proponen estos autores frente a perturbaciones de carga es que obligatoriamente el retardo de tiempo debe ser conocido de manera exacta sino es muy probable que exista un error en estado estable. [6]



Figura 1.15 SP propuesto por Watanabe e Ito [8]

$$G_1(s) = \frac{1}{s(t_o s + 1)}$$
(1.8)

SP propuesto por Aström et al.

El esquema de control propuesto por Aström *et al.* [19] se indica en la Figura 1.16, la planta involucrada es un sistema puramente integrante al igual que la de Watanabe e Ito. Esta modificación del SP no posee un controlador tipo PID sino consta de un compensador M(s) y una etapa correspondiente al modelo interno del proceso, una desventaja de esta estructura es la sintonización, dado que no se basa en ningún método analítico y dispone de 6 parámetros que pueden ser ajustados según la respuesta del sistema, ocasionando que no se pueda obtener comportamientos deseados fácilmente. [6]



Figura 1.16 SP propuesto por Aström et al. [19]

$$M(s) = \frac{k_4 + \frac{k_3}{s}}{1 + k_{1+}\frac{k_2}{s} + \frac{k_3}{s^2} - \left(\frac{k_4}{s} + \frac{k_3}{s^2}\right) - \left(\frac{k_4}{s} + \frac{k_3}{s^2}\right)e^{-t_os}}$$
(1.9)

SP propuesto por Zhang y Sun

La estructura de la Figura 1.17 fue propuesta por Zhang y Sun [20], posee características similares al de Aström *et al.*, trabaja sobre un sistema integrante G(s), el controlador dispuesto para este esquema es proporcional representado por K_r encargado de actuar frente a cambios de referencia. Esta modificación del SP dispone de una aproximación del modelo de la planta integrante $G_m(s)$ y de un compensador M(s) que elimina el retardo de tiempo de la dinámica del sistema en lazo cerrado. No obstante, en relación con el esquema anterior sigue un orden sistemático para la sintonización de cada uno de sus parámetros.



Figura 1.17 SP propuesto por Zhang y Sun [20]

En la Ecuación 1.10 se define el modelo interno de la planta integrante,

$$G_m(s) = \frac{1}{Ts} e^{-t_o s}$$
(1.10)

El compensador presente en la Ecuación 1.11 posee una realimentación positiva que puede conllevar a la inestabilidad comprometiendo la robustez del esquema de control.

$$M(s) = \frac{sM_o(s)}{1 - sM_o(s)G_m(s)}$$
(1.11)

Para eliminar el retardo de tiempo de la dinámica del sistema se utiliza el compensador de orden mínimo de la Ecuación 1.12.

$$M_o(s) = \frac{(t_o T + 2\lambda T)s + T}{(\lambda s + 1)^2}$$
(1.12)

SP propuesto por Mataušek y Mičić

El esquema propuesto por Mataušek y Mičić [12] de la Figura 1.18 tiene una topología más parecida al predictor de Smith tradicional, a diferencia de este consta de un compensador F(s) en el lazo interno para corregir las perturbaciones de carga. La sintonización de cada uno de sus parámetros se define a partir de ecuaciones y el único parámetro a ajustar de forma heurística es T_r el cual debe tener un valor cercano a la constante de tiempo.



Figura 1.18 SP propuesto por Mataušek y Mičić [12]

La Ecuación 1.13 determina un controlador de tipo proporcional para el control de cambio de referencias.

$$K_r = \frac{1}{K_p T_r} \tag{1.13}$$

Para corregir las perturbaciones de carga se implementa el compensador F(s) de la Ecuación 1.14.

$$F(s) = \frac{K_o(T_d s + 1)}{T_f s + 1}$$
(1.14)

$$T_f = \frac{T_d}{10} \tag{1.15}$$

Para obtener la Ecuación 1.16 se define a partir del margen de fase de la respuesta del sistema en lazo cerrado.

$$K_{o} = \frac{\frac{\pi}{2} - \Phi_{pm}}{K_{p}t_{o}\sqrt{(1-\alpha)^{2} + \left(\frac{\pi}{2} - \Phi_{pm}\right)^{2}\alpha^{2}}}$$

$$T_{d} = \alpha t_{o}$$
(1.16)
(1.17)

SP propuesto por De La Cruz y Camacho

El esquema de control de la Figura 1.19 fue propuesto por Francisco de la Cruz y Oscar Camacho [11] utiliza la estructura básica del SP, aunque las deficiencias de este ante sistemas integrantes y perturbaciones de carga son evidentes. Utiliza un controlador más robusto para su implementación. El SMC propuesto en esta topología de control brinda soporte ante cambios de referencias, mientras que en el lazo interno para contrarrestar las perturbaciones de carga se utiliza un controlador $G_d(s)$.



Figura 1.19 SP propuesto por De la Cruz y Camacho [11]

La Ecuación 1.18 representa el modelo interno del sistema integrante sin incluir el retardo de tiempo.

$$G_m(s) = \frac{k}{s(\tau s + 1)} \tag{1.18}$$

El SMC viene dado por la ley de control de la Ecuación 1.19,

$$SMCr = \frac{1}{k} \left[(1 - \tau \lambda_1) \frac{dx_1(t)}{dt} + \tau \lambda_0 e_1(t) \right] + K_d \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta}$$
(1.19)

La superficie para el diseño del controlador por modos deslizantes se define en la Ecuación 1.20.

$$S(t) = sign(k) \left[\lambda_1 e_1(t) + \lambda_0 \int_0^t e_1(t) dt - \frac{dx_1(t)}{dt} \right]$$
(1.20)

Para obtener los valores de λ_0 y λ_1 los autores han realizado varias simulaciones en función de la relación de controlabilidad (*CR*) propuesta en la Ecuación 1.21 obteniendo los mejores resultados a partir de las siguientes ecuaciones.

$$CR = \frac{t_o}{\tau} \tag{1.21}$$

$$\lambda_{1} = \begin{cases} \frac{4}{\tau} & si \ CR \leq 4 \\ \frac{1.5}{\tau} & si \ CR \geq 4 \end{cases}$$

$$\lambda_{0} = \frac{\lambda_{1}^{2}}{8}$$

$$(1.22)$$

Los parámetros K_d y δ de la parte discontinua del SMC están orientados a las características de la dinámica del sistema, como son velocidad de respuesta, máximo sobrepico y *chattering*. [11]

$$K_{d} = \frac{0.75}{|k|} \left(\frac{t_{o}}{\tau}\right)^{-0.76}$$
(1.24)

$$\delta = 0.68 + 0.12(|K|K_d\lambda_1) \tag{1.25}$$

1.3.7 TEORÍA DE CONTROL POR MODOS DESLIZANTES

La teoría de control por modos deslizantes surge a partir del control de sistemas de estructura variable donde dispone de elementos independientes y existe una lógica de switcheo (cambio de signo) entre ellos. [21]

El control por modos deslizantes dispone de una robustez comprobada frente a dinámicas complejas, en gran porcentaje de tipo no lineales, tiene respuesta rápida ante perturbaciones o acciones externas que afecten el desarrollo del proceso, destaca sobre otros controladores dado que no es susceptible a errores de modelado y mejora las características transitorias del sistema. Una de las desventajas del control por modos deslizantes es la presencia de oscilaciones de frecuencia y amplitud finita conocido como *chattering*. [7]

La ley de control consta de dos funciones fundamentales, la función continua que se encuentra directamente relacionada con la superficie deslizante S(t), y la función discontinua encargada de la alcanzabilidad de la superficie deslizante. [13]

El desarrollo del controlador por modos deslizantes se realiza a partir del modelo interno del proceso a controlar, siendo necesario el modelado empírico de la dinámica del sistema para obtener los parámetros que definan su comportamiento. [7]

La expresión del controlador por modos deslizantes se define en la Ecuación 1.26.

$$u(t) = u_c(t) + u_D(t)$$
(1.26)

Donde:

u(t): Ley de control en modos deslizantes

 $u_c(t)$: Función continua

 $u_D(t)$: Función discontinua

Principio de Deslizamiento

El principio de deslizamiento tiene relación directa con la función continua, compuesta por el modelo de la planta y la superficie deslizante. Además, el estado del sistema *Xo* cuando haya alcanzado la superficie debe deslizarse en el tiempo siguiendo una trayectoria sobre ella hasta conseguir el valor final deseado como se indica en la Figura 1.20.



Figura 1.20 Plano de fase del control por modos deslizantes

La función continua asegura que la variable manipulada alcance a la referencia con las mejores características transitorias, una vez que la variable a controlar sea igual al *set point* el error en estado estacionario va a ser cero, siendo el eje primordial del principio de deslizamiento. Donde para llevar a cabo tal premisa el controlador por modos deslizantes debe cumplir la condición de deslizamiento definida por la Ecuación 1.27. [13]

$$\frac{dS(t)}{dt} = 0 \tag{1.27}$$

La elección de la superficie deslizante es parte fundamental de la función continua y es el principio para el diseño del controlador por modos deslizantes, las superficies vienen dadas por las siguientes expresiones:

Superficie tipo PID:

$$S(t)_{PID} = \lambda_1 e(t) + \lambda_0 \int e(t)dt + \frac{de(t)}{dt}$$
(1.28)

Superficie tipo PI:

$$S(t)_{PI} = \lambda_1 e(t) + \lambda_0 \int e(t)dt$$
(1.29)

Principio de Alcanzabilidad

El principio de alcanzabilidad se asocia con la función discontinua que también se la denomina función de switcheo, el control por modos deslizantes cumple este principio a partir del cambio de signo en función del error, asegurando que el estado logre un rápido alcance a la superficie deslizante para su posterior deslizamiento como se aprecia en la Figura 1.20, esta conmutación se realiza idealmente a una frecuencia infinita. [13]



Figura 1.21 Función Discontinua [13]

La Ecuación 1.30 representa la función discontinua de la ley de control de modos deslizantes:

$$u_D(t) = K_D sign(S(t)) \tag{1.30}$$

Donde:

K_D: Ganancia de la función discontinua

S(t): Superficie deslizante

La función discontinua puede ser expresada de la siguiente forma,

$$u_D(t) = \begin{cases} K_D & si \ S(t) > 0 \\ -K_D & si \ S(t) < 0 \end{cases}$$
(1.31)

La función discontinua del control por modos deslizantes utiliza la conmutación como recurso para alcanzar a la superficie deslizante, estas variaciones producen oscilaciones de frecuencia y amplitud finita, provocando el fenómeno conocido como *chattering*. Al ser cambios bruscos los elementos finales de control sean estos electrónicos, mecánicos o de cualquier otro tipo, se desgastan de manera significativa y su vida útil disminuye drásticamente.

1.3.8 CONTROL POR MODOS DESLIZANTES DINÁMICOS EN SISTEMAS INTEGRANTES.

Los sistemas integrantes se encuentran inmersos en cualquier tipo de proceso industrial por ende la importancia de brindar mejores características en términos de eficiencia y robustez. La dinámica de los sistemas integrantes es muy compleja de manejar, siendo necesario la utilización de técnicas avanzadas de control en lazo cerrado.

El control por modos deslizantes dinámicos para sistemas integrantes es una alternativa prometedora para satisfacer las características y limitaciones de los procesos no autorregulados, este controlador brindará al sistema robustez ante perturbaciones de carga, no es susceptible frente a errores de modelado, mejora las características transitorias en relación con otros controladores, y alcanza rápidamente la referencia logrando que el error en estado estacionario sea cero.

La estructura del DSMC-IS es un esquema de control híbrido, su diseño se basa en conceptos de modos deslizantes, estructuras de modelo interno y un compensador de tiempo muerto como se indica en la Figura 1.22. La topología de control del DSMC-IS presenta en el lazo interno un controlador tipo PD encargado del rechazo de perturbaciones, mientras que en el lazo externo se encuentra la ley de control del DSMC-IS robusto capaz de corregir errores de modelado y cambios de referencia. Además,

dispone de un Predictor de Smith con el objetivo de manejar retardos elevados que puedan incidir en el desempeño del sistema o incluso que alcance la inestabilidad.



Figura 1.22 Esquema de control DSMC-IS

Una de las ventajas a destacar del DSMC en comparación con el SMC es la eliminación parcial o total del fenómeno *chattering* ocasionado por la presencia de oscilaciones de frecuencia y amplitud finita, ayuda a mantener la vida útil de los elementos finales de control que son los mayormente perjudicados.

1.3.9 ÍNDICES DE DESEMPEÑO

En la literatura existen diversos esquemas de control, cada uno de ellos con sus ventajas y desventajas. Con respecto al análisis cualitativo, los controladores pueden ser unos mejores que otros dependiendo de parámetros como robustez, rechazo ante perturbaciones, seguimientos de trayectorias, etc. Mientras que para llevar a cabo un análisis cuantitativo se utilizan índices de desempeño, los cuales se determinan en función del error y el tiempo, donde su función primordial es medir el rendimiento del controlador aplicado en la planta.

Mientras menor sea el valor del indicador mejores prestaciones brindará el controlador al sistema siendo una herramienta fundamental para evaluar y determinar las bondades más relevantes entre distintos controladores.

Para determinar el rendimiento de los controladores a lo largo de este documento se utilizarán los índices de desempeño presentados a continuación, aunque existan otros más.

Integral del Error Cuadrático (ISE, Integral Square of the Error)

El índice de la integral del error cuadrático es un indicador de desempeño, utilizado para determinar el rendimiento del controlador en función del error, es decir mide la diferencia que se genera entre la variable controlada y el valor preajustado como referencia.

El ISE es la sumatoria del error a través del tiempo utilizando la función integral que por definición es el área bajo la curva, este criterio pone mayor interés en los errores de gran magnitud ocurridos en el transitorio de la respuesta, y discrimina los errores de menor importancia que se producen cuando el sistema ha alcanzado el valor final. [22] La aplicación de este criterio se describe en la Ecuación 1.32.

$$ISE = \sum_{i=0}^{\infty} (e_i)^2$$
 (1.32)

Variación total del esfuerzo de control (TVu, Total Variation of control effort u)

El TVu es un indicador que representa el esfuerzo de la señal de control, se determina a partir del valor que tome la acción de control en el tiempo, este índice de desempeño solo destina una pequeña cantidad del valor total a variaciones suaves de la acción de control. [23] La ecuación 1.33 define el cálculo del TVu.

$$TVu = \sum_{k=1}^{\infty} |u_{k+1} - u_k|$$
(1.33)

Donde:

 u_{k+1} : Señal de control futura

uk: Señal de control presente

1.3.10 SISTEMA DE TANQUES

Los sistemas de tanques acoplados forman parte primordial de la industria, constan de un sinnúmero de variables a controlar, son fundamentales para las distintas etapas de producción de un producto, utilizados para el almacenamiento, tratamiento entre otras aplicaciones. Sin embargo, las dos variables mayormente predominantes en los sistemas de tanques son el nivel y el flujo, por ende, la importancia de su control. Si bien es cierto químicamente se desarrollan distintas modificaciones en los líquidos o sustancias de los tanques siempre se debe realizar control de nivel y regular el flujo para evitar riesgos en la planta.

La Figura 1.23 es una representación de la configuración de varios tanques acoplados que pueden ser utilizados en distintos procesos industriales y se lo puede catalogar como un sistema multivariable dado la disposición de los sensores y actuadores.



Figura 1.23 Configuraciones de tanques acoplados [25]

El control de nivel en un sistema de tanques es muy complejo debido a las características intrínsecas de los líquidos o sustancias, y por las condiciones ambientales que influyen en los elementos de medición. Pero surge una interrogante, ¿cuál es la verdadera importancia del control de nivel en la industria?, para responder la pregunta es necesario plantear tres escenarios, nivel alto, medio y bajo. Si se tiene un nivel bajo es muy probable que se generen errores de bombeo y daños en los elementos. Por otro lado, si se tiene un nivel alto por encima del establecido se puede generar desbordamientos creando potenciales riesgos a la integridad del personal y consecuentemente afectaciones al medio ambiente. El nivel medio es mucho mas crítico, porque depende directamente de otras variables como temperatura y presión. Convirtiendo al control de nivel en los tanques de almacenamiento en un verdadero desafío para las industrias e invita a desarrollar esquemas de control innovadores y robustos. [24]

Las distintas configuraciones de tanques interconectados se ejemplifican en la Figura 1.24 donde se maneja numerosas variables, aumentando la complejidad en el control de este tipo de procesos. La dinámica de los sistemas de tanques acoplados es representada por ecuaciones diferenciales que indican los principios físicos que los gobiernan. No obstante, muchas ocasiones no es tan simple contrastar el modelo matemático con el físico, pero a pesar de ello, los sistemas con un comportamiento más equilibrado son los que disponen de variables como: presión, caudal y nivel. [25]



Figura 1.24 Configuraciones de tanques interconectados [25]

1.3.11 MODELADO COMPUTACIONAL

Actualmente, países de primer mundo e industrias de gran renombre han optado por la simulación de procesos industriales, con el objeto de mejorar aspectos de producción o simplemente emular escenarios adversos que se podrían presentar en un futuro, puede ser utilizado a cualquier nivel, desde imitar la dinámica del lanzamiento de un cohete hasta visualizar el comportamiento de un robot siguiendo una trayectoria. La simulación como tal brinda al usuario una idea muy próxima a la realidad sobre el comportamiento del proceso o fenómeno; en términos económicos, se ahorra en gran parte los posibles efectos desfavorables que puedan producirse por un mal manejo de cualquier índole. Es muy dúctil a la hora de realizar modificaciones en la dinámica de la planta, se pueden hacer innumerables pruebas en distintos escenarios bajo condiciones establecidas, y si la simulación es muy precisa por lo general no habría diferencias entre el aspecto real y lo que se puede llegar a realizar a nivel de software [26].

