ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN ESQUEMA DE CONTROL DINÁMICO EN MODO DESLIZANTE PARA SISTEMAS CON RESPUESTA INVERSA.

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

ESTEFANÍA CAROLINA ASIMBAYA SHUGULI
caritoash@hotmail.es

HENRY PAÚL CABRERA CEVALLOS
henry_live_epn@hotmail.com

DIRECTOR: PhD. OSCAR EDUARDO CAMACHO QUINTERO

CODIRECTOR: PhD. GEOVANNY DANILO CHÁVEZ GARCÍA

Quito, octubre 2017

DECLARACIÓN

Nosotros, Estefanía Carolina Asimbaya Shuguli y Henry Paúl Cabrera Cevallos, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedemos nuestros derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento, y por la normatividad institucional vigente.

_____ _____

Estefanía Carolina Asimbaya Shuguli Henry Paúl Cabrera Cevallos

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue desarrollado por Estefanía Carolina Asimbaya Shuguli y Henry Paúl Cabrera Cevallos, bajo nuestra supervisión.

Dr. Óscar Eduardo Camacho Quintero	Dr. Geovanny Danilo Chávez García
DIRECTOR DEL PROYECTO	CO-DIRECTOR DEL PROYECTO

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios quien todos los días me ha bendecido, por las cosas que me ha permitido vivir haciendo que aprenda de cada uno de esos acontecimientos, pero sobre todo por haberme bendecido con una familia llena de amor y unión.

A mis padres, Eduardo(Papu), Josefina(Gordita) no me alcanzaría la vida para agradecerles todo lo que han hecho por mí, como me han cuidado, como han sabido corregirme. Ustedes mi fuerza, gracias por el amor incondicional, pero sobre todo por creer en mí incluso cuando yo no lo hacía. Gracias por ser mis mejores amigos.

A mi hermano, Carlitos (Negrito), gracias por cuidarme, el cafecito para las amanecidas. Gracias por siempre tratar de alegrarme y como sea hacerme sonreír.

A mis tíos y primos, que han estado pendientes de mí.

A la Escuela Politécnica Nacional, por su formación profesional permitiéndome culminar esta etapa de mi vida.

A los “Docs”, Dr. Óscar Camacho y Dr. Danilo Chávez, por apoyarnos en este proyecto, acogernos en su laboratorio y darnos cada vez que podían una palabra de aliento, por demostrarnos que no solo son buenos profesionales sino excelentes personas.

A los amigos que conocí en toda la carrera, pero en especial a los que compartieron momentos de únicos conmigo. Pichón (Santy), gracias por oírme siempre que lo he necesitado, Bonita (Katy), gracias por ser como eres “se ríe por no llorar”, Amiguis (Vic y Alex), gracias por corromperme “mis niñas”, Padre adoptivo (John), gracias por ser tan genial, por hacerme reír, por estar siempre pendiente de mí y por consentirme, como un padre lo haría.

A Henry (Pingüinejo), gracias por tu sacrificio para que podamos cumplir esta mi meta y tu meta, por la paciencia, la dedicación y por los buenos momentos que compartimos en la poli.

Carolina

AGRADECIMIENTOS

A Jorge y Carolina mis padres, por darme siempre lo mejor, y ser la mejor excusa para seguir adelante

Al Dr. Oscar Camacho y Dr. Danilo Chávez por darnos la confianza que le da un amigo a una persona y sobre todo saber motivar a pesar de cualquier obstáculo.

A Carolina Asimbaya por su entrega y tenacidad en este trabajo.

Henry

DEDICATORIA

Quiero dedicar este trabajo a Dios y a mi familia. Si los tengo a ustedes yo sé que soy capaz de lo que sea. Papi, a ti por la paciencia que me tienes, porque me has demostrado que tu amor no tiene límites. Mami, a ti porque siempre buscas la manera de motivarme, escucharme y me das los mejores consejos. Ñaño, a ti por ser mi luz, el mejor regalo que me pudieron dar mis padres es tu compañía. Esto va por ustedes que con un solo abrazo lo curan todo. Los amo.

Carolina

DEDICATORIA

A mis padres y mis hermanos, convencido que todo mejorará.

Henry

CONTENIDO

RESUMEN ..... **XI**
PRESENTACIÓN ..... **XII**
CAPÍTULO 1 ..... **1**
1. MARCO TEÓRICO **1**
1.1 INTRODUCCIÓN **1**
1.2 SISTEMAS CON RESPUESTA INVERSA **1**
1.2.1 CARACTERÍSTICAS DE SISTEMAS CON RESPUESTA INVERSA 2
1.3 MÉTODOS DE APROXIMACIÓN **7**
1.3.1 APROXIMACIÓN A UN SISTEMA DE PRIMER ORDEN CON RETARDO BASADO EN CURVA DE REACCIÓN 8
1.3.2 MÉTODO DE APROXIMACIÓN PARA PROCESOS CON RESPUESTA INVERSA BASADO EN CURVA DE REACCIÓN 9
1.3.2.1 Procedimiento de identificación 11
1.4 MÉTODOS DE CONTROL **15**
1.4.1 CONTROLADORES CLÁSICOS 16
1.4.1.1 Acción Proporcional 16
1.4.1.2 Acción Integral 17
1.4.1.3 Acción Derivativa 17
1.4.1.4 Sintonización de controladores 17
1.4.1.4.1 Reglas de sintonización para modelos aproximados a lazo abierto 18
1.4.2 COMPENSADOR DE LINOYA 19
1.4.3 CONTROL POR MODO DESLIZANTE 21
1.4.3.1 Función Continua 22
1.4.3.2 Función Discontinua o de switcheo 23
1.4.3.3 Aplicación del Control por Modo Deslizante (SMC) a Procesos con Respuesta Inversa 25
1.5 ERROR CUADRÁTICO INTEGRAL (ISE) **26**