Para la simulación de procesos industriales se emplean programas informáticos que ayudan a representar la dinámica de la planta y que sea más amigable con el operador, entre los que destacan son: Simulink-Matlab, LabView, PowerSim, HYSYS, AspenPlus, ChemCAD, entre otros. Siempre con la intención de economizar costos en posibles fallas y predecir futuros comportamientos que influyan en la dinámica y desarrollo del proceso industrial. [33]
2 METODOLOGÍA

En este capítulo se detalla los mecanismos utilizados para la solución de la problemática planteada. Se presenta un proceso sistemático y lógico fundamentado en el marco teórico expuesto en el capítulo anterior.

2.1. DINÁMICA DE SISTEMAS INTEGRANTES

La dinámica de cualquier tipo de sistema puede ser expresada por ecuaciones diferenciales, las mismas que representan los principios y leyes físicas que gobiernan a ese proceso. Además, permite contrastar el comportamiento de la planta física con respecto a lo expresado de manera analítica. Por lo general, las ecuaciones que rigen a los sistemas cumplen características específicas donde el balance de masa y energía son fundamentales para dar paso al modelo matemático del proceso, es decir se analiza lo que ingresa y el comportamiento a la salida del sistema.[27]

2.1.1 SISTEMAS LINEALES TIPO INTEGRANTE

Los sistemas lineales tipo integrante son recopilados de [11], serán utilizados para comparar los controladores realizados por F. de la Cruz y O. Camacho [6], Mataušek y Mičić y DSMC-IS con la particularidad que uno de ellos será un sistema de orden y retardo elevado que requiere una identificación empírica para la sintonización del controlador propuesto.

La función de transferencia de la Ecuación 2.1, es un sistema integrante de primer orden con tiempo muerto. En consecuencia, no necesita ningún tipo de identificación empírica ya que cumple con las características de la función de transferencia objetivo expresada en la Ecuación 1.1.

$$G_1(s) = \frac{1}{s(3s+1)}e^{-6s}$$
(2.1)

Por el contrario, la Ecuación 2.2 es un sistema tipo integrante de orden y retardo elevado, no cumple con las características necesarias de la función de transferencia objetivo por lo que será necesario una caracterización empírica que simplifique a $G_2(s)$ a un sistema integrante de primer orden con tiempo muerto.

$$G_2(s) = \frac{1}{s(s+1)(0.5s+1)(0.2s+1)(0.1s+1)}e^{-20s}$$
(2.2)

Tanto $G_1(s)$ como $G_2(s)$ trabajarán en escenarios desfavorables (perturbaciones, errores de modelado y cambios de referencia), siendo regulados por distintas técnicas de control dispuestas para sistemas integrantes.

2.1.2 SISTEMA DE TANQUES EN CASCADA

El diagrama de la Figura 2.1 es una representación de la distribución de los elementos que conforman un sistema hidráulico de tanques en cascada [10]. Este proceso está orientado para el control de nivel $H_2(t)$, medido por un sensor de nivel LT01. Es un sistema tipo integrante dado que aguas abajo el caudal de salida $Qs_2(t)$ siempre va a permanecer constante, y al existir una variación en la entrada o a causa de una perturbación el comportamiento de la variable nivel del tanque 2 va a incrementar paulatinamente hasta desbordarse.



Figura 2.1 Diagrama del sistema de tanques en cascada [10]

Las ecuaciones diferenciales que representan los principios físicos del sistema de tanques en cascada se describen a continuación.

Las Ecuaciones 2.3 y 2.4 representan la variación de nivel en el tiempo del sistema de tanques en cascada.

$$A_1 \frac{dH_1(t)}{dt} = Qe(t) - \frac{\rho g}{R_{\nu 1}} H_1(t)$$
(2.3)

$$A_2 \frac{dH_2(t)}{dt} = \frac{\rho g}{R_{\nu 1}} H_1(t) - Qs_2(t)$$
(2.4)

Para el diseño de la válvula se optó por lo realizado en [28], que describe el comportamiento de la válvula y la posición final dependiendo la acción de control que actúe sobre ella.

En la Ecuación 2.5 se describe la expresión de la válvula.

$$Qe(t) = \frac{261}{76480} Cvl \, Vp(t) \sqrt{Gf\Delta Pv}$$
(2.5)

La posición de la válvula se define en la Ecuación 2.6.

$$\frac{dV_p(t)}{dt} = \frac{1}{\tau_{Vp}} Cvl \, Vp(t) \sqrt{Gf\Delta Pv}$$
(2.6)

El transmisor LT01 viene dado por la Ecuación 2.7.

$$TO(t) = kt H_2(t) \tag{2.7}$$

Donde:

τVp	:	Constante de tiempo del actuador	
$ar{m}$:	Fracción de salida del controlador	
<u>Vp</u>	:	Posición válvula de 0 (cerrada) a 1 (abierta)	
Cvl	:	Coeficiente del flujo de la válvula	
Gf	:	Gravedad especifica, adimensional	
$\Delta P v$:	Caída de presión a través de la válvula	
A_1	:	Área transversal del tanque 1	
A_2	:	Área transversal del tanque 2	
ρ	:	Densidad del liquido	
R_{v1}	:	Resistencia de la válvula de salida del tanque 1	
g	:	Gravedad	
Qe(t)	:	Caudal de entrada al tanque 1	
$Qs_2(t)$:	Caudal de salida del tanque 2	
$H_1(t)$:	Altura del tanque 1	
$H_2(t)$:	Altura del tanque 2	
kt	:	Ganancia de transmisor LT01	
TO (<i>t</i>)	:	Salida del transmisor de nivel de 0 a 1	

Las condiciones iniciales del sistema de tanques en cascada se presentan en la Tabla 2.1, donde cada uno de los parámetros están expresados con sus correspondientes unidades para que posteriormente sean utilizados en las ecuaciones de la dinámica del sistema.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
τVp	0.4 s	R_{v1}	3.129 10^5 kg m^{-4} s^{-1}
\overline{m}	0.478 pu	g	$9.8 m s^{-2}$
\overline{Vp}	0.478 pu	Qe(t)	0.0783 $m^3 s^{-1}$
Cvl	12 gpm/psi ^{1/2}	$Qs_2(t)$	0.0783 $m^3 s^{-1}$
Gf	1	$H_1(t)$	2.5 m
$\Delta P v$	16 psi	$H_2(t)$	2.5 m
<i>A</i> ₁	$5.5 m^2$	kt	0.2
A ₂	$5.5 m^2$	TO(t)	0.5 pu
ρ	1000 kg m^{-3}	Referencia	2.5 m

Tabla 2.1 Condiciones iniciales del sistema de tanques en cascada

2.2 MODELADO EXPERIMENTAL DE SISTEMAS INTEGRANTES

La identificación de sistemas integrantes se ha definido a lo largo de la literatura mediante métodos teóricos, analíticos y deductivos donde es necesario conocer la dinámica del sistema de manera precisa para entender el comportamiento del proceso y caracterizarlo lo mejor posible. La mayor parte de estas técnicas son muy complejas de llevar a cabo sin un conocimiento total de las leyes y principios físicos que gobiernan al sistema.

Con el objetivo de reducir estos errores de interpretación en la dinámica de los procesos, Henríquez y Martínez [9] proponen un método experimental para la identificación de sistemas integrantes donde su premisa más importante es modificar la señal integrante y utilizar metodología FOPDT *(First Order Plus Dead-Time)* para la caracterización de los diferentes parámetros que constan en la función de transferencia objetivo presentada en la Ecuación 1.1.

Es de suma importancia llevar a cabo una identificación IFOPDT en los procesos industriales de tipo integrante para el diseño de cualquier controlador destinado a este tipo de dinámicas complejas. En el caso del DSMC-IS propuesto por su robustez comprobada

es poco susceptible a incertidumbres por errores de modelado. Sin embargo, la base de su diseño está compuesta por una estructura de modelo interno que necesita conocer una aproximación de la planta.

A continuación, se realiza la caracterización de sistemas integrantes como se indica en la sección 1.3.3 donde se explica más a detalle cada uno de los procedimientos y métodos.

2.2.1 IDENTIFICACIÓN DE SISTEMA INTEGRANTE DE ORDEN ELEVADO

El sistema a caracterizar se presenta en la Ecuación 2.2.

La Figura 2.2 indica la señal de entrada para la identificación del sistema integrante de orden elevado, la misma que abarca tanto el rango positivo como negativo y se establece en cero para evitar que la variable incremente o disminuya hacia el infinito.



Figura 2.2 Entrada para identificación de sistemas integrantes

La respuesta de la función de transferencia con respecto a la entrada aplicada se indica en la Figura 2.3, donde representa claramente el comportamiento de un sistema integrante en relación con la sumatoria de escalones de la Figura 2.2.



Figura 2.3 Respuesta Sistema Integrante orden elevado

Una de las aristas fundamentales para la identificación de sistemas integrantes es la modificación de la señal integrante, por lo que en la Figura 2.4 se aprecia la señal derivada del sistema integrante de orden elevado.



Figura 2.4 Señal Derivada de la señal integrante

Con la señal integrante modificada se procede al cálculo de la ganancia como se muestra en la Ecuación 2.8.

$$k = \frac{\Delta \frac{dS}{dt}}{\Delta E}$$

$$k = \frac{-1 - 1}{-1 - 1} = 1$$
(2.8)

El sistema integrante de orden elevado se caracterizará mediante el método de Alfaro, desarrollado en la sección anterior, donde se detalla los diferentes mecanismos de identificación.



Figura 2.5 Método de Alfaro

Los tiempos obtenidos cuando se alcanza el 25% y 75% de la señal modificada son,

$$t_1 = 22.119 - 1 \tag{2.9}$$

$$t_2 = 23.504 - 1 \tag{2.10}$$

Para determinar la constante de tiempo se utiliza la Ecuación 2.11:

$$\tau = 0.9102 (22.504 - 21.119)$$
 (2.11)
 $\tau = 1.2606$

El tiempo muerto viene dado por la Ecuación 2.12:

$$to = 1.262 (21.119) - 0.262(22.504)$$
 (2.12)
 $to = 20.76$

Donde se obtiene la siguiente función de transferencia de orden reducido con tiempo muerto tipo integrante.

$$G_{2m}(s) = \frac{1}{s (1.2606s + 1)} e^{-20.76 s}$$
(2.13)

Sin embargo, F. de la Cruz [6] realiza una aproximación del sistema de orden elevado mediante fracciones parciales correspondiente al método de Luyben, obteniendo la siguiente función de transferencia expresada en la Ecuación 2.14, que consecuentemente será utilizado para el posterior diseño y comparación entre controladores.

$$G_{2m}(s) = \frac{1}{s (1.28s+1)} e^{-20.64 s}$$
(2.14)

Las dos aproximaciones del sistema integrante de orden elevado se muestran en la Figura 2.6, donde se compara la metodología experimental con respecto a una técnica de caracterización analítica propuesta por Luyben. Los resultados entre sí son muy próximos y no existe una diferencia marcada entre los modelos de la planta. No obstante, para la comparación y análisis de resultados entre los controladores se utilizará el modelo de F. de la Cruz y O. Camacho [11].





2.2.2 CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA DE TANQUES EN CASCADA

Al igual que en el caso anterior, para la identificación del sistema de tanques en cascada es necesario una entrada como se indica en la Figura 2.7 que consta de una suma de escalones, con el objetivo de abarcar tanto el rango positivo como negativo para la caracterización. La variación de la sumatoria de escalones se tomó en cuenta solo el $\pm 10\%$ del valor en condiciones iniciales de m(t) igual a 0.478 [p.u.]



Figura 2.7 Suma de escalones: señal de entrada m(t)

La respuesta del sistema de tanques al aplicar una sumatoria de escalones se presenta en la Figura 2.8, se evidencia la interacción entre las alturas, donde el nivel del tanque 2 incrementa en forma de rampa, mientras el nivel del tanque 1 al tener una característica autorregulada se establece en otro estado, denotando la diferencia entre los dos tipos de sistemas que interactúan en un mismo proceso. Finalmente, cuando la entrada alcance la condición inicial m(t)=0.478 [p.u.] el sistema de tanques volverá a condiciones iniciales es decir a 2.5 m.









Figura 2.9 Salida del transmisor de nivel LT01

La señal de LT01 de la Figura 2.9 se deriva obteniendo la respuesta de la Figura 2.10, como se puede observar, esta señal modificada de la salida del transmisor ayudará a aplicar conceptos de identificación FOPDT evitando cualquier tipo de metodología analítica compleja.



Figura 2.10 Señal derivada de LT01

Una vez modificada la señal integrante se procede al cálculo de la ganancia del sistema, como se indica en la Ecuación 2.15.



 $k = \frac{7.83e^{-4}}{9.56e^{-2}} = 8.1904e^{-3} \tag{2.15}$

Figura 2.11 Método Smith

La caracterización del sistema de tanques en cascada utilizará el método propuesto por Smith, que toma dos tiempos en 28.3% y 63.2% de la señal integrante modificada.

$$0.283\Delta Sd = 1.108e^{-4} \tag{2.16}$$

$$0.632\Delta Sd = 2.474e^{-4} \tag{2.17}$$

Los valores de las ecuaciones anteriores definirán los tiempos t_1 y t_2 , necesarios para obtener los parámetros restantes.

Los tiempos t_1 y t_2 son,

$$t_1 = 43.6$$
 (2.18)

$$t_2 = 128.6$$
 (2.19)

La constante de tiempo se calcula en la Ecuación 2.20

$$\tau = 1.5(128.6 - 43.6)$$
 (2.20)
 $\tau = 127.5$

El retardo viene dado por la Ecuación 2.21.

$$to = 128.6 - 127.5$$
 (2.21)
 $to = 1.1$

Con todos los parámetros ya definidos se procede a reemplazarlos en la Ecuación 1.1, y se obtiene la aproximación del sistema hidráulico de tanques en cascada.

$$G_{tm}(s) = \frac{8.1904e^{-3}}{s(127.5s+1)}e^{-1.1s}$$
(2.22)

La identificación del sistema de tanques en cascada utilizando el método de Smith se aprecia en la Figura 2.12, tanto el modelo como la planta son muy similares y no existe una gran diferencia entre ellos, por lo que fue necesario realizar un acercamiento denotando un error de modelado mínimo que no afectará el diseño del controlador.

El modelo de la planta se sobrepone a la dinámica del sistema físico, siendo apropiado para el diseño de controladores que dependan del modelo interno de la planta.



Figura 2.12 Modelado del sistema de tanques en cascada método Smith

2.3 DISEÑO DE CONTROLADORES

2.3.1 ESQUEMA SPSMC

El desarrollo del controlador SMC y demás elementos que componen al esquema de la Figura 1.19 son descritos en [11], detallando el cálculo de cada uno de ellos a continuación. Se define el modelo de la planta en la Ecuación 2.24.

$$G(s) = \frac{k}{s\left(\tau s + 1\right)} \tag{2.23}$$

$$G_p(s) = G(s)e^{-to s} = \frac{k}{s (\tau s + 1)}e^{-to s}$$
(2.24)

El modelado ideal del sistema viene dado por $G_m(s)$ expresado en la ecuación 2.25

$$G_m(s) = \frac{x_1(s)}{m(s)} = \frac{k_m}{s (\tau_m s + 1)}$$
(2.25)

El tiempo muerto no se tomará en cuenta para el diseño del SMC, ya que ha sido compensado por el SP.

La superficie seleccionada para el desarrollo del SPSMC es de tipo PID, actúa sobre el seguimiento de la expresión del error como se indica en la Ecuación 2.26.

$$S(t) = \frac{de(t)}{dt} + \lambda 1 e(t) + \lambda o \int_0^t e(t) dt$$
(2.26)

La superficie deslizante PID debe ser derivada, para que cumpla la condición de deslizamiento expresada en la Ecuación 1.27 perteneciente a la parte continua del SMC.

$$\frac{dS(t)}{dt} = \frac{d^2 e(t)}{dt^2} + \lambda 1 \frac{de(t)}{dt} + \lambda oe(t) = 0$$
(2.27)

El error se define en la Ecuación 2.28

$$e(t) = r(t) - x_1(t)$$
(2.28)

Se sustituye el error en la Ecuación 2.27 donde se obtiene,

$$\frac{d^2 r(t)}{dt^2} - \frac{d^2 x_1(t)}{dt^2} + \lambda 1 \frac{dr(t)}{dt} - \lambda 1 \frac{dx_1(t)}{dt} + \lambda oe(t) = 0$$
(2.29)

El sistema en estado estacionario no contempla variaciones a la entrada por ende se desprecia las derivadas de la referencia dando como resultado la Ecuación 2.30.

$$\frac{d^2x_1(t)}{dt^2} = -\lambda 1 \frac{dx_1(t)}{dt} + \lambda oe(t)$$
(2.30)

Se desarrolla la parte continua del controlador partiendo del modelo del sistema de la Ecuación 2.25.

$$\tau_m \frac{d^2 x_1(t)}{dt^2} + \frac{d x_1(t)}{dt} = k_m m(t)$$
(2.31)

Se organiza de mejor forma la Ecuación 2.31 obteniendo,

$$\frac{d^2 x_1(t)}{dt^2} = \frac{1}{\tau_m} \left[k_m m(t) - \frac{d x_1(t)}{dt} \right]$$
(2.32)

Se reemplaza la Ecuación 2.32 en la Ecuación 2.30.

$$\frac{1}{\tau_m} \left[k_m m(t) - \frac{dx_1(t)}{dt} \right] = -\lambda 1 \frac{dx_1(t)}{dt} + \lambda oe(t)$$
(2.33)

De la Ecuación 2.33 se determina la parte continua del SPSMC.

$$U_{c}(t) = \frac{1}{k_{m}} \left[(1 - \tau_{m}\lambda 1) \frac{dx_{1}(t)}{dt} + \tau_{m}\lambda oe(t) \right]$$
(2.34)

La expresión completa del SPSMC se muestra en la Ecuación 2.35.

$$m(t) = \frac{1}{k_m} \left[(1 - \tau_m \lambda 1) \frac{dx_1(t)}{dt} + \tau_m \lambda oe(t) \right] + K_d \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta}$$
(2.35)

Con la siguiente expresión de la superficie PID.

$$S(t) = sign(k) \left[\lambda_1 e(t) + \lambda_0 \int_0^t e(t) dt - \frac{dx_1(t)}{dt} \right]$$
(2.36)

Los valores de λ_0 y λ_1 están en función de la relación de controlabilidad (*CR*) propuesta en la Ecuación 2.37.

$$CR = \frac{to}{\tau_m} \tag{2.37}$$

$$\lambda_{1} = \begin{cases} \frac{4}{\tau_{m}} & si \ CR \leq 4 \\ \frac{1.5}{\tau_{m}} & si \ CR \geq 4 \end{cases}$$

$$\lambda_{0} = \frac{\lambda_{1}^{2}}{8}$$

$$(2.38)$$

Con el algoritmo de búsqueda de Nelder-Mead se hallaron los parámetros K_d y δ de la parte discontinua del SMC que tienen relación con la velocidad de respuesta, máximo sobrepico y *chattering*. [11]

$$K_d = \frac{0.75}{|k_m|} \left(\frac{to}{\tau_m}\right)^{-0.76}$$
(2.40)

$$\delta = 0.68 + 0.12(|k_m|K_d\lambda_1) \tag{2.41}$$

Las modificaciones del SP están enfocadas en eliminar el error en estado estable ocasionado por las perturbaciones de carga, F. de la Cruz [11] utiliza un controlador $G_d(s)$ en el lazo interno encargado de contrarrestar los efectos negativos provocados por una perturbación de este tipo.

El controlador $G_d(s)$ se expresa en la Ecuación 2.42.

$$G_d(s) = K_o(T_d s + 1)$$
 (2.42)

La Ecuación 2.42 define un controlador derivativo-proporcional propuesto Mataušek y Micić [12] para el rechazo de perturbaciones de carga, es utilizado por la estructura del SPSMC en el lazo interno con los parámetros $\alpha = 0.4$, $\Phi_{pm} = 64^{\circ} = 1.117 \ rad$. Recomendados en [12].

$$K_{o} = \frac{\frac{\pi}{2} - \Phi_{pm}}{k_{m}(to + \tau_{m})\sqrt{(1 - \alpha)^{2} + (\frac{\pi}{2} - \Phi_{pm})^{2} \alpha^{2}}}$$

$$K_{o} = \frac{0.7239}{k_{m}(to + \tau_{m})}$$

$$T_{d} = \alpha(to + \tau_{m})$$

$$T_{d} = 0.4(to + \tau_{m})$$
(2.43)
(2.43)
(2.43)
(2.43)
(2.44)

2.3.2 ESQUEMA MATAUŠEK Y MICIĆ (MM-99)

El desarrollo del controlador proporcional y compensador están descritos en [12] y se detalla a continuación cada uno de los elementos que componen la Figura 1.18.

El sistema a controlar es un proceso integrante puro representado en la Ecuación 2.45

$$G_p(s) = \frac{K_p}{s} \tag{2.45}$$

El retardo viene dado por la Ecuación 2.46.

$$retardo = e^{-t_o s} \tag{2.46}$$

El compensador F(s) se expresa en la Ecuación 2.47

$$F(s) = \frac{K_o(T_d s + 1)}{T_f s + 1}$$
(2.47)

$$T_f = \frac{T_d}{10} \tag{2.48}$$

El cálculo de los parámetros restantes del compensador F(s) se presentan a continuación.

$$K_{o} = \frac{\frac{\pi}{2} - \Phi_{pm}}{K_{p}t_{o}\sqrt{(1-\alpha)^{2} + \left(\frac{\pi}{2} - \Phi_{pm}\right)^{2}\alpha^{2}}}$$

$$T_{d} = \alpha t_{o}$$
(2.49)
(2.50)

Mataušek y Micić después de numerosas simulaciones determinaron que los valores más adecuados para α es 0.4 mientras que para Φ_{pm} es 64[°] equivalente a 1.117 *rad*.

El controlador proporcional K_r se define en la Ecuación 2.51

$$K_r = \frac{1}{K_p T_r} \tag{2.51}$$

Si bien es cierto todos los términos de la estructura de control poseen un valor definido por una ecuación, el único valor que debe ser determinado por prueba y error es T_r . Sin embargo, los autores recomiendan que este término sea muy cercano a la constante de tiempo deseada de la respuesta del sistema en lazo cerrado. [12]

2.3.3 ESQUEMA DSMC-IS

El desarrollo del DSMC-IS de la Figura 1.22 se detalla de la siguiente manera.

El sistema a controlar es de primer orden tipo integrante con retardo como se muestra en la Ecuación 2.52.

$$G_p(s) = \frac{k}{s (\tau s + 1)} e^{-to s}$$
(2.52)

El modelo de la planta $G_m(s)$ se define en la Ecuación 2.53 sin tomar en cuenta el retardo que ha sido compensado por el DTC propuesto por Smith y se añade un término tf similar a un filtro que tiene como objetivo hacer posible el diseño del DSMC-IS a través del cero y de mejorar la robustez con el polo. [7]

$$G_m(s) = \frac{x_1(s)}{m(s)} = \frac{k(tfs+1)}{s(\tau s+1)}$$
(2.53)

Al añadir el filtro tfs + 1 en el modelo de la planta sin retardo se estaría alterando la dinámica del sistema, por ende, es necesario aumentar un término en la etapa del retardo para evitar cualquier tipo modificación en el comportamiento real del proceso.

$$retardo = \frac{e^{-to s}}{(tfs+1)}$$
(2.54)

El diseño del DSMC-IS inicia con la elección de la superficie deslizante S(t), siendo parte fundamental del comportamiento del controlador en relación con la estabilidad y seguimiento de trayectoria.

La superficie elegida es de tipo PID como se indica en la Ecuación 2.55.

$$S(t) = \frac{de(t)}{dt} + \lambda 1 e(t) + \lambda o \int_0^t e(t) dt$$
(2.55)

Se deriva la superficie deslizante PID, con la intención de cumplir la condición de deslizamiento expresada en la Ecuación 1.27.

$$\frac{dS(t)}{dt} = \frac{d^2 e(t)}{dt^2} + \lambda 1 \frac{de(t)}{dt} + \lambda oe(t) = 0$$
(2.56)

El error se define en la Ecuación 2.57

$$e(t) = r(t) - x_1(t)$$
(2.57)

Se sustituye el error en la Ecuación 2.56 donde se obtiene,

$$\frac{d^2 r(t)}{dt^2} - \frac{d^2 x_1(t)}{dt^2} + \lambda 1 \frac{dr(t)}{dt} - \lambda 1 \frac{dx_1(t)}{dt} + \lambda oe(t) = 0$$
(2.58)

Se despeja $\frac{d^2x_1(t)}{dt^2}$ de la Ecuación 2.58 dando como resultado la Ecuación 2.59.

$$\frac{d^2 x_1(t)}{dt^2} = \frac{d^2 r(t)}{dt^2} + \lambda 1 \frac{dr(t)}{dt} - \lambda 1 \frac{dx_1(t)}{dt} + \lambda oe(t)$$
(2.59)

Se desarrolla la parte continua del controlador con respecto al modelo del sistema de la Ecuación 2.53.

$$\tau \frac{d^2 x_1(t)}{dt^2} + \frac{d x_1(t)}{dt} = k t f \frac{d m(t)}{dt} + k m(t)$$
(2.60)

Se reemplaza la Ecuación 2.59 en la Ecuación 2.60 obteniendo,

$$\tau \left[\frac{d^2 r(t)}{dt^2} + \lambda 1 \frac{dr(t)}{dt} - \lambda 1 \frac{dx_1(t)}{dt} + \lambda oe(t) \right] + \frac{dx_1(t)}{dt} = k t f \frac{dm(t)}{dt} + km(t)$$
(2.61)

$$\tau \frac{d^2 r(t)}{dt^2} + \lambda 1 \tau \frac{dr(t)}{dt} + \frac{dx_1(t)}{dt} [1 - \lambda 1 \tau] + \lambda \sigma \tau e(t) = k t f \frac{dm(t)}{dt} + km(t)$$
(2.62)

De la Ecuación 2.62 se despeja $\frac{dm(t)}{dt}$ que corresponde a la parte continua del controlador DSMC-IS

$$\frac{dm(t)}{dt} = \left[\frac{\tau}{k\ tf}\right]\frac{d^2r(t)}{dt^2} + \left[\frac{\lambda 1\tau}{k\ tf}\right]\frac{dr(t)}{dt} + \left[\frac{1-\lambda 1\tau}{k\ tf}\right]\frac{dx_1(t)}{dt} + \left[\frac{\lambda \sigma\tau}{k\ tf}\right]e(t) - \frac{m(t)}{tf}$$
(2.63)

La expresión completa del DSMC-IS se muestra en la Ecuación 2.64.

$$\frac{dm(t)}{dt} = \left[\frac{\tau}{k\ tf}\right] \frac{d^2r(t)}{dt^2} + \left[\frac{\lambda 1\tau}{k\ tf}\right] \frac{dr(t)}{dt} + \left[\frac{1-\lambda 1\tau}{k\ tf}\right] \frac{dx_1(t)}{dt} + \left[\frac{\lambda o\tau}{k\ tf}\right] e(t) - \frac{m(t)}{tf} + K_d sign(S(t))$$
(2.64)

En base a un análisis de desempeño del comportamiento del controlador y para brindar mayor simplicidad a la matemática del mismo. Se determinó que es factible simplificar los términos $\frac{d^2r(t)}{dt^2}$ y $\frac{dr(t)}{dt}$ dado que no afectan el rendimiento del controlador. Donde se obtiene la expresión de la Ecuación 2.65.

$$\frac{dm(t)}{dt} = \left[\frac{1-\lambda 1\tau}{k\,tf}\right]\frac{dx_1(t)}{dt} + \left[\frac{\lambda \sigma\tau}{k\,tf}\right]e(t) - \frac{m(t)}{tf} + K_d sign(S(t))$$
(2.65)

Los parámetros K_d , λo y $\lambda 1$ se calculan de la siguiente forma,

$$K_{d} = \frac{0.51}{|k|} \left(\frac{\tau}{to}\right)^{0.76}$$
(2.66)

$$\lambda 1 = \frac{\tau + to}{\tau \, to} \tag{2.67}$$

$$\lambda o = \frac{\lambda 1^2}{4} \tag{2.68}$$

El cálculo del controlador proporcional-derivativo para el rechazo de perturbaciones de carga fue tomado expresamente de De la Cruz y Camacho [11] y de Mataušek y Micić [12]. El controlador *PD* se expresa en la Ecuación 2.69.

$$PD = K_o(T_d s + 1)$$
 (2.69)

El *PD* es utilizado en el lazo interno de la estructura del DSMC-IS para rechazar perturbaciones de carga. Se define los términos restantes del controlador K_o y T_d con los parámetros $\alpha = 0.4$, $\Phi_{pm} = 64^{\circ} = 1.117 \ rad$. Recomendados en [12] después de múltiples simulaciones.

$$K_{o} = \frac{\frac{\pi}{2} - \Phi_{pm}}{k(to + \tau)\sqrt{(1 - \alpha)^{2} + (\frac{\pi}{2} - \Phi_{pm})^{2} \alpha^{2}}}$$

$$K_{o} = \frac{0.7239}{k(to + \tau)}$$

$$T_{d} = \alpha(to + \tau)$$

$$T_{d} = 0.4(to + \tau)$$
(2.70)
(2.70)
(2.71)

2.4 IMPLEMENTACION HARDWARE IN THE LOOP DSMC-IS

2.4.1 DISCRETIZACIÓN DEL CONTROLADOR DSMC-IS

Se realiza la discretización del controlador DSMC-IS por medio del equivalente discreto de Tustin dispuesto en la Ecuación 2.72 con el objetivo de implementar el esquema híbrido propuesto en un microcontrolador.

$$s \to \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \tag{2.72}$$

Donde,

T: Tiempo de muestreo

El cálculo del tiempo de muestreo se obtiene a partir del tiempo de establecimiento del sistema cuando se aplica un 10% de variación en la entrada, con este parámetro calculado se divide entre 30-50 muestras y al ser un dato tomado en lazo cerrado se divide nuevamente para 5 por ser un sistema mucho más rápido que en lazo abierto, se expresa en la Ecuación 2.73.

$$T = \frac{t_s}{\#muestras}$$
(2.73)

El esquema presentado en la Figura 2.13 describe la disposición de las señales que van a ser utilizadas para la discretización. Brinda un mejor entendimiento de los cálculos que se van a llevar a cabo posteriormente.



Figura 2.13 Esquema del controlador DSMC-IS para discretización

Se realiza la discretización del bloque encargado de la eliminación del retardo, donde el tiempo muerto será aproximado mediante series de Taylor obteniendo lo siguiente, Bloque retardo:

$$\frac{dly(s)}{x_1(s)} = \frac{1}{(t_o s + 1)(t_f s + 1)}$$
(2.74)

Se discretiza la Ecuación 2.74 con el equivalente discreto de Tustin de la Ecuación 2.72.

$$\frac{dly(z)}{x_1(z)} = \frac{T^2(z+1)^2}{(T(z+1)+2t_o(z-1))(T(z+1)+2tf(z-1))}$$
(2.75)

$$\frac{dly(z)}{x_1(z)} = \frac{T^2 z^2 + 2T^2 z + T^2}{\left(T^2 + 2t_f T + 2t_o T + 4t_f t_o\right)z^2 + \left(2T^2 - 8t_f t_o\right)z + T^2 - 2t_f T - 2t_o T + 4t_f t_o}$$
(2.76)

$$\frac{dly(z^{-1})}{x_1(z^{-1})} = \frac{T^2 + 2T^2 z^{-1} + T^2 z^{-2}}{\left(T^2 + 2t_f T + 2t_o T + 4t_f t_o\right) + \left(2T^2 - 8t_f t_o\right) z^{-1} + \left(T^2 - 2t_f T - 2t_o T + 4t_f t_o\right) z^{-2}}$$
(2.77)

Se asignan constantes en la Ecuación 2.77

$$c_1 = T^2 + 2t_f T + 2t_o T + 4t_f t_o (2.78)$$

$$c_2 = 2T^2 - 8t_f t_o \tag{2.79}$$

$$c_3 = T^2 - 2t_f T - 2t_o T + 4t_f t_o (2.80)$$

$$\frac{dly(z^{-1})}{x_1(z^{-1})} = \frac{\frac{T^2}{c_1} + \frac{2T^2}{c_1}z^{-1} + \frac{T^2}{c_1}z^{-2}}{1 + \frac{c_2}{c_1}z^{-1} + \frac{c_3}{c_1}z^{-2}}$$
(2.81)

En la Ecuación 2.82 se describe la ecuación en diferencias resultante de la discretización del bloque del retardo.

$$dly[k] = \frac{T^2}{c_1} x_1[k] + \frac{2T^2}{c_1} x_1[k-1] + \frac{T^2}{c_1} x_1[k-2] - \frac{c_2}{c_1} dly[k-1] - \frac{c_3}{c_1} dly[k-2]$$
(2.82)

$$dly[k] = \frac{1}{c_1} (T^2 x_1[k] + 2T^2 x_1[k-1] + T^2 x_1[k-2] - c_2 dly[k-1] - c_3 dly[k-2])$$
(2.83)

Se realiza la discretización del bloque de la parte predictiva del predictor de Smith descrito en la Ecuación 2.84, donde se encuentra el modelo rápido de la planta.

Bloque modelo rápido:

$$\frac{x_1(s)}{m(s)} = \frac{k(t_f s + 1)}{s(\tau s + 1)}$$
(2.84)

Se discretiza la Ecuación 2.84 con el equivalente discreto de Tustin de la Ecuación 2.72.

$$\frac{x_1(z)}{m(z)} = \frac{0.5kT(T(z+1)+2t_f(z-1))(z+1)}{(T(z+1)+2\tau(z-1))(z-1)}$$
(2.85)

$$\frac{x_1(z)}{m(z)} = \frac{\left(0.5kT^2 + kt_fT\right)z^2 + kT^2z + 0.5kT^2 - kt_fT}{(T+2\tau)z^2 - 4\tau z - T + 2\tau}$$
(2.86)

Se asignan constantes en la Ecuación 2.86.

$$c_4 = T + 2\tau \tag{2.87}$$

$$c_5 = 0.5kT^2 + kt_f T (2.88)$$

$$c_6 = 0.5kT^2 - kt_f T (2.89)$$

Al reemplazar las constantes se describe la expresión en la Ecuación 2.90

$$\frac{x_1(z)}{m(z)} = \frac{\frac{c_5}{c_4}z^2 + \frac{kT^2}{c_4}z + \frac{c_6}{c_4}}{z^2 - \frac{4\tau}{c_4}z + \frac{2\tau - T}{c_4}}$$
(2.90)

$$\frac{x_1(z^{-1})}{m(z^{-1})} = \frac{\frac{c_5}{c_4} + \frac{kT^2}{c_4}z^{-1} + \frac{c_6}{c_4}z^{-2}}{1 - \frac{4\tau}{c_4}z^{-1} + \frac{2\tau - T}{c_4}z^{-2}}$$
(2.91)

En la Ecuación 2.92 se describe la ecuación en diferencias resultante de la discretización del bloque del modelo rápido.

$$x_{1}[k] = \frac{c_{5}}{c_{4}}m[k] + \frac{kT^{2}}{c_{4}}m[k-1] + \frac{c_{6}}{c_{4}}m[k-2] + \frac{4\tau}{c_{4}}x_{1}[k-1] - \frac{2\tau - T}{c_{4}}x_{1}[k-2]$$
(2.92)
$$x_{1}[k] = \frac{1}{c_{4}}(c_{5}m[k] + kT^{2}m[k-1] + c_{6}m[k-2] + 4\tau x_{1}[k-1] - (2\tau - T)x_{1}[k-2])$$
(2.93)

Se realiza la discretización del controlador PD encargado del rechazo de perturbaciones de carga.