1.6 REACTORES 27
1.6.1 REACTOR DE TIPO TANQUE CON AGITACIÓN CONTINUA 28
1.6.1.1 Reacción de Van der Vusse 29
CAPÍTULO 2 31
2 DESARROLLO DE CONTROLADORES 31
2.1 CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO-PID 31
2.2 COMPENSADOR DE LINOYA 32
2.2.1 EL EFECTO DE λ SOBRE LA DINÁMICA DEL PROCESO 33
2.3 DESARROLLO TEÓRICO DEL CONTROL EN MODO DESLIZANTE DINÁMICO 38
2.3.1 DISEÑO CONTROL POR MODO DESLIZANTE DINÁMICO 38
2.3.2 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD 42
CAPÍTULO 3 44
3 SIMULACIÓN DE CONTROLADORES 44
3.1 SISTEMA LINEAL 44
3.1.1 SIMULACION DEL CONTROLADOR PID 46
3.1.1.1 Cambios de Referencia 47
3.1.1.2 Perturbaciones 50
3.1.1.3 Señal con Ruido 51
3.1.2 SIMULACION DEL COMPENSADOR DE LINOYA 52
3.1.2.1 Cambios de Referencia 52
3.1.2.2 Perturbaciones 56
3.1.2.3 Señal con Ruido 57
3.1.3 SIMULACIÓN DEL CONTROLADOR EN MODO DESLIZANTE DINÁMICO 58
3.1.3.1 Sintonización de parámetros 58
3.1.3.2 Cambios de Referencia 63
3.1.3.3 Perturbaciones 66
3.1.3.4 Señal con Ruido 67
3.2 SISTEMA NO LINEAL 68

3.2.1 APROXIMACIÓN DEL SISTEMA NO LINEAL A UN SISTEMA LINEAL 70
3.2.2 SIMULACIÓN DEL CONTROLADOR PID 73
3.2.1.1 Cambios de Referencia 75
3.2.1.2 Perturbaciones 79
3.2.1.3 Señal con ruido 81
3.2.3 SIMULACION DEL COMPENSADOR DE LINOYA COMBINADO CON PID 82
3.2.3.1 Cambios de Referencia 83
3.2.3.2 Perturbaciones 88
3.2.3.3 Señal con ruido 89
3.2.4 SIMULACION DEL CONTROLADOR DSMC 91
3.2.4.1 Sintonización de parámetros 91
3.2.4.2 Cambios de Referencia 96
3.2.4.3 Perturbaciones 101
3.2.4.4 Señal con ruido 102
CAPÍTULO 4 104
4 ANÁLISIS DE RESULTADOS 104
4.1 RESULTADOS DEL SISTEMA LINEAL 104
4.1.1 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA BRUSCOS 104
4.1.2 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES ANTE PRESENCIA DE PERTURBACIONES 106
4.1.3 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES ANTE PRESENCIA DE RUIDO. 107
4.1.4 ANÁLISIS DE ROBUSTEZ DE LOS CONTROLADORES 108
4.2 RESULTADOS DEL SISTEMA NO LINEAL 110
4.2.1 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA BRUSCOS 110
4.1.2 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES ANTE PRESENCIA DE PERTURBACIONES 112
4.1.3 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES ANTE PRESENCIA DE RUIDO. 114

4.1.3 ANÁLISIS DE ROBUSTEZ DE LOS CONTROLADORES 115
CAPITULO 5.....118
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 118

5.1 CONCLUSIONES 118

5.2 RECOMENDACIONES 121
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS 122
A. ANEXO A 125

MANUAL DE USUARIO DE INTERFAZ GRÁFICA.....125
A.1 REQUERIMIENTOS GENERALES PARA INICIAR LA SIMULACIÓN .125
A.2 INICIO DE LA INTERFAZ.....126
A.3 SIMULACIÓN DE LOS PROCESOS CON LOS CONTROLADORES ..128
B. ANEXO B 135

RESUMEN

Analizando procesos industriales con dinámica difícil de controlar encontramos a los que poseen respuesta inversa, para los cuales se han desarrollado controladores clásicos tipo PID y de estructuras con modelo interno dentro de los cuales se destaca un compensador propuesto por Linoya, el cual se asemeja el Predictor de Smith y reduce significativamente los efectos de la respuesta inversa en lazo cerrado de control.

Para desarrollar controladores de estructura variable como el control en modo deslizante (SMC) se realizan aproximaciones del proceso a sistemas de primer orden con retardo, obteniendo así de manera sencilla el controlador, aprovechando su robustez ante presencia de perturbaciones, ruido y errores de modelado. En el presente proyecto de titulación se obtuvo un nuevo tipo de controlador basado en modo deslizante, utilizando una función de transferencia de segundo orden con un cero y el compensador de Linoya, denominado control en modo deslizante dinámico (DSMC).