Bloque PD:

$$\frac{p(s)}{y(s)} = K_o(T_d s + 1)$$
(2.94)

Se discretiza la Ecuación 2.94 con el equivalente discreto de Tustin de la Ecuación 2.72.

$$\frac{p(z)}{y(z)} = \frac{2K_o T_d(z-1) + K_o T(z+1)}{T(z+1)}$$
(2.95)

$$\frac{p(z)}{y(z)} = \frac{(K_o T + 2K_o T_d)z + K_o T - 2K_o T_d}{T(z+1)}$$
(2.96)

Se asignan constantes en la Ecuación 2.96.

$$c_7 = K_o T + 2K_o T_d (2.97)$$

$$c_8 = K_o T - 2K_o T_d (2.98)$$

Al reemplazar las constantes se describe la expresión en la Ecuación 2.99.

$$\frac{p(z)}{y(z)} = \frac{c_7 z + c_8}{T(z+1)}$$
(2.99)

$$\frac{p(z)}{y(z)} = \frac{\frac{C_7}{T}z + \frac{C_8}{T}}{z+1}$$
(2.100)

$$\frac{p(z^{-1})}{y(z^{-1})} = \frac{\frac{c_7}{T} + \frac{c_8}{T} z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$
(2.101)

En la Ecuación 2.102 se describe la ecuación en diferencias resultante de la discretización del bloque PD.

$$p[k] = \frac{c_7}{T} y[k] + \frac{c_8}{T} y[k-1] - p[k-1]$$
(2.102)

$$p[k] = \frac{1}{T}(c_7 y[k] + c_8 y[k-1]) - p[k-1]$$
(2.103)

Se realiza la discretización del controlador por modos deslizantes dinámicos,

Superficie deslizante:

$$\frac{S(s)}{e(s)} = \frac{s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0}{s} \tag{2.104}$$

Se discretiza la Ecuación 2.104 con el equivalente discreto de Tustin de la Ecuación 2.72.

$$\frac{S(z)}{e(z)} = \frac{(0.5\lambda_0 T^2 + \lambda_1 T + 2)z^2 + (\lambda_0 T^2 - 4)z + 0.5\lambda_0 T^2 - \lambda_1 T + 2}{T(z^2 - 1)}$$
(2.105)

Se asignan constantes en la Ecuación 2.105.

$$c_9 = 0.5\lambda_0 T^2 + \lambda_1 T + 2 \tag{2.106}$$

$$c_{10} = \lambda_0 T^2 - 4 \tag{2.107}$$

$$c_{11} = 0.5\lambda_0 T^2 - \lambda_1 T + 2 \tag{2.108}$$

Al reemplazar las constantes se describe la expresión en la Ecuación 2.109.

$$\frac{S(z)}{e(z)} = \frac{c_9 z^2 + c_{10} z + c_{11}}{T(z^2 - 1)}$$
(2.109)

$$\frac{S(z)}{e(z)} = \frac{\frac{c_9}{T}z^2 + \frac{c_{10}}{T}z + \frac{c_{11}}{T}}{(z^2 - 1)}$$
(2.110)

$$\frac{S(z^{-1})}{e(z^{-1})} = \frac{\frac{c_9}{T} + \frac{c_{10}}{T} z^{-1} + \frac{c_{11}}{T} z^{-2}}{1 - z^{-2}}$$
(2.111)

En la Ecuación 2.112 se describe la ecuación en diferencias resultante de la discretización de la superficie deslizante.

$$S[k] = \frac{c_9}{T}e[k] + \frac{c_{10}}{T}e[k-1] + \frac{c_{11}}{T}e[k-2] + S[k-2]$$
(2.112)

$$S[k] = \frac{1}{T}(c_9 e[k] + c_{10} e[k-1] + c_{11} e[k-2]) + S[k-2]$$
(2.113)

Para llevar a cabo la discretización de la ley de control por modos deslizantes dinámicos se sugiere individualizar la función continua y la función discontinua. Al analizar la función continua, dispone de dos entradas por tanto se utiliza el principio de superposición para poder utilizar el equivalente discreto de Tustin.

Función continua:

$$\frac{dm_c(t)}{dt} = \left[\frac{1-\lambda_1\tau}{kt_f}\right]\frac{dx_1(t)}{dt} + \left[\frac{\lambda_0\tau}{kt_f}\right]e(t) - \frac{m_c(t)}{tf}$$
(2.114)

La ecuación 2.114 se expresa en el dominio de Laplace:

$$sm_c(s) = \left[\frac{1-\lambda_1\tau}{k t_f}\right]sx_1(s) + \left[\frac{\lambda_0\tau}{k t_f}\right]e(s) - \frac{m_c(s)}{t_f}$$
(2.115)

$$sm_c(s) + \frac{m_c(s)}{t_f} = \left[\frac{1 - \lambda_1 \tau}{k t_f}\right] sx_1(s) + \left[\frac{\lambda_0 \tau}{k t_f}\right] e(s)$$
(2.116)

$$m_c(s)(t_f s + 1) = \left[\frac{1 - \lambda_1 \tau}{k}\right] s x_1(s) + \left[\frac{\lambda_0 \tau}{k}\right] e(s)$$
(2.117)

Se utiliza el principio de superposición en la Ecuación 2.117 anulando la entrada dada por el error y obteniendo lo siguiente:

$$\frac{m_{cx_1}(s)}{x_1(s)} = \frac{\left[\frac{1-\lambda_1\tau}{k}\right]s}{t_f s + 1}$$
(2.118)

Se discretiza la Ecuación 2.118 con el equivalente discreto de Tustin de la Ecuación 2.72.

$$\frac{m_{cx_1}(z)}{x_1(z)} = \frac{-2(\lambda_1\tau - 1)(z - 1)}{k(T(z + 1) + 2t_f(z - 1))}$$
(2.119)

$$\frac{m_{cx_1}(z)}{x_1(z)} = \frac{(-2\lambda_1\tau + 2)z + 2\lambda_1\tau - 2}{(kT + 2kt_f)z + kT - 2kt_f}$$
(2.120)

Se asignan constantes en la Ecuación 2.120.

$$c_{12} = -2\lambda_1 \tau + 2 \tag{2.121}$$

$$c_{13} = 2\lambda_1 \tau - 2 \tag{2.122}$$

$$c_{14} = kT + 2kt_f (2.123)$$

$$c_{15} = kT - 2kt_f \tag{2.124}$$

Al reemplazar las constantes se describe la expresión en la Ecuación 2.109.

$$\frac{m_{cx_1}(z)}{x_1(z)} = \frac{c_{12}z + c_{13}}{c_{14}z + c_{15}}$$
(2.125)

$$\frac{m_{cx_1}(z)}{x_1(z)} = \frac{\frac{c_{12}}{c_{14}}z + \frac{c_{13}}{c_{14}}}{z + \frac{c_{15}}{c_{14}}}$$
(2.126)

$$\frac{m_{cx_1}(z^{-1})}{x_1(z^{-1})} = \frac{\frac{c_{12}}{c_{14}} + \frac{c_{13}}{c_{14}}z^{-1}}{1 + \frac{c_{15}}{c_{14}}z^{-1}}$$
(2.127)

En la Ecuación 2.128 se describe la ecuación en diferencias resultante de la discretización de la función continua con respecto a la salida del modelo rápido.

$$m_{cx_1}[k] = \frac{c_{12}}{c_{14}} x_1[k] + \frac{c_{13}}{c_{14}} x_1[k-1] - \frac{c_{15}}{c_{14}} m_{cx_1}[k-1]$$
(2.128)

$$m_{cx_1}[k] = \frac{1}{c_{14}}(c_{12}x_1[k] + c_{13}x_1[k-1] - c_{15}m_{cx_1}[k-1])$$
(2.129)

Se discretiza la parte restante de la función continua de ley de control por modos deslizantes dinámicas relacionada con la expresión del error.

$$\frac{m_{ce}(s)}{e(s)} = \frac{\left[\frac{\lambda_0 \tau}{k}\right]}{t_f s + 1}$$
(2.130)

Se discretiza la Ecuación 2.130 con el equivalente discreto de Tustin de la Ecuación 2.72.

$$\frac{m_{ce}(z)}{e(z)} = \frac{\lambda_0 \tau T(z+1)}{k(T(z+1)+2t_f(z-1))}$$
(2.131)

$$\frac{m_{ce}(z)}{e(z)} = \frac{\lambda_0 \tau T z + \lambda_0 \tau T}{\left(kT + 2kt_f\right)z + kT - 2kt_f}$$
(2.132)

La Ecuación 2.132 dispone de los mismos valores de la constante c_{14} y c_{15} de las Ecuaciones 2.123 y 2.124 respectivamente. Se reemplaza las constantes y se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{m_{ce}(z)}{e(z)} = \frac{\lambda_0 \tau T z + \lambda_0 \tau T}{c_{14} z + c_{15}}$$
(2.133)

$$\frac{m_{ce}(z)}{e(z)} = \frac{\frac{\lambda_0 \tau T}{c_{14}} z + \frac{\lambda_0 \tau T}{c_{14}}}{z + \frac{c_{15}}{c_{14}}}$$
(2.134)

$$\frac{m_{ce}(z^{-1})}{e(z^{-1})} = \frac{\frac{\lambda_0 \tau T}{c_{14}} + \frac{\lambda_0 \tau T}{c_{14}} z^{-1}}{1 + \frac{c_{15}}{c_{14}} z^{-1}}$$
(2.135)

En la Ecuación 2.136 se describe la ecuación en diferencias resultante de la discretización de la función continua con respecto al error.

$$m_{ce}[k] = \frac{\lambda_0 \tau T}{c_{14}} e[k] + \frac{\lambda_0 \tau T}{c_{14}} e[k-1] - \frac{c_{15}}{c_{14}} m_{ce}[k-1]$$
(2.136)

$$m_{ce}[k] = \frac{1}{c_{14}} (\lambda_0 \tau T e[k] + \lambda_0 \tau T e[k-1] - c_{15} m_{ce}[k-1])$$
(2.137)

La función continua de la ley de control por modos deslizantes dinámicos se expresa en la Ecuación 2.138.

$$m_c[k] = m_{cx_1}[k] + m_{ce}[k]$$
(2.138)

La función discontinua de la ley de control por modos deslizantes dinámicos se presenta en la Ecuación 2.139.

$$\frac{dm_d(t)}{dt} = K_d sign(S(t))$$
(2.139)

La Ecuación 2.139 se expresa en el dominio de Laplace.

$$sm_d(s) = K_d sign(S(s))$$
(2.140)

$$m_d(s) = \frac{K_d sign(S(s))}{s}$$
(2.141)

Se discretiza la Ecuación 2.141 con el equivalente discreto de Tustin de la Ecuación 2.72.

$$m_d(z) = \frac{0.5K_d T sign(S(z))(z+1)}{z-1}$$
(2.142)

$$m_d(z) = \frac{0.5K_d T sign(S(z))z + 0.5K_d T sign(S(z))}{z - 1}$$
(2.143)

$$m_d(z^{-1}) = \frac{0.5K_d T sign(S(z^{-1})) + 0.5K_d T sign(S(z^{-1}))z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$
(2.144)

En la Ecuación 2.145 se describe la ecuación en diferencias resultante de la discretización de la función discontinua de la ley de control por modos deslizantes dinámicos.

$$m_d[k] = 0.5K_dTsign(S[k]) + 0.5K_dTsign(S[k-1]) + m_d[k-1]$$
(2.145)

Por tanto, la expresión completa del controlador por modos deslizantes dinámicos se expresa en la Ecuación 2.146.

$$m[k] = m_c[k] + m_d[k]$$
(2.146)

Finalmente, la ley de control resultante que involucra tanto al controlador por modos deslizantes dinámicos para sistemas integrantes como al controlador del lazo interno tipo PD se dispone en la Ecuación 2.147.

$$u[k] = m[k] - p[k]$$
(2.147)

Las señales restantes se describen a continuación:

$$lt(s) = sal(s) - y_o \tag{2.148}$$

$$y(s) = lt(s) - dly(s)$$
 (2.149)

$$y_f(s) = y(s) + y_o$$
 (2.150)

$$e_a(s) = R(s) - y_f(s)$$
 (2.151)

$$e(s) = e_a(s) - x_1(s)$$
(2.152)

2.4.2 IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR DSMC-IS

La implementación del esquema de control propuesto se lo realiza en el microcontrolador Arduino Mega 2560. Se utiliza este microcontrolador por su fácil programación, dispone de una plataforma de código abierto lo que le convierte en una alternativa prometedora y versátil para llevar a cabo el desarrollo de controladores con esquemas híbridos. Además, maneja distintos interfaces de comunicación útiles a la hora de realizar métodos de prueba como el Hardware in the Loop. [32]

El cálculo del tiempo de muestreo para el controlador DSMC-IS implementado en el Arduino Mega 2560 se presenta en la Ecuación 2.153.

$$T = \frac{t_s}{\#muestras} = \frac{196.354}{200} = 0.9818 \tag{2.153}$$

2.4.2.1 DIAGRAMA DE FLUJO DEL DSMC-IS

En la Figura 2.14 se presenta la lógica de programación a través de un diagrama de flujo para el controlador por modos deslizantes dinámicos para sistemas integrantes en el microcontrolador Arduino Mega 2560.



Figura 2.14 Diagrama de flujo del DSMC-IS en Arduino Mega 2560

2.4.2.2 COMUNICACIÓN SERIAL

La comunicación es un recurso indispensable para llevar a cabo la simulación HIL donde se involucra el ordenador y la tarjeta embebida. El presente trabajo utiliza la interfaz de comunicación serial por ende la importancia de explicar como se realiza el envío y recepción de datos desde Simulink y por parte del microcontrolador Arduino Mega 2560.

ENVÍO Y RECEPCIÓN DE DATOS DESDE SIMULINK

La velocidad de transmisión utilizada es de 115200 baudios. En Simulink, los bloques "Query Instrument" y "To Instrument" de la biblioteca Instrument Control Toolbox se utilizaron para enviar y recibir datos. [30]

Query Instrument: El bloque "Query Instrument" de la Figura 2.15 se encarga de configurar y abrir una interfaz de comunicación para un instrumento (Arduino Mega 2560). Recibe los datos provenientes del microcontrolador durante el tiempo de ejecución de la simulación. [31]



Figura 2.15 Bloque "Query Instrument" de la librería Instrument Control Toolbox.

To Instrument: El bloque "To Instrument" de la Figura 2.16 inicializa y envía datos al instrumento (Arduino Mega 2560). Envía datos al microcontrolador durante el tiempo de ejecución de la simulación. [31]



Figura 2.16 Bloque "To Instrument" de la librería Instrument Control Toolbox.

La configuración de los bloques de comunicación de Simulink expresada en la Figura 2.17 se la realiza creando un objeto con interfaz de comunicación serial programada en el área de trabajo de Matlab, esta acción se lleva a cabo dado que se está trabajando en un ordenador con sistema operativo MacOS y no dispone de puertos seriales tipo "COM" sino son representados por la forma "/dev/cu.usbmodem14201", siendo necesario utilizar este recurso para determinar el puerto utilizado y la velocidad de transmisión como se indica en la Figura 2.18.

Block Parameters: Query Instrument	Block Parameters: To Instrument					
Query an instrument for data.	Description Soud simulation data to an instrument					
Parameters						
Block sample time: 0.9818	Parameters					
Hardware Configuration	Block sample time (–1 for inherited): 0.9818					
O Specify new hardware configuration	Hardware Configuration					
Timeout: 15	O Specify new hardware configuration					
Buffer size: 1023	Timeout: 15					
Interface: Serial \diamond	Puffer cize: 1022					
Port: COM3 O	builer size. 1025					
Baudrate: 250000	Interface: Serial					
 Use interface object from MATLAB workspace 	Port: COM3					
Workspace object: a	Baudrate: 250000					
	Use interface object from MATLAB workspace					
	Workspace object: a					
OK Cancel Help Apply OK Cancel Help Apply Figura 2.17 Configuración de los bloques de comunicación						
<pre>>> a=serial('/dev/cu.usbmodem14201','BaudRate',115200) Serial Port Object : Serial-/dev/cu.usbmodem14201</pre>						
Communication Setting Port: BaudRate: Terminator:	s /dev/cu.usbmodem14201 115200 'LF'					
Communication State Status: RecordStatus:	closed off					
Read/Write State TransferStatus: BytesAvailable: ValuesReceived:	idle 0 0					

Figura 2.18 Creación del objeto con interfaz de comunicación serial

ENVÍO Y RECEPCIÓN DE DATOS DESDE EL MICROCONTROLADOR

La plataforma de programación de Arduino tiene distintas funciones para el envío y recepción de datos por medio de una interfaz de comunicación serial. [30]

Las funciones para el envío y recepción de datos se describen a continuación.

Envío de datos por el puerto serial:

Para enviar datos desde el Arduino Mega 2560 hacia Simulink se utiliza la función "Serial.println" que permite la transmisión de caracteres tipo ASCII por medio del puerto comunicación serial como se indica en la Figura 2.19. [30]

// Envio de la ley de control a Simulink
Serial.println(u,6);

Figura 2.19 Función para envío de datos desde el Arduino Mega 2560

Recepción de datos por el puerto serial:

El Arduino Mega 2560 utiliza la función "Serial.parseFloat" para la recepción de datos tipo flotante enviados desde Simulink como se indica en la Figura 2.20 [30]

```
// Reception de datos de Simulink
sal=Serial.parseFloat();
ref=Serial.parseFloat();
```

Figura 2.20 Función para la recepción de datos en el Arduino Mega 2560

2.4.3 IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE TANQUES EN SIMULINK

El sistema de tanques en cascada está representado por ecuaciones diferenciales que describen las leyes físicas que lo gobiernan. Estas ecuaciones fueron desarrolladas mediante el bloque de Simulink denominado '*Matlab Function*' que declara una función que recibe entradas y devuelve salidas siendo análogo a la representación de ecuaciones diferenciales tal como se indica en la Figura 2.21.



Figura 2.21 Implementación del sistema de tanques en Simulink

2.5 INTERFAZ GRÁFICA

La interfaz gráfica es también conocida como GUI (por sus siglas en inglés Graphical User Interface), es un medio que permite al usuario tener control sobre un proceso de manera remota, brinda la posibilidad de visualizar el comportamiento de la planta ante un evento, se puede modificar distintos parámetros dependiendo la experticia del usuario, es un recurso interactivo destinado a presentar los datos e información del sistema.



Figura 2.22 Portada de la interfaz gráfica

La interfaz gráfica desarrollada consta de tres niveles, el primer nivel presenta una portada del tema del trabajo de titulación como se indica en la Figura 2.22. El segundo nivel como se muestra en la Figura 2.23 dispone de la descripción del sistema de tanques en cascada, así como también del controlador que se va a aplicar con las ventajas del mismo.







Figura 2.24 Pantalla del panel de control

El tercer nivel como se aprecia en la Figura 2.24 corresponde al panel de control del sistema de tanques, donde se puede modificar diversos parámetros, visualizar el comportamiento de la variable controlada, la interacción entre los dos niveles una vez aplicado los controladores y la respuesta de la acción de control de los esquemas a comparar. En el panel principal existe un apartado para los índices de desempeño encargados del análisis comparativo cuantitativo entre el DSMC-IS y el SPSMC. [11]



Figura 2.25 Funcionamiento de la interfaz gráfica

La Figura 2.25 es una demostración del funcionamiento de la interfaz gráfica desarrollada en Matlab, donde se indica la respuesta del sistema de tanques en cascada al existir variaciones de referencia de nivel, permitiendo realizar las comparaciones cualitativas y cuantitativas entre los controladores DSMC-IS y SPSMC.

2.5.1 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA INTERFAZ GRÁFICA

El diagrama de flujo de la Figura 2.26 es una guía para el entendimiento del desarrollo y funcionamiento de la interfaz gráfica.



Figura 2.26 Diagrama de flujo de la interfaz gráfica

3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Este capítulo tiene como objetivo exponer cada uno de los resultados obtenidos con respecto al comportamiento de los dos sistemas lineales integrantes y del sistema de tanques en cascada una vez que se ha aplicado los controladores bajo distintas pruebas específicas.

Los resultados hacen referencia al rendimiento de los controladores de Mataušek y Micić, SPSMC y el propuesto en este trabajo de titulación el DSMC-IS, cabe mencionar que para los dos sistemas lineales integrantes se utilizó los tres controladores mientras que para el sistema no lineal solamente se puso a prueba a SPSMC y a DSMC-IS.

El análisis comparativo entre los controladores se realiza de manera cuantitativa con la ayuda de los índices de desempeño ISE y TVu, así como también de las características transitorias, máximo sobrepico (MP %) y tiempo de establecimiento (Ts). Estos parámetros van a ser presentados en una gráfica radial con valores normalizados donde la lógica indica que mientras más cercanos estén los valores a cero, mejor será el rendimiento del controlador.

Los sistemas lineales y no lineales integrantes han sido sometidos ha distintos escenarios bajo condiciones establecidas, permitiendo corroborar la robustez y eficiencia de los esquemas de control.

3.1 RESULTADOS SIMULADOS

Este apartado presenta los resultados de la simulación de los dos sistemas lineales integrantes y del sistema de tanques en cascada bajo pruebas de seguimiento, regulación y errores de modelado. Todo esto da lugar, al análisis del rendimiento de la respuesta del sistema y de las acciones de control de los esquemas basado en índices de desempeño, así como también de las características transitorias que posteriormente van a ser presentadas en una gráfica radial para fines de interpretación.

3.1.1 SISTEMA LINEAL INTEGRANTE SIN RETARDO DOMINANTE

El sistema lineal integrante se indica en la Ecuación 2.1 es un sistema de primer orden tipo integrante con retardo. Sin embargo, se puede considerar un sistema sin retardo dominante dado sus características.

Un sistema posee retardo dominante cuando el tiempo muerto es mayor al doble de la constante de tiempo ($to >>> \tau$) [6]

3.1.1.1 PRUEBA DE SEGUIMIENTO DEL SISTEMA LINEAL INTEGRANTE

Para la prueba de seguimiento del sistema lineal integrante sin retardo dominante se plantea una sumatoria de escalones. En la gráfica 3.1 se presenta los cambios de referencia propuestos y la respuesta del sistema correspondiente. Se comienza en 0 [s] y amplitud 0 como condición inicial durante 15 [s] posterior a esto se introduce un paso de amplitud 1. En 180 [s] se disminuye la referencia a 0.5; transcurridos 330 [s] se incrementa la referencia a 1.5. Finalmente, en 470 [s] la referencia decrece hasta 0.7 una vez aplicado un paso negativo de amplitud 0.8.



Salida del sistema lineal integrante





Figura 3.2 Salida de las acciones de control ante cambios de referencia
En la Figura 3.1 se evidencia la respuesta del sistema ante cambios de referencia, cabe destacar que el controlador propuesto no posee sobrepico en relación con los demás, es importante mencionar que mientras mayor sea la amplitud del paso, mayor será el sobrepico de SPSMC y MM-99. DSMC-IS en todos los casos no presenta esta característica. Las acciones de control de la Figura 3.2 responde al comportamiento de los controladores, DSMC-IS posee la amplitud de menor valor siendo mucho más suave que MM-99 y SPSMC por ello no presenta el sobrepico mencionado.

	ÍNDICE				
ESQUEIMA	ISE	Tvu	MP %	Ts [s]	
MM-99	8.670	5.653	16.303	45.229	
SPSMC	8.239	4.414	15.144	71.161	
DSMC-IS	3.422	3.279	0.0371	62.763	

Tabla 3.1 Índices de desempeño y características transitorias ante cambios de referencia



Figura 3.3 Gráfica radial índices de desempeño y características transitorias ante cambios de referencia

Analizando la Tabla 3.1 y Figura 3.3 se determina que el controlador con mejor rendimiento es el DSMC-IS, posee valores muy inferiores en ISE, Tvu y MP % en relación con SPSMC

y MM-99. Sin embargo, MM-99 destaca en el tiempo de establecimiento (Ts) con 45.229 [s]. Estos parámetros fueron tomados en 15 [s], dado que fue el punto donde el sistema presenta mayor sobrepico por la amplitud del escalón.

3.1.1.2 PRUEBA DE REGULACIÓN DEL SISTEMA LINEAL INTEGRANTE

La prueba de regulación se realiza a partir del estado estable del sistema lineal integrante sin retardo dominante en 0 [s] y amplitud 0, se introduce perturbaciones del 10% del paso unitario para verificar la robustez de los controladores. Se utiliza una sumatoria de escalones para ejemplificar las perturbaciones. En 100 [s] se incrementa la amplitud a 0.1, se aplica un paso negativo de amplitud 0.05 en 240 [s], posterior a esto un paso de amplitud positiva 0.07 en el instante 360 [s]. Finalmente, transcurridos 500 [s] se introduce al sistema un escalón de amplitud negativa 0.02.





En la Figura 3.5 se presenta la respuesta del sistema lineal integrante sin retardo dominante en estado estable frente a perturbaciones, la diferencia entre SPSMC y MM-99 es mínima mientras que con respecto al DSMC-IS propuesto existe un menor sobrepico de la respuesta con relación al resto, para este caso en particular mientras mayor sea la amplitud de la perturbación mayor será el sobrepico que presentan los controladores.

En la Figura 3.6 se detalla las salidas de las acciones de control, destacando sobre los demás el DSMC-IS dado que alcanza un valor de -0.05 como valor máximo mientras que SPSMC posee un valor de -0.15, si bien no son valores muy elevados es importante mencionar que la acción más brusca del controlador propuesto llega a ser menos de la mitad del controlador SPSMC.



Figura 3.5 Salida del sistema lineal integrante ante perturbaciones





En la Tabla 3.2 y Figura 3.7 se presenta los resultados de los índices de desempeño y de las características transitorias de la respuesta de los controladores ante perturbaciones. En todos los casos destaca el controlador DSMC-IS propuesto con los valores de menor magnitud en los indicadores. Sin embargo, en el tiempo de establecimiento posee un valor mayor en relación con los demás, siendo este parámetro poco representativo dado que el tiempo de establecimiento de los otros controladores ronda por el mismo valor. La Figura 3.7 es una representación gráfica de lo anteriormente mencionado denotando al DSMC-IS como el controlador que se acerca más al cero en gran parte de los índices siendo el de mayores prestaciones frente a perturbaciones y destacando su robustez característica.

65

ESOLIEMA	ÍNDICE				
ESQUEIMA	ISE	Tvu	MP %	Ts [s]	
MM-99	0.07938	0.8383	4.469	142.582	
SPSMC	0.06981	0.7957	4.257	152.844	
DSMC-IS	0.01790	0.5152	2.528	164.332	

Tabla 3.2 Índices de desempeño y características transitorias ante perturbaciones



Figura 3.7 Gráfica radial índices de desempeño y características transitorias ante perturbaciones

3.1.1.3 PRUEBA DE PERTURBACIÓN DE CARGA EN EL SISTEMA LINEAL INTEGRANTE

La prueba de perturbación de carga en el sistema lineal integrante sin retardo dominante es una alteración de la ley de control de una forma extremadamente brusca impidiendo que el sistema tenga un comportamiento deseado y alcance la referencia. En la Figura 3.8, se verifica un cambio en el '*set point*' por un paso unitario en 15 [s], transcurridos 200 [s] se introduce la perturbación de carga de amplitud negativa 0.1 al sistema lineal integrante, provocando una alteración en la dinámica del sistema.





Figura 3.8 Salida del sistema lineal integrante ante una perturbación de carga



En la Figura 3.8 se evidencia la respuesta del sistema lineal integrante sin retardo dominante ante una perturbación de carga que modifica la dinámica de la ley de control, siendo fundamental que los controladores tengan una robustez comprobada y si a este fenómeno se le añade la condición integrante es aún mas complicado. Cabe destacar que la respuesta del controlador DSMC-IS una vez que alcanza la referencia no presenta sobrepico mientras que el SPSMC posee un valor de 14.6%.

En la Figura 3.9 se encuentra las respuestas de los controladores ante la perturbación de carga, el análisis se centra a partir de 200 [s] donde se aplicó la acción externa, no se percibe una diferencia considerable entre los controladores.

ESOUEMA	INDICE				
ESQUEIMA	ISE Tvu MP % Ts [s]				
MM-99	3.949	21.71	4.4	246.794	
SPSMC	4.079	21.33	14.6	275.795	
DSMC-IS	1.097	20.98	0.0776	274.350	

Tabla 3.3 Índices de desempeño y características transitorias ante una perturbación decarga



Figura 3.10 Gráfica radial índices de desempeño y características transitorias ante una perturbación de carga

Los valores tomados para la Tabla 3.3 y Figura 3.10 fueron recopilados en 200 [s], punto de interés y análisis. El controlador MM-99 destaca en el tiempo de establecimiento con un valor de 246.794 [s] con relación a SPSMC y DSMC-IS que oscilan por valores superiores pero semejantes entre si. DSMC-IS cuando se establece en la referencia después de haber aplicado la perturbación de carga no presenta sobrepico aparente, mientras que SPSMC llega al 14.6% seguido de MM-99 con 4.4%. El índice de desempeño Tvu que evalúa el comportamiento de la acción de control cuantificada ratifica lo que se explico con respecto a la Figura 3.9, no existe diferencia entre las respuestas de los controladores.

3.1.1.4 PRUEBA DE SEGUIMIENTO DEL SISTEMA LINEAL INTEGRANTE CON ERROR DE MODELADO 20% EN EL RETARDO.

La prueba de seguimiento con error de modelado del 20% en el retardo del sistema lineal integrante sin retardo dominante utiliza la misma sumatoria de escalones de la prueba de seguimiento sin error de modelado. Los tiempos donde se ejecutan las variaciones de la referencia en relación con su amplitud son 15 [s], 180 [s], 330[s] y 470 [s] respectivamente. Generando variaciones en la salida del sistema a consecuencia del error de modelado.



Figura 3.11 Salida del sistema lineal integrante ante cambios de referencia con error de modelado del 20% en el retardo



Figura 3.12 Salida de las acciones de control ante cambios de referencia con error de modelado del 20% en el retardo

El error de modelado genera una alteración en la respuesta del sistema lineal integrante, provocando oscilaciones hasta alcanzar la referencia. El controlador propuesto DSMC-IS no presenta oscilaciones en la respuesta, el error de modelado no genera ningún tipo de modificación a la salida del sistema validando la robustez del controlador, es muy similar a la respuesta sin error de modelado. En la Figura 3.11 se puede ver claramente que la respuesta del controlador DSMC-IS no posee sobrepico con relación a los demás controladores. MM-99 es el controlador que presenta mayor número de oscilaciones hasta ajustarse a la referencia de igual forma se ve reflejado en la acción de control dispuesta en la Figura 3.12. La acción de control del DSMC-IS es muy inferior en comparación a SPSMC y MM-99 posee un valor máximo de 0.21 aproximadamente mientras que el valor más representativo es producido por SPSMC con un valor de 0.9 aproximadamente siendo apenas el 23% de la acción de control más brusca.

	ÍNDICE				
ESQUEMA	ISE	Tvu	MP %	Ts [s]	
MM-99	10.490	10.64	14.6837	73.3236	
SPSMC	8.072	5.90	14.6697	75.1225	
DSMC-IS	2.997	3.255	0.1413	62.6280	

Tabla 3.4 Índices de desempeño y características transitorias ante cambios de referenciacon error de modelado del 20% en el retardo

La Figura 3.13 y Tabla 3.4 indican los valores de los índices de desempeño y características transitorias de los controladores bajo un escenario establecido (error de modelado). Haciendo un análisis de los valores obtenidos se determina que en algunos parámetros la respuesta del sistema ante errores de modelado responde de mejor manera que sin esta alteración, en el caso del ISE con error de modelado incrementa en un 21% en MM-99 con respecto al caso nominal mientras que con SPSMC y DSMC-IS este parámetro disminuye en 2% y 12.4% respectivamente. Otra característica transitoria para evaluar es el MP% en MM-99 y SPSMC decrece el valor final en un 10% y 4% respectivamente, cabe mencionar que si bien este parámetro disminuye existen oscilaciones en el comportamiento del sistema hecho no menor que debe ser tomado en cuenta. Como es evidente al existir un error de modelado exige que los controladores se vean más involucrados, donde Tvu refleja lo siguiente con respecto al caso nominal, en MM-99 y SPSMC incrementa en un 88% y 33% respectivamente, por otro lado, DSMC-IS mantiene un valor cercano al nominal.



Figura 3.13 Gráfica radial índices de desempeño y características transitorias ante cambios de referencia con error de modelado del 20% en el retardo

3.1.1.5 PRUEBA DE REGULACIÓN DEL SISTEMA LINEAL INTEGRANTE CON ERROR DE MODELADO DEL 20% EN EL RETARDO.

La prueba de regulación utiliza la misma sumatoria de escalones de la Figura 3.4 para emular el comportamiento de perturbaciones en diferentes tiempos.







Figura 3.15 Salida de las acciones de control ante perturbaciones con error de modelado del 20% en el retardo

La Figura 3.14 describe el comportamiento del sistema lineal integrante sin retardo dominante ante perturbaciones con error de modelado del 20% en el retardo, para emular las perturbaciones, el sistema se encuentra en estado estable en 0 [s] y amplitud 0. DSMC-IS y SPSMC tienen un comportamiento similar al caso nominal, no presentan oscilaciones en sus respuestas destacando su robustez. Por otro lado, el comportamiento del sistema bajo la acción de MM-99 presenta oscilaciones en su respuesta, pero transcurrido un tiempo determinado logra establecerse.

La Figura 3.15 indica las acciones de control ante perturbaciones y error de modelado. El valor de mayor magnitud que presenta DSMC-IS es de -0.05 siendo el 33% de la acción más brusca provocado por SPSMC. Con respecto a MM-99 en respuesta al comportamiento de la salida del sistema presenta unas cuantas oscilaciones en la acción de control producto del error de modelado.

Tabla 3.5 Índices de desempeño y características transitorias ante perturbaciones con
error de modelado del 20% en el retardo.