El DSMC será aplicado a una planta lineal y a otra planta no lineal, las cuales tendrán como modelo de proceso un sistema de segundo orden con un cero positivo. La nueva ley de control que se genera disminuye el problema que tiene el control por modo deslizante que son las oscilaciones de alta frecuencia también conocido como *chattering* mediante una acción integral y a su vez disminuye la respuesta inversa.

Adicionalmente se realiza la comparación del controlador propuesto con controlador PID y un PID combinado con Linoya en cada sistema, mediante índices de desempeño ISE (error cuadrático integral). Los resultados fueron simulados mediante la herramienta matemática MATLAB.

PRESENTACIÓN

El presente proyecto presenta el diseño y simulación de un esquema de control dinámico para sistemas con respuesta inversa. La fase teórica, de diseño, simulación y resultados del presente proyecto de titulación se encuentra desglosado de la siguiente manera:

En el Capítulo 1 se presenta el Marco Teórico, donde se detallan las características de los sistemas con respuesta inversa, métodos de aproximación convencionales de curvas de respuesta de procesos con respuesta inversa, el modo de sintonización de controladores PID, la forma de obtener el compensador de Linoya basado en modelo, una breve revisión del control por modo deslizante y por último la descripción del sistema no lineal a usarse que presenta respuesta inversa.

En el capítulo 2 detalla más a fondo el método de aproximación usado para el sistema no lineal que presenta respuesta inversa, se muestra la sintonización del controlador PID y el compensador de Linoya, para finalmente generar la nueva ley de control basada en modelo denominada DSMC.

En el capítulo 3 se realizan pruebas del algoritmo de aproximación de segundo orden con respuesta inversa y se realizan las simulaciones de los 3 tipos de controladores con pruebas de cambios de referencia, perturbaciones y señales con ruido a la salida, tanto para un sistema lineal y no lineal de segundo orden con respuesta inversa.

En el capítulo 4 se realizarán las comparaciones de los distintos tipos de controladores aplicados al sistema lineal y no lineal y se compararán analizando índices de desempeño ISE y observando la señal de control que genera cada controlador.

En el capítulo 5 se realizarán todas las conclusiones y recomendaciones percibidas del proyecto de titulación.

CAPÍTULO 1

MARCO TEÓRICO

El objetivo de este capítulo es proporcionar información necesaria para entender lo que en capítulos posteriores se abordará para el desarrollo y culminación de este proyecto. Se empieza con una introducción con el alcance del proyecto, seguido de un análisis de sistemas de respuesta inversa, la aproximación de estos sistemas a un modelo simplificado de segundo orden con respuesta inversa, los métodos de control a emplearse, el método que se va a seguir para la comparación del desempeño de los controladores y por último una descripción de un proceso químico no lineal con respuesta inversa a ser utilizado en este proyecto para su control.

1.1 INTRODUCCIÓN

En el proyecto que se desarrolla a continuación se realiza el control a dos sistemas con respuesta inversa: uno lineal de segundo orden y un proceso químico (reacción de Van der Vusse en un Reactor de Tanque Agitado Continuamente-CSTR) con características no lineales, mediante tres técnicas de control.

Se realiza un control clásico Proporcional-Integral-Derivativo (PID), un control combinando el compensador propuesto por Linoya con un controlador PID, y por último un control combinando el compensador de Linoya con Control por Modo Deslizante (SMC). Este último da lugar al nuevo controlador, que es el Control por Modo Deslizante Dinámico, en base a un modelo aproximado de segundo orden con respuesta inversa.

Se analiza el desempeño de cada controlador por medio del error integral cuadrático (ISE, por sus siglas en inglés *Integral Square Error*).

1.2 SISTEMAS CON RESPUESTA INVERSA

En la industria existen diferentes tipos de procesos, sin embargo, existen algunos en específico que resultan un desafío para realizar su control. Este tipo de

procesos presentan un comportamiento el cual es difícil de controlar, procesos con dinámica compleja. Se dice que un sistema presenta una dinámica compleja en los siguientes casos: al presentar tiempos de respuesta con retardos elevados y cuando su respuesta inicia con una dirección incorrecta hacia su valor en estado estacionario [1].

Los sistemas con respuesta inversa presentan una inversión inicial en la respuesta, es decir, el proceso empieza con una pendiente inicial contraria a la dirección de su valor final en estado estacionario, para eventualmente direccionarse de manera adecuada, como se muestra en la Figura 1.1 . Este tipo de fenómenos es posible encontrarlos comúnmente en procesos químicos tales como una caldera de tambor, reactor tubular exotérmico y la columna de destilación [1].