	ÍNDICE				
ESQUEMA	ISE	Tvu	MP %	Ts [s]	
MM-99	0.0886	1.091	4.039	161.7334	
SPSMC	0.0623	0.7433	3.428	168.3027	
DSMC-IS	0.0179	0.4805	2.151	165.4631	



Figura 3.16 Gráfica radial índices de desempeño y características transitorias ante perturbaciones con error de modelado del 20% en el retardo

La Tabla 3.5 y Figura 3.16 detalla los índices de desempeño y características transitorias al introducir perturbaciones y error de modelado. Evaluando los datos obtenidos cabe señalar que el controlador con mejor desempeño es el DSMC-IS, aunque en el tiempo de establecimiento destaca sobre los demás MM-99 con 161.7334 [s], no se puede decir que es una característica relevante dado que los otros controladores se encuentran por un valor semejante. Al realizar una comparación con el caso anterior donde no existe error de modelado se obtiene que el ISE de MM-99 aumenta en un 11% mientras que SPSMC disminuye en un 11% y DSMC-IS no registra ningún cambio, lo que explica que el único controlador que realmente se ve afectado por el error de modelado es MM-99 siendo evidente en las formas de onda donde no existe ningún tipo de oscilación en la respuesta de los dos controladores restantes. Por ello, el Tvu en MM-99 incrementa de igual forma en un 30% describiendo el esfuerzo que debe hacer el controlador ante una perturbación con error de modelado, esta misma tendencia se ve reflejada en los otros parámetros.

3.1.1.6 PRUEBA DE PERTURBACIÓN DE CARGA EN EL SISTEMA LINEAL INTEGRANTE CON ERROR DE MODELADO DEL 20% EN EL RETARDO.

La prueba de perturbación de carga en el sistema lineal integrante con error de modelado del 20% en el retardo se realiza en 200 [s] con un paso de amplitud negativa 0.1.



Figura 3.17 Salida del sistema lineal integrante ante una perturbación de carga con error de modelado del 20% en el retardo.



Figura 3.18 Salida de las acciones de control ante una perturbación de carga con error de modelado del 20% en el retardo.

La Figura 3.17 precisa el comportamiento del sistema lineal integrante sin retardo dominante frente a una perturbación de carga con error de modelado. Los primeros 15 [s] se comporta de la misma forma que en la prueba de seguimiento con error de modelado. En 200 [s] los tres controladores poseen un comportamiento similar al caso nominal sin error de modelado, aunque MM-99 presenta una leve distorsión en la señal poco representativa. DSMC-IS no posee sobrepico se ajusta a la referencia en un tiempo similar a los otros controladores que presentan sobrepicos de 5.3% y 13.4% en el caso de MM-99 y SPSMC respectivamente. Las acciones de control de la Figura 3.18 son muy similares

entre si, no obstante MM-99 a causa de esa leve distorsión en la señal, la acción de control posee una oscilación evidente.

ESOUEMA	ÍNDICE				
ESQUEIMA	ISE	Tvu	MP %	Ts [s]	
MM99	4.466	23.22	5.3	265.0694	
SPSMC	3.83	21.76	13.4	278.6335	
DSMC-IS	1.072	21	0.1412	272.0655	

Tabla 3.6 Índices de desempeño y características transitorias ante una perturbación decarga con error de modelado del 20% en el retardo.



Figura 3.19 Gráfica radial índices de desempeño y características transitorias ante una perturbación de carga con error de modelado del 20% en el retardo

Al comparar los índices de desempeño y características transitorias de la Tabla 3.6, DSMC-IS destaca con los valores más bajos, aunque el de menor tiempo de establecimiento es MM-99 con 265.0694 [s]. Con respecto a la Figura 3.19, se ve claramente que los controladores tienen un tiempo de establecimiento muy cercano entre si, y el índice Tvu explica lo de la Figura 3.18 donde las acciones de control son similares. En los parámetros restantes DSMC-IS es el controlador que se acerca más al cero de la gráfica radial. En relación con el caso nominal sin error de modelado MM-99 presenta un incremento del 13% en ISE, por otra parte, SPSMC y DSMC-IS disminuyen su valor en 6% y 2% respectivamente, Tvu en DSMC-IS mantiene su valor mientras que en MM-99 y SPSMC incrementa en 7% y 2% respectivamente, el 7% es muy probable producto de la leve distorsión que presenta la señal de salida del sistema. Del mismo modo, el tiempo de establecimiento de MM-99 incrementa en un 7.4% y el MP % en un 20.5%. Los otros controladores mantienen valores muy parecidos al caso nominal.

3.1.2 SISTEMA LINEAL INTEGRANTE DE ORDEN Y RETARDO ELEVADO

El sistema lineal integrante de orden y retardo elevado se encuentra expresado en la Ecuación 2.2, no cumple la estructura de la función de transferencia objetivo planteada en la Ecuación 1.1 siendo necesario una aproximación a un sistema de primer orden tipo integrante con tiempo muerto, según se indica en la Ecuación 2.14. Se considera un sistema con retardo dominante dado que el tiempo muerto es aproximadamente quince veces mayor que la constante de tiempo.

A continuación, se realizan distintas pruebas para verificar robustez y eficiencia de los controladores.

3.1.2.1 PRUEBA DE SEGUIMIENTO DEL SISTEMA LINEAL INTEGRANTE DE ORDEN Y RETARDO ELEVADO

La prueba de seguimiento se realiza con la variación de la amplitud de la referencia en distintos instantes de tiempos, se inicia en 0 [s] y amplitud 0. Transcurridos los primeros 15 [s] se aplica un paso unitario; en 180 [s] la referencia decrece a una posición de amplitud 0.5, seguido a esto se incrementa la referencia a 1.5 en 330 [s]. Finalmente, en 470 [s] se introduce un escalón de amplitud negativa 0.8.



Figura 3.20 Salida del sistema lineal integrante de orden y retardo elevado ante cambios de referencia



Figura 3.21 Salida de las acciones de control ante cambios de referencia

La Figura 3.20 describe el comportamiento del sistema lineal integrante de orden y retardo elevado ante cambios de referencia, denota que DSMC-IS sin importar la magnitud del cambio en la sumatoria de escalones no presenta sobrepico en comparación con MM-99 y SPSMC, otra característica a tener en cuenta es que mientras mayor sea la variación en la amplitud de la trayectoria mayor será el sobrepico que presenten los otros controladores. Sin embargo, a simple vista MM-99 es el controlador que más rápido se ajusta a la referencia.

La Figura 3.21 muestra las acciones de control correspondientes. Al aplicar el paso unitario en 15 [s] MM-99 presenta la acción de control más brusca alcanzado 0.4 de amplitud, en comparación con DSMC-IS que llega a 0.2 siendo la mitad de la misma, explicando en cierta medida la suavidad de la respuesta sin sobrepico.

ESOUEMA	ÍNDICE				
ESQUEIMA	ISE	Tvu	MP %	Ts [s]	
MM-99	5.318	4.128	6.002	64.985	
SPSMC	9.505	4.888	23.230	73.648	
DSMC-IS	1.776	3.167	0.297	65.682	

Tabla 3.7 Índices de desempeño y características transitorias ante cambios de referencia

La Tabla 3.7 y Figura 3.22 detallan los valores obtenidos concernientes a índices de desempeño y características transitorias, en la mayoría de los casos DSMC-IS es el controlador que posee los valores más bajos. Sin embargo, como se pudo apreciar MM-99 alcanza la referencia más rápido y su tiempo de establecimiento posee un valor de 64.98 [s] cabe mencionar que DSMC-IS no se encuentra muy alejado de ese valor dado que su tiempo de establecimiento ronda por los 65.682 [s]. La gráfica radial permite determinar la idoneidad del controlador dependiendo si los valores se encuentran más cercanos a cero, destacando sobre los demás DSMC-IS.



Figura 3.22 Gráfica radial índices de desempeño y características transitorias ante cambios de referencia

3.1.2.2 PRUEBA DE REGULACIÓN DEL SISTEMA LINEAL INTEGRANTE DE ORDEN Y RETARDO ELEVADO.

La prueba de regulación adopta las mismas perturbaciones en los mismos instantes de tiempo de la Figura 3.4, para llevar a cabo esta comprobación se propone que el sistema lineal integrante de orden y retardo elevado este en estado estable es decir en 0 [s] y amplitud 0.

La Figura 3.23 demuestra el comportamiento del sistema lineal integrante de orden y retardo elevado frente a perturbaciones, en esta gráfica se puede apreciar el efecto que provoca el retardo elevado en un sistema integrante, y que existe ocasiones que los controladores no son capaces de contrarrestar este fenómeno. Un ejemplo claro es MM-99 que transcurrido cierto tiempo no logra alcanzar la referencia demostrando la poca robustez que posee a pesar de tener un compensador en su esquema de control similar a los otros dos controladores. Por otro lado, DSMC-IS se comporta de una manera excepcional ante la perturbación y el retardo elevado, no presenta sobrepico, la respuesta es suave y se ajusta a la referencia en un tiempo adecuado. SPSMC tiene la característica que mientras mayor sea la amplitud de la perturbación mayor será el sobrepico que presente, pero cabe mencionar que logra contrarrestar el efecto de la perturbación y sigue la trayectoria. En este ejemplo en particular destaca la teoría de modos deslizantes para brindar soporte y robustez al sistema lineal integrante de orden y retardo elevado.



Figura 3 23 Salida del sistema lineal integrante de orden y retardo elevado ante



Figura 3.23 Salida del sistema lineal integrante de orden y retardo elevado ante perturbaciones

Figura 3.24 Salida de las acciones de control ante perturbaciones

La acción de control más brusca es la de SPSMC por encima de MM-99 a pesar de no ajustarse a la referencia, mientras DSMC-IS maneja valores inferiores y la acción de control es menos brusca justificando el comportamiento de la salida.

La Tabla 3.8 y Figura 3.25 describe los índices de desempeño y características transitorias del comportamiento del sistema lineal integrante de orden y retardo elevado, donde DSMC-IS posee los valores de menor magnitud demostrando la robustez y eficiencia del controlador en mención. Además, como se visualiza en la Figura 3.23 se ratifica con un valor de 0% en el sobrepico. Para este caso SPSMC tiene 1.038% de sobrepico y el tiempo de establecimiento de 142.28 [s] siendo inferior en relación con los demás, aunque DSMC-IS solo es superior por 5 [s] en esa característica transitoria.

ESOLIEMA	INDICE				
ESQUEIMA	ISE	Tvu	MP %	Ts [s]	
MM99	0.0366	0.6421	3.998	219.4234	
SPSMC	0.0282	0.3634	1.038	142.2885	
DSMC-IS	0.0107	0.2297	0	147.9319	

Tabla 3.8 Índices de desempeño y características transitorias ante perturbaciones



Figura 3.25 Gráfica radial índices de desempeño y características transitorias ante perturbaciones

3.1.2.3 PRUEBA DE PERTURBACIÓN DE CARGA EN EL SISTEMA LINEAL INTEGRANTE DE ORDEN Y RETARDO ELEVADO

La prueba de perturbación de carga comprueba la robustez de los controladores, se introduce una perturbación de amplitud negativa 0.1 en 100 [s].



Figura 3.26 Salida del sistema lineal integrante de orden y retardo elevado ante una perturbación de carga



Figura 3.27 Salida de las acciones de control ante una perturbación de carga La Figura 3.26 determina el comportamiento de los controladores ante una perturbación de carga que modifica la dinámica de la ley de control antes de llegar al sistema lineal integrante de orden y retardo elevado, es una alteración muy brusca y si se añade el tiempo muerto dominante limita aún más el accionar de los controladores. DSMC-IS y MM-99 no poseen sobrepico al alcanzar a la referencia mientras SPSMC si lo tiene.

La Figura 3.27 indica que no existe una diferencia marcada entre las acciones de control.

Tabla 3.9 Índices de desempeño y características transitorias ante una perturbación decarga

ESOLIEMA	ÍNDICE				
ESQUEIMA	ISE Tvu MP % Ts [s				
MM-99	3.393	26.25	6	240.6215	
SPSMC	9.134	26.3	14.8658	251.0971	
DSMC-IS	0.6202	26	0.2788	229.0348	



Figura 3.28 Gráfica radial índices de desempeño y características transitorias ante una perturbación de carga

La Tabla 3.9 y Figura 3.28 detalla los valores obtenidos de los índices de desempeño y las características transitorias de la respuesta del sistema lineal integrante de orden y retardo elevado ante una perturbación de carga, el controlador que posee un mejor rendimiento es DSMC-IS dado que dispone de los valores de menor magnitud en todos los parámetros comparables y en la gráfica radial es el controlador que más cercano está al cero, demostrando la robustez y eficiencia de este. Parámetros como Tvu y Ts manejan valores muy similares entre los controladores.

3.1.2.4 PRUEBA DE SEGUIMIENTO EN EL SISTEMA LINEAL INTEGRANTE DE **ORDEN Y RETARDO ELEVADO CON ERROR DE MODELADO DEL 10%** EN EL TIEMPO MUERTO.

La prueba de seguimiento con error de modelado en el sistema lineal integrante de orden y retardo elevado se realiza a partir de una sumatoria de escalones que comienza en 15 [s] con un paso unitario; en 250 [s] la referencia decrece hasta 0.5 de amplitud, seguido a esto en el instante de 420 [s] se incrementa la trayectoria hasta la amplitud de 1.5.



Salida del sistema lineal integrante con retardo elevado

Figura 3.29 Salida del sistema lineal integrante de orden y retardo elevado ante cambios de referencia con error de modelado del 10% en el tiempo muerto.



Figura 3.30 Salida de las acciones de control ante cambios de referencia con error de modelado del 10% en el tiempo muerto.

La Figura 3.29 explica claramente que los controladores con mayor robustez son los que poseen en su concepción la teoría de modos deslizantes como son SPSMC y DSMC-IS, presentan cierta dificultad para seguir a la trayectoria en un inicio pero transcurrido cierto tiempo logran ajustarse a la referencia, caso totalmente opuesto en MM-99 que en todo el rango dispuesto no puede establecerse en la trayectoria sino mantiene un comportamiento oscilatorio, inestable muy poco favorable para evaluar su comportamiento.

La Figura 3.30 explica el esfuerzo de control que realiza MM-99 denotando una característica oscilatoria en comparación a SPSMC y DSMC-IS.

ESOLIEMA	ÍNDICE				
ESQUEMA	ISE	Tvu	MP %	Ts [s]	
MM-99	10.650	28.730	NaN	NaN	
SPSMC	8.766	6.657	18.361	153.392	
DSMC-IS	1.379	3.825	4.584	130.418	

Tabla 3.10 Índices de desempeño y características transitorias ante cambios dereferencia con error de modelado del 10% en el tiempo muerto.

La evaluación de resultados destaca al controlador DSMC-IS con los valores más bajos en todos los parámetros remarcando su robustez y rendimiento frente a estos escenarios realmente desfavorables como son el retardo elevado y el error de modelado. Sin embargo, en relación con el caso nominal existen incrementos considerables. El ISE aumenta en un 100% en MM-99 mientras que en SPSMC y DSMC-IS disminuye este índice en un 8% y 23% respectivamente. El Tvu en MM-99 incrementa en un 596% remarcando en cierta medida lo expuesto en la Figura 3.30 donde el comportamiento de la señal de control es oscilatoria y brusca; es importante recalcar que tanto SPSMC como DSMC-IS también tienen un aumento en los esfuerzos de control a causa del error de modelado, 36% y 21% respectivamente. Las otras características transitorias también se ven afectadas por el error de modelado, en DSMC-IS que en el caso nominal no presenta sobrepico visible, con esta alteración en el modelo del sistema, posee un 4.584% de sobrepico. Asimismo, el tiempo de establecimiento en los dos controladores se ve afectado e incrementan en un 108% para SPSMC y 98% para el caso de DSMC-IS.

La gráfica radial expuesta en la Figura 3.31 solo dispone del comportamiento de los dos controladores dado que MM-99 en las características transitorias no presenta un valor medible por tener una condición oscilatoria tendiendo a ser inestable. El controlador que más se acerca al cero de la gráfica radial es DSMC-IS exponiendo su robustez comprobada



Figura 3.31 Gráfica radial índices de desempeño y características transitorias ante cambios de referencia con error de modelado del 10% en el tiempo muerto.

3.1.2.5 PRUEBA DE REGULACIÓN DEL SISTEMA LINEAL INTEGRANTE DE ORDEN Y RETARDO ELEVADO CON ERROR DE MODELADO DEL 10% EN EL TIEMPO MUERTO.

La prueba de regulación se realiza a partir de la Figura 3.32 donde se ejemplifica las perturbaciones con una sumatoria de escalones en diferentes instantes de tiempo.



Figura 3.32 Perturbaciones introducidas en el sistema lineal integrante de orden y retardo elevado

El análisis de la Figura 3.33 es muy evidente SPSMC y MM-99 no son capaces de corregir la perturbación cuando existe un error de modelado y retardo elevado, invitan al sistema a un comportamiento oscilatorio, inestable, nunca logran ajustarse a la referencia. Por otro lado, DSMC-IS dispone una robustez comprobada, corrige la perturbación transcurrido cierto tiempo, no tiene esta tendencia oscilatoria, logra ajustarse a la referencia, al inicio presenta una leve distorsión en la señal y como ha sido habitual en su comportamiento no exhibe un sobrepico visible.



Figura 3.33 Salida del sistema lineal integrante de orden y retardo elevado ante perturbaciones con error de modelado del 10% en el tiempo muerto.



Figura 3.34 Salida de las acciones de control ante perturbaciones con error de modelado del 10% en el tiempo muerto.

Las acciones de control de la Figura 3.34 describen el esfuerzo de los controladores para mitigar los efectos del error de modelado, de ahí su comportamiento oscilatorio e inestable en respuesta de la salida del sistema en el caso de SPSMC y MM-99. DSMC-IS no presenta un esfuerzo oscilatorio en la acción de control sino más bien de magnitud menor y estable.

ESOLIEMA	ÍNDICE				
ESQUEIMA	ISE	Tvu	MP %	Ts [s]	
MM-99	0.1038	2.941	NaN	NaN	
SPSMC	0.1581	3.716	NaN	NaN	
DSMC-IS	0.0104	0.272	0	166.379	

Tabla 3.11 Índices de desempeño y características transitorias ante perturbaciones con
error de modelado del 10% en el tiempo muerto.

La Tabla 3.11 explica lo mencionado con antelación DSMC-IS destaca de los demás notablemente teniendo los valores de menor magnitud. Sin embargo, por el error de modelado presenta un incremento del 18% en el Tvu y una reducción del 3% en ISE. El MP % se mantiene y el Ts aumenta 12 [s] del caso nominal.

3.1.2.6 PRUEBA DE PERTURBACIÓN DE CARGA EN EL SISTEMA LINEAL INTEGRANTE DE ORDEN Y RETARDO ELEVADO CON ERROR DE MODELADO DEL 10% EN EL TIEMPO MUERTO.

La prueba de perturbación de carga se realiza en 100 [s] con un paso de -0.1.







Figura 3.36 Salida de las acciones de control ante una perturbación de carga con error de modelado del 10% en el tiempo muerto.

La prueba de perturbación de carga es una alteración muy brusca a la dinámica del sistema lineal integrante de orden y retardo elevado, existe un error de modelado del 10% en el tiempo muerto, provocando mayor protagonismo de los controladores. DSMC-IS y SPSMC tienen un desarrollo adecuado en la respuesta del sistema lineal integrante, no presentan oscilaciones visibles en comparación con el controlador MM-99 que en toda la trayectoria su onda es claramente oscilatoria y no llega a establecerse en la referencia. Otra característica que se percibe es que el controlador DSMC-IS tiene un sobrepico mínimo una vez corregida la perturbación de carga todo esto se verifica en la Figura 3.35.

La Figura 3.36 destaca la salida de las acciones de control, en respuesta a la perturbación de carga en 100 [s], MM-99 responde a una dinámica oscilatoria hecho por el cual su respuesta posee la misma forma, mientras que DSMC-IS y SPSMC son muy similares entre si aunque SPSMC tiene mayor distorsión en la señal en el rango de 25 [s] a 120 [s]

Tabla 3.12 Índices de desempeño y características transitorias ante una perturbación decarga con error de modelado del 10% en el tiempo muerto.

ESQUEMA	ÍNDICE				
	ISE	Tvu	MP %	Ts [s]	
MM-99	7.975	32.26	34.4432	349.3084	
SPSMC	8.784	27.38	18.3621	268.4242	
DSMC-IS	0.6202	26.52	4.56	223.0178	

La Tabla 3.12 y Figura 3.37 detallan los valores obtenidos cuando se introduce una perturbación de carga con error de modelado del 10% en el tiempo muerto, destacando con los valores de menor magnitud DSMC-IS y como se muestra en la Figura 3.37 es el controlador que más se acerca al cero estandarizado, denotando su robustez y rendimiento frente a un escenario tan adverso como es la perturbación de carga. Por otro lado, el controlador con el peor rendimiento es MM-99 que posee los valores más altos, demostrando la poca robustez frente a errores de modelado se refiere. En comparación al caso nominal el ISE aumenta en 135% en MM-99, se mantiene en DSMC-IS y disminuye en un 3% en SPSMC, el esfuerzo de control Tvu, indica que todos los controladores tienen un aumento en su valor producto del error de modelado, con el 4%, 22% y 2% en MM-99, SPSMC y DSMC-IS respectivamente.



Figura 3.37 Gráfica radial índices de desempeño y características transitorias ante una perturbación de carga con error de modelado del 10% en el tiempo muerto.

3.1.3 SISTEMA DE TANQUES EN CASCADA

El sistema no lineal integrante viene dado por un sistema hidráulico de tanques en cascada, el diagrama del sistema de tanques se detalla en la Figura 2.1 donde se describe la disposición de los elementos que conforman la planta a controlar. El objetivo de este proceso es mantener el nivel del tanque 2 $H_2(t)$ en una referencia pre-ajustada, es importante recalcar que el caudal de salida $Qs_2(t)$ del sistema de tanques en cascada permanecerá constante en todo momento y si existiese una variación en la entrada, el comportamiento del proceso se verá ligado a la característica integrante que complicará el control de nivel, siendo fundamental la utilización de controladores dispuestos para sistemas no autorregulados.

Lo interesante de este proceso es la interacción y dependencia que existe entre los tanques involucrados. El nivel 1 $H_1(t)$ puede ser considerado como un sistema autorregulado mientras que el nivel 2 $H_2(t)$ si existe alguna alteración en el caudal de entrada se comporta como un sistema integrante.

En términos generales, la condición inicial del sistema de tanques es de 2.5 [m] con un máximo de 5 [m] y un mínimo de 0 [m], este rango es censado por un transmisor de nivel LT01 que su salida dispone del 0% al 100%, la posición inicial de la válvula debe ser del 47.8% para que el sistema se encuentre en los 2.5 [m] o 0.5 [p.u] de LT01.

El proceso en mención va a estar sujeto a la prueba de seguimiento, y a la prueba de regulación para medir la robustez y rendimiento de los controladores SPSMC y DSMC-IS, las perturbaciones van a ser incrementos bruscos de caudal en la entrada del tanque 1.

3.1.3.1 PRUEBA DE SEGUIMIENTO SISTEMA DE TANQUES EN CASCADA

La prueba de seguimiento se realiza a partir de variaciones del nivel cada 1000 [s], el primer cambio parte desde la condición inicial 0.5 [p.u.] hasta alcanzar los 0.55 [p.u.], transcurridos los primeros 1000 [s] se modifica la referencia a 0.65 [p.u.]; en 2000 [s] el nivel disminuye hasta los 0.575 [p.u.]. Posterior a eso, en 3000 [s] el nivel del tanque 2 alcanza los 0.625 [p.u.]. Finalmente, en 4000 [s] la variable nivel decrece hasta los 0.525 [p.u.].





del cambio que se presente en la trayectoria. El caso más crítico es el aumento de 50 [cm] en el instante de tiempo 1000 [s] donde SPSMC presenta el sobreimpulso más representativo. No obstante, si el cambio de nivel solo es de 25 [cm] el sobrepico disminuye considerablemente. DSMC-IS por su parte a lo largo de toda la trayectoria no presenta ningún sobrepico se ajusta a la referencia de manera paulatina y suave. Si bien SPSMC alcanza la referencia de manera casi inmediata por el sobrepico tarda cierto tiempo en establecerse en el nivel definido mientras que DSMC-IS se establece en la referencia en un tiempo similar.



Figura 3.39 Interacción de los niveles en el sistema de tanques en cascada ante cambios de referencia

La interacción del sistema de tanques en cascada se presenta en la Figura 3.39, donde es preciso recalcar la influencia que tiene el nivel del tanque en 1 en el control de nivel del tanque 2. Lo importante en esta gráfica es el comportamiento del nivel del tanque 1 en relación con el controlador aplicado. SPSMC provoca que el nivel del tanque 1 alcance un pico de 5 [m] es decir hasta el límite máximo con posibilidad de un desborde evidente por otra parte DSMC-IS en el caso crítico expuesto llega a un valor menor a 4 [m] brindando ese rango de seguridad para evitar cualquier tipo de peligro en el desarrollo del proceso.

Las acciones de control de la Figura 3.40 son muy similares entre si, no presentan diferencia entre ellos manejan una trayectoria muy semejante con valores de igual magnitud esta descripción se cuantifica con el índice que mide el esfuerzo de control TVu, donde se ratifica que los controladores se comportan de manera igual con un valor de 2391 en los dos casos.



Figura 3.40 Salida de las acciones de control ante cambios de referencia

La Tabla 3.13 y Figura 3.41 detallan los índices de desempeño y características transitorias ante cambios de referencia en el sistema de tanques de cascada. El SPSMC tiene un valor mayor al de DSMC-IS con 0.3128 en el ISE; el Tvu en los dos controladores mantiene el mismo valor de 2391 reflejado en la Figura 3.40. Como describe la Figura 3.39 SPSMC es el controlador que tiene sobrepico y depende directamente de la amplitud del cambio de nivel, para la prueba de seguimiento presenta como valor máximo un 1.51% de sobreimpulso. Por otra parte, DSMC-IS en toda la trayectoria, a pesar de las variaciones de amplitud de nivel en la referencia, no presenta sobrepico visible y se contrasta con el 0% del MP %. Una característica que si destaca SPSMC es en el tiempo de 196.354 [s]. Sin embargo, en este tipo de sistemas mientras más suave sea la respuesta mejor será el desempeño del proceso teniendo en cuenta que cualquier variación puede ocasionar que se alteren las características intrínsecas que dispone el producto al interior de los tanques de almacenamiento.

Tabla 3.13	Índices de	e desempeño	y características	transitorias	ante ca	ambios	de
			referencia				

ESQUEMA	ÍNDICE				
	ISE	Tvu	MP %	Ts [s]	
SPSMC	0.3128	2391	1.51	169.800	
DSMC-IS	0.0639	2391	0	196.354	



Figura 3.41 Gráfica radial índices de desempeño y características transitorias ante cambios de referencia

3.1.3.2 PRUEBA DE SEGUIMIENTO Y REGULACIÓN SISTEMA DE TANQUES EN CASCADA

La prueba de regulación se realiza con el incremento del caudal de entrada en distintos instantes de tiempo, se comienza en 700 [s] con añadir al flujo inicial 0.05 $[m^3 s^{-1}]$, transcurridos los 1900 [s] se aumenta 0.1 $[m^3 s^{-1}]$; se efectúa un incremento de 0.15 $[m^3 s^{-1}]$ en el instante de tiempo 3000 [s]. Finalmente se introduce un caudal de 0.2 $[m^3 s^{-1}]$ en 4300 [s] al caudal de entrada. Lo anteriormente mencionado se refleja en la Figura 3.42.



Figura 3.42 Perturbación del Caudal de entrada Qe(t)

La Figura 3.43 describe la salida del transmisor LT01 y el comportamiento del sistema de tanques frente a cambios de referencia y perturbaciones en el flujo de entrada, si bien ya se analizó la prueba de seguimiento es importante recalcar que el controlador DSMC-IS no presenta sobrepico alguno a lo largo de toda la trayectoria con relación a SPSMC. Con respecto a las perturbaciones son casi imperceptibles, y los dos controladores saben corregirlas de manera casi inmediata, siendo necesario realizar un acercamiento a la zona para verificar las diferencias entre los controladores. En el recuadro se percibe que SPSMC tiene una respuesta más rápida pero brusca mientras DSMC-IS todo lo contrario.



Figura 3.43 Salida del sistema de tanques en cascada ante cambios de referencia y perturbaciones en el flujo de entrada Qe(t)



Figura 3.44 Salida de las acciones de control ante cambios de referencia y perturbaciones en el flujo del caudal de entrada Qe(t)

Las acciones de control dispuestas en la Figura 3.44 son 95rácticamente iguales y se ve reflejado en el valor de Tvu donde la diferencia entre ellos es de apenas dos unidades.



Figura 3.45 Interacción de los niveles en el sistema de tanques en cascada ante cambios de referencia y perturbaciones en el flujo del caudal de entrada Qe(t)

La interacción de los niveles en el sistema de tanques en cascada de la Figura 3.45 no exhibe una diferencia marcada con la prueba de seguimiento de la Figura 3.39, los puntos críticos se generan en los cambios de referencia, mientras las perturbaciones no afectan en lo absoluto al desarrollo del proceso, el comportamiento del nivel del tanque 1 en respuesta a las perturbaciones provocadas es nulo y poco representativo denotando la característica principal de la teoría de modos deslizantes, la robustez existente en los dos controladores.

ESQUEMA	ÍNDICE			
	ISE	Tvu	MP %	Ts [s]
SPSMC	0.2058	1805	3.3528	1364.6
DSMC-IS	0.0417	1803	0	1374.1

Tabla 3.14 Índices de desempeño y características transitorias ante cambios dereferencia y perturbaciones en el flujo del caudal de entrada Qe(t)

La Tabla 3.14 y Figura 3.46 detalla los valores de los índices y características transitorias del sistema no lineal tipo integrante, denotando un mejor rendimiento del controlador DSMC-IS dado que dispone de los valores de menor índole, remarcando que tiene un máximo sobreimpulso de 0% en relación con el 3.3528% que presenta SPSMC, el ISE es un indicador a tener en cuenta puesto que DSMC-IS es muy inferior a SPSMC con un valor de 0.0417. Por otra parte, el tiempo de establecimiento de SPSMC es inferior a DSMC-IS. Sin embargo, no es un parámetro representativo dado que rondan por un valor semejante. Las acciones de control son muy similares siendo contrastado con los valores de Tvu.



Figura 3.46 Gráfica radial índices de desempeño y características transitorias ante cambios de referencia y perturbaciones en el flujo del caudal de entrada Qe(t)

La Figura 3.46 es una representación gráfica del análisis realizado anteriormente. Si bien Tvu y Ts son muy similares en los dos controladores, DSMC-IS destaca drásticamente en ISE y MP % remarcando que posee características favorables para este tipo de procesos.

3.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES IMPLEMENTADOS

3.2.1 HARDWARE IN THE LOOP APLICADO EN EL SISTEMA DE TANQUES EN CASCADA.

Con el fin de implementar el DSMC-IS en un entorno mucho más real surge la posibilidad de utilizar el recurso de simulación "Hardware In the Loop" (HIL) con el objetivo de simular la dinámica del sistema de tanques en cascada en el software de simulación Simulink de Matlab mientras que el esquema de control propuesto se llevará a cabo su implementación en el microcontrolador Arduino Mega 2560, permitiendo verificar que este tipo de controladores con una robustez comprobada pueden ser aplicados en procesos industriales reales. Ayuda también a conocer el posible comportamiento del sistema bajo condiciones establecidas una vez que el DSMC-IS ha sido aplicado y tiene un impacto

significativo en la reducción de costos en la industria, ya que se puede predecir los posibles efectos adversos que pueden ocurrir.



Figura 3.47 Esquema del HIL implementado

3.2.2 PRUEBAS IMPLEMENTADAS EN EL SISTEMA DE TANQUES EN CASCADA

Las pruebas realizadas sobre la dinámica del sistema de tanques en cascada utilizando la simulación Hardware in the Loop son: prueba de seguimiento y prueba de regulación

Las condiciones se precisan a continuación:

- La salida del transmisor de nivel LT01 está entre 0-1 [p.u.]
- La acción de control para la válvula del caudal de entrada se encuentra entre 0-1 [p.u]
- El nivel máximo de los tanques es de 5 [m]
- El nivel mínimo de los tanques es de 0 [m]
- La condición inicial del sistema de tanques en cascada es de 2.5 [m]

Conocer estas premisas ayuda a tener en cuenta los valores máximos y mínimos, simulando de forma más precisa la dinámica del sistema de tanques y evitando que existan posibles daños en cada uno de los elementos que componen el sistema no lineal integrante.

3.2.2.1 PRUEBA DE SEGUIMIENTO EN EL SISTEMA DE TANQUES EN CASCADA

La prueba de seguimiento en el sistema de tanques en cascada aplicando el DSMC-IS implementado en el Arduino Mega 2560 se realizó a partir de una sumatoria de escalones que indican los distintos estados que puede alcanzar el nivel del tanque 2. Se tomó un rango de tiempo de 9000 [s], donde cada 1500 [s] se realiza una modificación en la señal de entrada con una amplitud de 0.05, 0.1 y 0.15 [p.u] sucesivamente tanto en los escalones ascendentes como descendentes comenzando por la condición inicial de 0.5 [p.u.]



Figura 3.48 Prueba de seguimiento aplicando el DSMC-IS implementado en el Arduino Mega 2560

La Figura 3.48 representa la respuesta del sistema de tanques en cascada bajo la aplicación de la prueba de seguimiento. El controlador propuesto se encuentra programado en la tarjeta embebida Arduino Mega 2560 y se determina que la planta una vez aplicada el controlador implementado alcanza y se establece sobre la referencia de manera rápida. En todo el rango de tiempo no se evidencia, a pesar de las variaciones de nivel, sobrepico visible tanto de forma ascendente como descendente, teniendo un comportamiento análogo a los resultados obtenidos por simulación.

La acción de control del DSMC-IS implementado se indica en la Figura 3.49 denotando que la señal de control va a depender de la amplitud del cambio que se genere, cabe destacar que no presenta *chattering* en toda su trayectoria.

La acción de control mantiene sus límites máximos y mínimos que impiden afectaciones o desgaste en el elemento final de control.


Figura 3.49 Acción de control ante cambios de referencia aplicando el DSMC-IS implementado en el Arduino Mega 2560

La interacción de los niveles en el sistema de tanques en cascada se presenta en la Figura 3.50, donde se indica la influencia que tiene los cambios de referencia sobre el nivel del tanque 1. Esta figura comprueba que el sistema de tanques en cascada una vez aplicado el DSMC-IS no excede los límites físicos de la planta, y mantiene el rango de operación de 0 a 5 [m]. El control del nivel del tanque 2 es la misma señal de la Figura 3.48 solo que expresada en metros.





3.2.2.2 PRUEBA DE REGULACIÓN EN EL SISTEMA DE TANQUES EN CASCADA

La prueba de regulación permite comprobar la robustez del controlador DSMC-IS implementado en la tarjeta embebida Arduino Mega 2560. Se aplicó un incremento y decremento del caudal de entrada en diferentes instantes de tiempo. Estas variaciones generan una alteración en la dinámica del sistema de tanques en cascada. Las perturbaciones se presentan en la Figura 3.51.