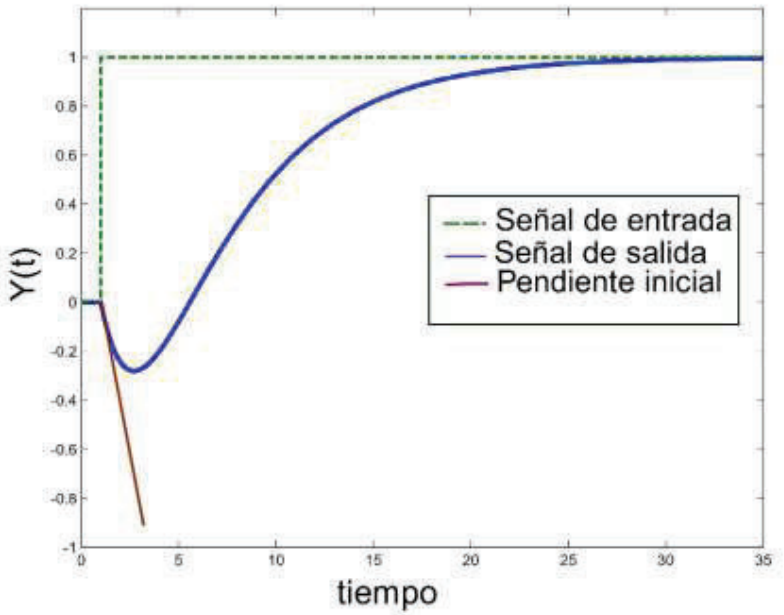


Figura 1.1 Sistema con respuesta inversa

1.2.1 CARACTERÍSTICAS DE SISTEMAS CON RESPUESTA INVERSA

La respuesta inversa se da cuando dos sistemas con dinámicas opuestas interactúan entre sí, como se observa en la Figura 1.2. El sistema opuesto $G_2(s)$ tiene una ganancia menor, pero es más rápido, además es el responsable del

direccionamiento opuesto inicial; mientras que $G_1(s)$ tiene una ganancia mayor, es más lento y finalmente domina la respuesta del sistema [2].

En general se tiene:

$$G(s) = G_1(s) - G_2(s) \quad (1.1)$$

$$Y(s) = G(s)U(s) \quad (1.2)$$

$$Y(s) = G_1(s)U(s) - G_2(s)U(s) \quad (1.3)$$

$$Y(s) = Y_1(s) - Y_2(s) \quad (1.4)$$

Para un sistema compuesto por dos sistemas de primer orden se tiene la ecuación (1.5), entonces la respuesta ante una entrada paso de este sistema tiene como resultado la diferencia ante la misma entrada paso, pero de cada sistema de forma individual (Figura 1.2) [3].

$$G(s) = \frac{K_1}{\tau_1 s + 1} - \frac{K_2}{\tau_2 s + 1} \quad (1.5)$$

Gráficamente:

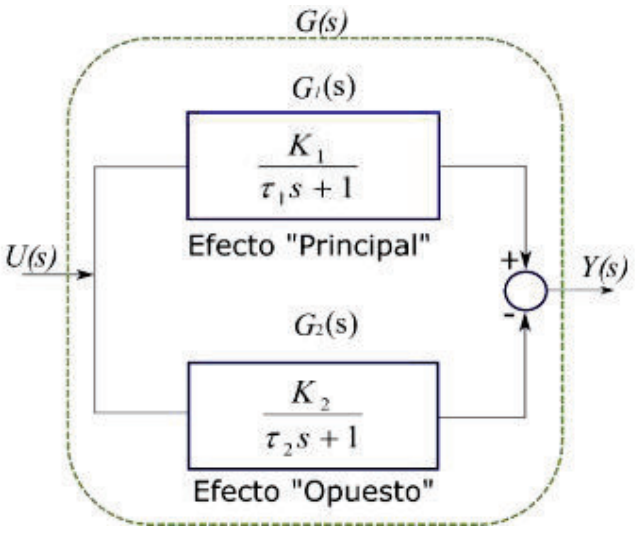


Figura 1.2 Dos sistemas de primer orden con dinámicas opuestas [3]

El valor final en estado estacionario depende de las ganancias de los sistemas $G_1(s)$ y $G_2(s)$ (1.6).

$$y(\infty) = K = K_1 - K_2 \quad (1.6)$$

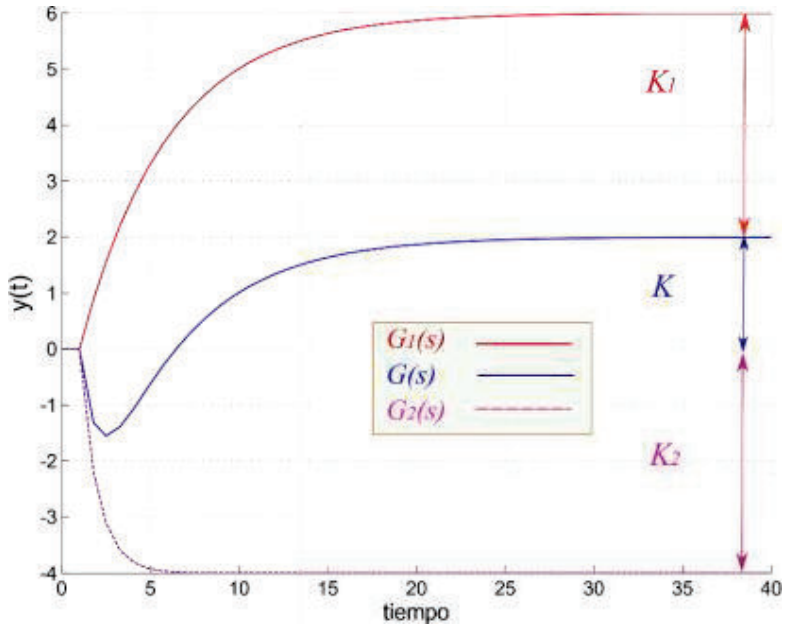


Figura 1.3 Respuesta ante una señal paso de dos sistemas con dinámicas opuestas, ganancia positiva.