Figura 3.51 Perturbación aplicada al caudal de entrada Qe(t)



Figura 3.52 Prueba de regulación aplicando el DSMC-IS implementado en el Arduino Mega 2560

La Figura 3.52 representa el comportamiento del nivel en el tanque 2 ante la presencia de alteraciones en el flujo de entrada Qe(t). La prueba de regulación se realiza con la planta en equilibrio es decir cuando el transmisor de nivel LT01 tiene un valor de 0.5 [p.u].

Con respecto a la robustez del controlador; se determina que es un controlador con una robustez comprobada dado que en todo el rango de tiempo las perturbaciones en el nivel del tanque 2 alcanzan una magnitud mínima poco representativa. La modificación en la dinámica del sistema de tanques en cascada es casi imperceptible; al realizar la perturbación más brusca, la alteración más significativa se encuentra por un valor cercano al 0.5012 [p.u.] es decir se aleja en 0.0012 [p.u.] de la señal de referencia.

En todos los casos el controlador DSMC-IS implementado logra corregir de manera satisfactoria las perturbaciones introducidas en los distintos instantes de tiempo.



Figura 3.53 Acción de control ante perturbaciones en el flujo de entrada Qe(t) aplicando el DSMC-IS implementado en el Arduino Mega 2560.

La acción de control del DSMC-IS implementado en el Arduino Mega 2560 se indica en la Figura 3.53, donde el comportamiento de la señal de control es similar a la perturbación de la Figura 3.51 que se introdujo en el flujo de entrada Qe(t) del sistema de tanques en cascada demostrando que se esta llevando a cabo la corrección de las alteraciones causadas por el incremento o decremento del caudal.

La interacción de los niveles del sistema de tanques en cascada se describe en la Figura 3.54, donde por efecto de las perturbaciones en el flujo de entrada se modifica la dinámica del nivel del tanque 1 y tanque 2. La alteración más brusca refleja un nivel 2.62 [m] en el tanque 1 siendo un incremento de apenas 0.12 [m] de la condición de equilibrio. Por otro lado, el nivel del tanque 2 frente a la perturbación más agresiva sufre una variación mínima

en su dinámica, y siendo el nivel de interés se determina que el controlador implementado tiene un alto grado de rechazo frente a perturbaciones.

En todos los instantes de tiempo que se registra un incremento o decremento del caudal de entrada del sistema de tanques en cascada el controlador DSMC-IS implementado logra corregir y establecerse sobre la condición de equilibrio 2.5 [m].



Figura 3.54 Interacción de los niveles en el sistema de tanques en cascada ante perturbaciones en el flujo de entrada Qe(t) aplicando el DSMC-IS implementado en el Arduino Mega 2560.

4 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1. CONCLUSIONES

- Se diseñó un controlador por modos deslizantes dinámicos para sistemas integrantes con retardo elevado basando su estructura de control en un esquema híbrido compuesto por un compensador de tiempo muerto y en el lazo interno un controlador tipo PD para corregir perturbaciones de carga. Se adoptó conceptos de modelo interno, modos deslizantes y las distintas topologías de control para sistemas integrantes diseñadas a partir de modificaciones del esquema tradicional del Predictor de Smith.
- Las deficiencias del Predictor de Smith clásico con respecto a sistemas integrantes o errores de modelado se pudieron contrarrestar con la adición de un DSMC-IS y un PD que brindan al DTC mayor soporte y robustez. Todo esto se puede ver reflejado en los índices de desempeño ISE y Tvu bajo las distintas pruebas realizadas a los sistemas lineales y no lineales tipo integrante.
- Se utilizó una metodología experimental para el modelado de sistemas lineales y no lineales integrantes con resultados satisfactorios, brindando un modelo de primer orden con tiempo muerto tipo integrante que apoya al diseño del DSMC-IS.
- Se desarrolló tres tipos de controladores para sistemas integrantes (MM-99, SPSMC y DSMC-IS propuesto) para comparar robustez y eficiencia bajo distintos escenarios establecidos. Se determinó que a lo largo de todas las pruebas realizadas el controlador que mejor rendimiento tiene es DSMC-IS, lo cual se verifica en los índices de desempeño ISE y TVU. El denominador común de DSMC-IS es que a pesar de trabajar bajo escenarios adversos no presenta sobrepico visible mientras que los otros controladores el sobrepico va a depender de la amplitud de la variación que exista.
- Un parámetro en el cual no destaca DSMC-IS es el tiempo de establecimiento. Sin embargo, es compensado con un sobrepico nulo que en muchos procesos influye de manera directa en el comportamiento del producto o sustancia involucrada, evitando modificar sus características intrínsecas.
- La perturbación de carga al ser una acción externa muy brusca pone a prueba la robustez de los esquemas de control. En este aspecto, MM-99, SPSMC y DSMC-IS no tuvieron inconvenientes en corregirla. No obstante, cuando se añadió un error de modelado tanto SPSMC como MM-99 tuvieron dificultad con esta característica

externa y presentaron oscilaciones en sus respuestas. Por otro lado, DSMC-IS no evidenció problemas para el control y corrección de la perturbación de carga a pesar del error de modelado. Todo esto fundamentado en base a los índices de desempeño y características transitorias obtenidas.

 El controlador DSMC-IS fue implementado en un sistema embebido, mientras que la dinámica del sistema de tanques en cascada fue simulada en Simulink de Matlab. Para el control y visualización del comportamiento del proceso se desarrolló una interfaz gráfica con el objetivo de facilitar al usuario una comprensión de lo que está sucediendo en la planta. Además, permite verificar el rendimiento de los controladores basado en los índices de desempeño.

4.2. RECOMENDACIONES

- El DSMC-IS posee un filtro (*tfs* + 1) donde el parámetro *tf* se sintoniza de manera heurística por lo que para trabajos futuros se recomienda el estudio y análisis de este término para la aplicación de algoritmos de optimización logrando que este parámetro no sea tomado por prueba y error.
- El modelado de sistemas integrantes se atribuye a métodos analíticos. Este trabajo de titulación aplicó un método experimental-gráfico para la aproximación de este tipo de sistemas. Se recomienda para trabajos futuros la aplicación de modelado de sistemas integrantes a partir de técnicas fuzzy con el objetivo de adaptar mejor las características del sistema con una identificación mucho más próxima al modelo de la planta.

5 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Pérez M., García J., "Sliding modes control for a heat Exchange system: experimental validation", Enfoque UTE, V.9-N.4, Dec.2018, pp. 110 – 119.
- [2] R. Rice & D. J. Cooper, "Design and Tuning of PID Controllers for Integrating (Non-Self Regulating) Processes" Proc. ISA 2002 Annual Meeting, 424, P057, Chicago, IL (2002)
- [3] Villajulca J. (2019, marzo 6), "Procesos integrativos: conclusiones finales y resumen"
 [En línea]. Disponible: https://instrumentacionycontrol.net/procesos-integrativosconclusiones-finales-y-resumen/
- [4] Camacho O., Rojas R., Garcia W., Alvarez A., "Sliding mode control: a robust approach to integrating systems with dead time", Proceedings of the 1998 Second IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems. ICCDCS 98. On the 70th Anniversary of the MOSFET and 50th of the BJT.
- [5] González A., "Sistemas dinámicos con retardos temporales", Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática, Universitad Politécnica de Valencia, octubre 2011
- [6] De la Cruz F., "Control Predictivo Basado en Modelos para Procesos con Retardo Dominante", Facultad de Ingeniería, Universidad de los Andes, Mérida, octubre 2015.
- [7] Herrera M., Camacho O., Leiva H. & Smith C. (2020). "An approach of dynamic sliding mode control for chemical processes." Journal of Process Control, 85, 112–120.
- [8] Watanabe, K., and Ito, M., "A Process-Model Control for Linear Systems with Delay".
 IEEE Transactions on Automatic Control, 26(6), 1261–1269.
- [9] Henriquez J., Martinez W. "Identificación y sintonización de controladores PID para procesos de integración.", Departamento de Ciencias de la Computación y Electrónica, Universidad de la Costa, Barranquilla, Colombia, Abril (2019).

- [10] Alfaro M., "Sistemas de control proporcional, integral y derivativo. Algoritmos, análisis y ajustes" Departamento de Automática, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Costa Rica, San José, Costa Rica, 2019, pp. 186-188.
- [11] De la Cruz F., Camacho O., "Smith predictor based-sliding mode controller for integrating processes with elevated deadtime", ISA Transactions, 43, (2004), 257– 270
- [12] Mataušek M. R. and Micić A. D., "On the modified Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time." IEEE Transactions on Automatic Control 44, 1603–1606 (1999).
- [13] Asimbaya C., Cabrera H., "Diseño y simulación de un esquema de control dinámico en modo deslizante para sistemas con respuesta inversa.", Facultad de Ingeniería en Eléctrica y Electrónica, Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador, Octubre (2017).
- [14] Fernández E., "Sistemas de control" [En línea]. Disponible: https://en.calameo.com/read/0000716372c51ec7b8273
- [15] Handbook of Biomechatronics, Chapter Four Model-Based Control of Biomechatronic Systems, 2019, pp 95-126.
- [16] Shakir Saat, Alireza Nasiri, "Analysis and Synthesis of Polynomial Discrete-Time Systems", 2017
- [17] Benítez I., Rivas R. Predictor de Smith: revisión y desafíos. EAC, 2017, vol.38, n.1, pp.33-47
- [18] J. E. Normey-Rico y E. F. Camacho, "The Smith Predictor" in Control of Dead-time Processes, chapter 5, 2007, pp 131-163.
- [19] Astrom, K. J., Hang, C. C., and Lim, B. C., "A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time." IEEE Transactions on Automatic Control 39, 343 – 345 (1994).
- [20] Zhang, W. D. and Sun, Y. X., "Modified Smith predictor for controlling integrator/time delay processes." Ind. Eng. Chem. Res. 35, 2769–2772 (1996).

- [21] Martínez, C. M., & Cao, D. (2019). Integrated energy management for electrified vehicles. Ihorizon-Enabled Energy Management for Electrified Vehicles, 15–75
- [22] Ramírez K., "Control predictivo basado en modelo no lineal por modo dual viable", Facultad de Minas, Universidad Nacional de Colombia, Medillín, Colombia, (2011), pp 81.
- [23] Moliner R., Tanda R, "Herramienta para la sintonía robusta de controladores PI/PID de dos grados de libertad", Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial 13 (2016) 22–31
- [24] Sapiensman, "Transmisores de nivel de presión diferencial", [En línea]. Disponible: http://www.sapiensman.com/tecnoficio/electricidad/instrumentacion_industrial10.php
- [25] Mogrovejo D., "Diseño e implantación de un sistema de cuatro tanques interconectados con control PID robusto multivariable", Unidad de Posgrados, Universidad Politécnica Salesiana, Cuenca, Ecuador, (2017), pp. 1-4
- [26] Gómez A., "Diseño e implementación de un prototipo módulo de conexión entre un simulador virtual de procesos industriales y un programador lógico controlable en el laboratorio de PLC de la Universidad de las Fuerzas Armadas (ESPE) extensión Latacunga." Departamento de Eléctrica y Electrónica, ESPE, Latacunga, Ecuador, (2019).
- [27] Kuo B., "Modelado matemático de sistemas físicos", en *Sistemas de Control Automático*, 7ma ed., México, Prentice-Hall, Hispanoamericana.
- [28] Camacho O., Smith C., "Sliding mode control: an approach to regulate nonlinear chemical processes", ISA Transactions 39, (2000), pp. 205-218
- [29] De la Cruz F., Camacho O., "Controlador de Modos Deslizantes basado en Predictor de Smith y Modelo de Segundo Orden para Procesos con Elevado Retardo", Revista Politécnica, Febrero (2015), Vol. 35, No. 2, 18-24
- [30] Mejía C. (2019), "Diseño e implementación de cuatro esquemas de control modificados basados en el predictor de Smith en una tarjeta embebida, aplicados a dos modelos simulados que presentan retardo: un tanque de mezclado y un reactor

de agitación continua (cstr)", Facultad de Ingeniería en Eléctrica y Electrónica, Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador, pp. 76-82.

- [31] "Query or read instrument data Simulink MathWorks." [En línea]. Disponible en: https://la.mathworks.com/help/instrument/queryinstrument.html
- [32] The Green Monkey, "Descubre las ventajas de Arduino", [En línea]. Disponible en: https://www.thegreenmonkey.es/barriodesalamanca/ventajas-de-arduino/
- [33] Ramírez G. (2014), "Softwares utilizados para la simulación de sistemas", [En línea]. Disponible en: http://softwaresdesimulacion.blogspot.com/2014/02/softwares-desimulacion.html.

ANEXOS

ANEXO A

Manual de Usuario Interfaz Gráfica

El anexo A corresponde el manual de usuario de la Interfaz gráfica desarrollada para el presente trabajo de titulación con el objeto de facilitar la experiencia y visualización de las respuestas del sistema y sus correspondientes índices de desempeño.

INICIALIZACIÓN

La ejecución de la interfaz gráfica se sitúa en el software Matlab 2019B (es necesario la utilización de una versión similar o superior), en donde se encontrará la pantalla de inicio dispuesta en la Figura A. 1, existen dos apartados representados por la sección A y B. En la sección A se encontrará el directorio en el cual ha sido desarrollado el HMI por consiguiente es necesario tener en cuenta que la carpeta en la que se este trabajando sea la de "*guide_final*". Por otro lado, en la ventana de comandos se escribirá "*v_inicio*", para dar paso a la ventana de inicio de la interfaz gráfica.



Figura A. 1 Inicialización del GUI de Matlab

PORTADA

La portada se encuentra dispuesta en el archivo "*v_inicio.fig*" que se ejecutó en la inicialización, esta ventana se presenta en la Figura A.2, en donde se hace una breve

presentación del tema del trabajo de titulación con su correspondiente autor y director de tesis.

La portada consta de una sección C presente en cada una de las ventanas que permite realizar funciones básicas como salir, maximizar o minimizar la interfaz según se requiera.

El botón 1 llamado "*sistema*" es el encargado de la navegación entre ventanas dando paso, al siguiente apartado de la interfaz donde se describe brevemente el desarrollo del proceso a controlar.



Figura A. 2 Pantalla de inicio de la interfaz gráfica

DESCRIPCIÓN DEL PROCESO

En el archivo llamado "*expl.fig*" se encuentra desarrollado lo concerniente a la descripción del sistema de tanques en cascada y expresado en la Figura A.3.

La ventana de la descripción de la planta consta de un resumen sobre el comportamiento del sistema de tanques en cascada a su vez que describe la razón por la cual se va a utilizar el controlador diseñado y propuesto para este trabajo de titulación. Además, posee en el lado izquierdo un diagrama P&ID para brindar una visión más detallada de los elementos físicos que contempla el sistema no lineal integrante a tratar.

Finalmente, esta pantalla dispone de dos botones denominados 2 y 3 encargados explícitamente de la navegación entre pantallas, cuando se presiona el botón 2 llamado *"HOME"* indica que la interfaz regresará a la portada, caso contrario si se ejecuta el botón 3 llamado *"Panel de control"*, dará lugar a la ventana de control del sistema de tanques.



Figura A. 3 Ventana de la descripción del sistema de tanques en cascada

PANEL DE CONTROL

La última ventana corresponde al panel de control descrito en la Figura A. 4, se encuentra divida en tres grandes secciones: Esquemas, Gráficos y Panel de control, esta pantalla es necesaria y ayuda al usuario a tener una idea del comportamiento de la planta bajo distintos escenarios. Además, brinda la posibilidad de modificar la referencia e introducir perturbaciones para comprobar la robustez de los controladores.



Figura A. 4 Ventana del panel de control del sistema de tanques en cascada

Se detalla cada una de las secciones de la siguiente forma:

ESQUEMAS

En la sección esquemas se añade el diagrama P&ID del sistema de tanques en cascada con el objetivo de tener presente la distribución de cada uno de los elementos físicos de la planta. En el lado derecho de esta sección se describe el esquema del controlador por modos deslizantes dinámicos para sistemas integrantes con retardo elevado, motivo de estudio de este trabajo de titulación.

GRÁFICOS

En la sección gráficos se dispone de tres áreas de trabajo donde se van a presentar los resultados y las respuestas del comportamiento del sistema con respecto a la salida del transmisor de nivel LT01, la respuesta del controlador y la interacción de los niveles dependiendo el controlador aplicado.

A su vez en la parte superior izquierda se encuentra la leyenda de cada una de las áreas de trabajo descritas con antelación.

PANEL DE CONTROL

Es la sección más importante de esta pantalla, brinda control al usuario de las acciones y comportamientos que se deseen obtener en la planta, consta de cinco aristas fundamentales que se describen a continuación,

P1: Control Simulink

El panel P1 es el encargado de comandar el software Simulink de Matlab en el cual se ha desarrollado la dinámica del sistema de tanques, indica también el *status* (running o stopped) y el tiempo de simulación.

P2: Set-point

Este sub-panel permite determinar la referencia del nivel del sistema de tanques está expresado en metros.

P3: Perturbación

Este apartado permite emular perturbaciones en el caudal de entrada del sistema de tanques, para esto se utilizó un slider, que maneja valores entre 0 y 1 [m³ s⁻¹]

P4: Índices de desempeño

En esta sección destaca los valores de índice de desempeño del ISE y TVu para cada uno de los controladores puestos a prueba (DSMC-IS y SPSMC).

P5: Autor y director

Describe el nombre de las personas responsables de este trabajo de titulación.

ORDEN DE EMPASTADO