Se define la ganancia del sistema por la ecuación (1.6) como la diferencia de las ganancias individuales (teorema del valor final) [1]. En cuanto a la pendiente inicial por definición del teorema de valor inicial, se tiene:

$$y(t) = y_1(t) - y_2(t) \quad (1.7)$$

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{dy_1(t)}{dt} - \frac{dy_2(t)}{dt} \quad (1.8)$$

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{d\,K_1\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right)}{dt} - \frac{d\,K_2\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right)}{dt} \quad (1.9)$$

Con la ecuación (1.10), cuando $t = 0$, se garantiza que la pendiente inicial resultante sea la diferencia entre las pendientes de los sistemas opuestos.

$$\left.\frac{dy(t)}{dt}\right|_{t=0} = \frac{K_1}{\tau_1} - \frac{K_2}{\tau_2} \quad (1.10)$$

Para el caso de una pendiente inicial negativa, como se observa en la Figura 1.3, se tiene siguiente relación:

$$\frac{K_1}{\tau_1} < \frac{K_2}{\tau_2} \qquad (1.11)$$

Es importante señalar que se puede presentar una pendiente inicial positiva, y un valor final en estado estacionario negativo (Figura 1.4). Este fenómeno es observable cuando las dos ganancias son negativas, en este caso, la relación de ganancias en valor absoluto ecuación (1.12) y pendientes de los sistemas en valor absoluto se mantienen ecuación (1.13).

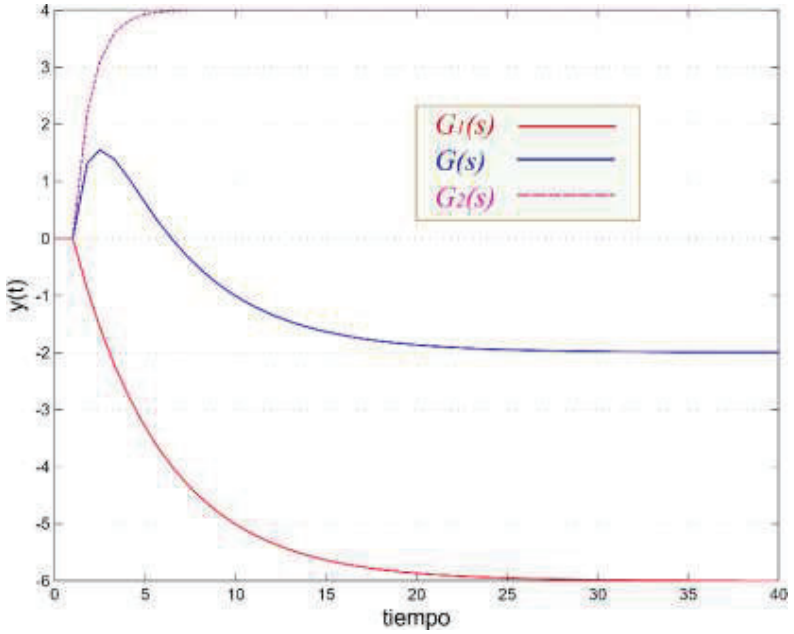


Figura 1.4 Respuesta ante una señal paso de dos sistemas con dinámicas opuestas, ganancia negativa.

$$|K_1| > |K_2| \qquad (1.12)$$

$$\left|\frac{K_1}{\tau_1}\right| < \left|\frac{K_2}{\tau_2}\right| \qquad (1.13)$$

Al resolver la ecuación (1.5), se obtiene la expresión representada con la ecuación (1.14). Se pueden dar dos situaciones dependiendo el valor de las ganancias: en el primer caso cuando las ganancias son positivas, $(K_1 - K_2) > 0$ (valor positivo), y la relación entre las pendientes resulta un valor negativo; en el segundo caso cuando las ganancias son negativas, $(K_1 - K_2) < 0$ (valor negativo), y la relación entre las pendientes resulta un valor positivo [3].

$$G(s) = \frac{(K_1 - K_2)\left(\frac{(K_1\tau_2 - K_2\tau_1)}{(K_1 - K_2)}s + 1\right)}{(\tau_1 s + 1)\,(\tau_2 s + 1)} \quad (1.14)$$

Por motivo de análisis se representará a la constante de tiempo del cero ubicado en el plano "s" como η ecuacion (1.16), por consiguiente al cero se lo define $-1/\eta$.

El sistema simplificado es:

$$G(s) = \frac{K(\eta s + 1)}{(\tau_1 s + 1)\,(\tau_2 s + 1)} \quad (1.15)$$

$$\eta = \left(\frac{K_1}{\tau_1} - \frac{K_2}{\tau_2}\right)\left(\frac{\tau_1\tau_2}{K_1 - K_2}\right) \quad (1.16)$$

En cada uno de los casos se pretende tener un cero en la parte derecha del plano *"s"*, asuminedose características de fase no mínima. Dicho esto, las condiciones para que exista un cero positivo en la función de transferencia en el sistema analizado, y por consiguiente respuesta inversa en el mismo, se da con la siguiente condición:

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} > \frac{K_1}{K_2} > 1 \quad (1.17)$$

Dependiendo de la función de transferencia que tenga el proceso, se tendrán las condiciones para respuesta inversa [2]:

- Sistema integral menos un sistema de primer orden $G(s)$ ecuación (1.18) y su con condición para que exista respuesta inversa (1.19).

$$G(s) = \frac{1}{\tau_1 s} - \frac{K}{\tau_2 s + 1} \quad (1.18)$$

$$K\tau_1 > \tau_2 \quad (1.19)$$

- Diferencia entre dos sistemas de primer orden ecuación (1.5) y su condición para que exista respuesta inversa ecuación (1.18).
- Sistema de segundo orden menos un sistema de primer orden ecuación (1.20) y su condición para que exista respuesta inversa ecuacion (1.21).

$$G(s) = \frac{K_1}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} - \frac{K_2}{\eta s + 1} \quad (1.20)$$

$$K_1 > K_2 \quad (1.21)$$

Con el objetivo de generalizar este tipo de procesos,es importante analizar qué pasa con los casos que cuentan con más de un cero en la mitad del plano derecho *"s"* y cómo influye que se agreguen ceros en la parte izquierda del plano *"s"* o que existan más de un cero positivo. En el primer caso, los ceros negativos aceleran la respuesta del sistema, mientras que en el segundo, cada cero positivo $(1/\eta)$ adicional implica una inversión inicial adicional en la respuesta del sistema. En cualquiera de los casos el número de ceros tiene que ser menor que el número de polos [1].

1.3 MÉTODOS DE APROXIMACIÓN

Los procesos que se someten a una acción de control presentan características propias y singulares ante una referencia ya establecida, debido a esto se han ideado formas de establecer una relación directa entre las características que presenta el proceso y la referencia deseada. Esta idea de modelación matemática nace de la curva de respuesta que presenta cualquier sistema, y se denomina aproximación matemática del sistema, ya que consiste en aproximar los cambios que presenta un sistema en un determinado tiempo, mediante un modelo matemático preestablecido.

Los modelos matemáticos aproximan el sistema estudiado (por lo general es no lineal) a uno lineal de primer orden, pero también existen aproximaciones a modelos de segundo orden; todo depende de cuan exacta sea la aproximación que se va a utilizar para realizar la acción de control.

En esta sección se analizará dos tipos de aproximación de sistemas basados en curvas de respuesta propuestos como: la curva de respuesta convencional ante una entrada paso y la modelación aproximada del proceso con respuesta inversa.

1.3.1 APROXIMACIÓN A UN SISTEMA DE PRIMER ORDEN CON RETARDO BASADO EN CURVA DE REACCIÓN

Para el método de Smith se usan dos puntos de la curva de respuesta, el tiempo de retardo y la ganancia (K) para aproximaciones a sistemas de primer orden con retardo como se muestra en la Figura 1.5 [4].

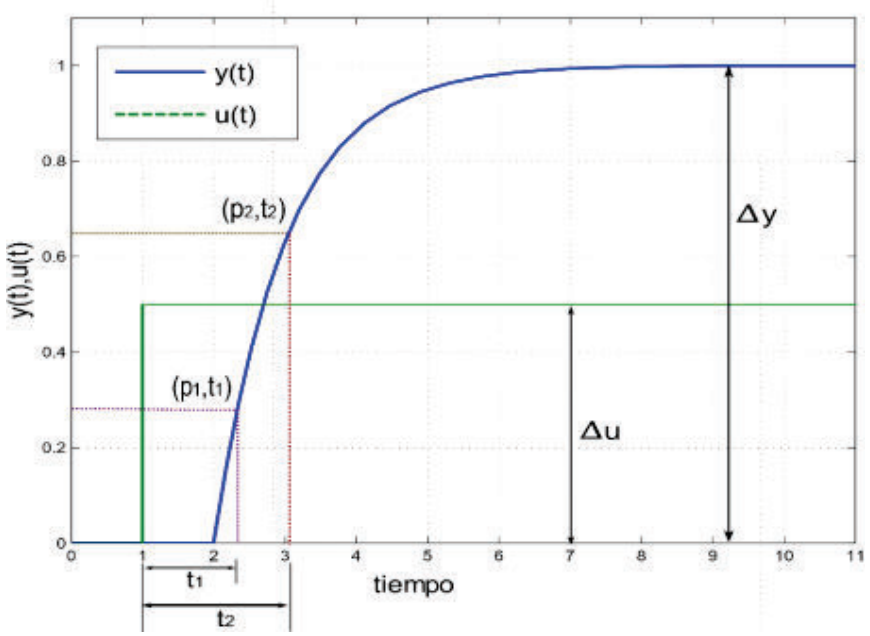


Figura 1.5 Curva de reacción de un proceso [4].

Los parámetros para la identificación están definidos de la siguiente forma:

Ganancia:

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u} \qquad (1.22)$$

Puntos referenciales de respuesta, cada uno definido al 28.3% (t_1, p_1) y 63.2% (t_2, p_2) de su valor final, como se muestra en la (Figura 1.5). La constante de tiempo (τ) y el tiempo de retardo (t_o) están definidos por la ecuación (1.23) y (1.24) respectivamente.

$$\tau = 1.5(t_{63.2\%} - t_{28.3\%}) \qquad (1.23)$$

$$t_o = t_{63.2\%} - \tau \qquad (1.24)$$

A continuación, se muestra la función de transferencia que relaciona cada uno de los parámetros descritos e identificación del proceso aproximado a una función de primer orden con retardo [4].

$$G(s) = \frac{K}{(\tau s + 1)} e^{-t_o s} \qquad (1.25)$$

En los sistemas con respuesta inversa, esta aproximación a pesar de ser bastante cercana al proceso, no toma en cuenta los valores de respuesta inversa (Figura 1.6), perdiendo información para realizar un adecuado control.

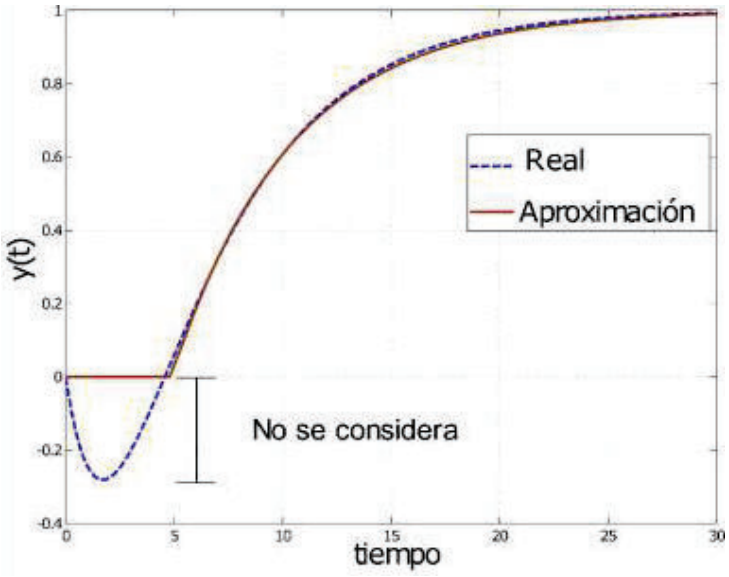


Figura 1.6 Aproximación de sistema con respuesta inversa a un sistema de primer orden con retardo.

1.3.2 MÉTODO DE APROXIMACIÓN PARA PROCESOS CON RESPUESTA INVERSA BASADO EN CURVA DE REACCIÓN

Existen varios métodos de aproximación de sistemas con respuesta inversa en la literatura que consisten en métodos experimentales complejos tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia [5].

Un método para aproximar sistemas con respuesta inversa fue desarrollado por Alfaro , Balaguer y Arrieta [6]. En esta técnica se aproxima el sistema no lineal a uno lineal de segundo orden con respuesta inversa y tiempo de retardo, mediante el uso de tres puntos en la curva de reacción. Estos algoritmos son

aplicables para modelar un proceso industrial. Con este método de modelación mediante algoritmos desarrollados secuencialmente se puede obtener una función de transferencia aproximada que modele el sistema no lineal en un determinado punto de operación [5] , y se tiene la función de transferencia ecuación (1.26).

$$G(s) = \frac{K(-\eta s + 1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} e^{-t_o s} \qquad (1.26)$$

La Figura 1.7 muestra los parámetros necesarios para realizar la aproximación a un sistema con respuesta inversa con tiempo de retardo.

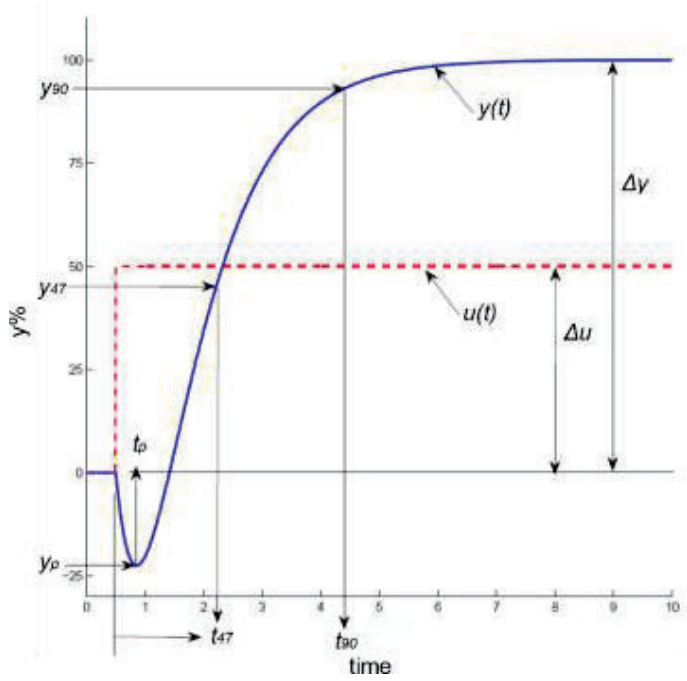


Figura 1.7 Identificación de sistemas con respuesta inversa [6]

En esta sección se muestra el procedimiento para obtener los parámetros del sistema con respuesta inversa (K, η, τ_1, τ_2, t_o). La expresión (1.27) representa en forma adimensional a (1.26).

$$G(s) = \frac{K(-b\bar{s} + 1)}{(\bar{s} + 1)(a\bar{s} + 1)} e^{c\bar{s}} \qquad (1.27)$$

Donde:

- $\bar{s}$ = escala tiempo/frecuencia ($\tau_1\, s$).

- $a =$ relación entre las constantes de tiempo rápida y lenta ($\tau_2/\ \tau_1$), a está comprendida entre los valores [0.1, …, 0.9].

- $b =$ relación entre la constante del tiempo del cero y la constante lenta de tiempo ($\eta\ /\ \tau_1$), b está comprendida entre los valores [0.1, …,4].

- c= relación entre el tiempo de retardo y la constante lenta de tiempo, (t_O/τ_1).

La característica adimensional del sistema representado por (1.27), permite obtener una salida normalizada en instantes de tiempo normalizados, trabaja en función de dos parámetros (a y b), reduciendo de cuatro variables a una función de transferencia de tres variables lo que permitirá simplificar el análisis de la curva de respuesta al hacer la aproximación [6].

1.3.2.1 Procedimiento de identificación

La completa identificación requiere los parámetros K, a y b con los algoritmos que serán desarrollados a continuación.

La ganancia del sistema está dada por la relación de la variación de salida del sistema y la variación de entrada, como se presenta en (1.28).

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u} \qquad (1.28)$$

Para la identificación de la constante de tiempo principal (τ_1) se parte de la deducción de la respuesta en tiempo y el análisis de la función de transferencia tomando en cuenta que interactúan dos procesos uno lento y uno rápido, como se muestra en (1.5) y su condición (1.17). Las ganancias de los dos procesos que producen la respuesta inversa en función de a y b se expresan el (1.29) y (1.30).

$$K_1 = K\frac{1-b}{1-a} \qquad (1.29)$$

$$K_2 = K\frac{a-b}{1-a} \qquad (1.30)$$

Dadas estas relaciones reemplazamos (1.29) y (1.30) en (1.5) y se tiene la ecuación (1.31).

$$G(s) = \left(K\frac{(1-b)}{(1-a)}\frac{1}{(\tau_1 s+1)} - K\frac{(a-b)}{(1-a)}\frac{1}{(\tau_2 s+1)} \right) \quad (1.31)$$

La respuesta del sistema en el tiempo ante una entrada paso se representa con (1.32).

$$\frac{y}{K\Delta u} = 1 + \left(\frac{b-1}{1-a}\right) e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \left(\frac{b-a}{a-1}\right) e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (1.32)$$

Al normalizar la salida del sistema (1.33) y el tiempo (1.34), entonces (1.32) toma la forma expuesta en (1.35).

$$y_{\%} = \frac{y}{K\Delta u} = \frac{y}{\Delta y} \quad (1.33)$$

$$t' = \frac{t}{\tau_1} \quad (1.34)$$

$$y_{\%} = 1 + \left(\frac{b-1}{1-a}\right) e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \left(\frac{b-a}{a-1}\right) e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (1.35)$$

$$y_{\%} = 1 + \left(\frac{b-1}{1-a}\right) e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \left(\frac{b-a}{a-1}\right) e^{-\frac{t}{a\tau_1}} \quad (1.36)$$

Reemplazando (1.34) en (1.36):

$$y_{\%} = 1 + \left(\frac{b-1}{1-a}\right) e^{-t'} + \left(\frac{b-a}{a-1}\right) e^{-\frac{t'}{a}} \quad (1.37)$$

Al ser $\tau_2 \ll \tau_1$, el término $e^{-\frac{t}{\tau_2}}$ tiende a cero más rápido que $e^{-\frac{t}{\tau_1}}$, por ello (1.35) en valores de tiempo suficientemente grandes está dada por (1.38).

$$y_{\%} = 1 + \left(\frac{b-1}{1-a}\right) e^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (1.38)$$

$$\ln(y_{\%} - 1) = \ln\left(\frac{b-1}{1-a}\right) - \frac{t}{\tau_1} \quad (1.39)$$

Para la identificación se toman dos puntos de la curva de reacción que tengan una distancia considerable, los puntos están definidos como $\{y_{x\%}, t_x\}\, y\ \{y_{y\%}, t_y\}$.

$$\ln(y_{x\%} - 1) - \ln(y_{y\%} - 1) = \frac{t_y}{\tau_1} - \frac{t_x}{\tau_1} \quad (1.40)$$

Donde τ_1 toma el valor:

$$\tau_1 = \frac{t_y - t_x}{\ln\left(\frac{y_{x\%} - 1}{y_{y\%} - 1}\right)} \quad (1.41)$$

Los valores para $x_{\%}, y_{\%}$ se recomienda que sean lo más alejados posibles para disminuir la sensibilidad a errores en la respuesta al paso. Los puntos son del 47% y 90% respectivamente, con estos valores se tiene el mínimo error relativo de la aproximación tomada a τ_1. El parámetro τ_1 está representado por (1.42).

$$\tau_1 = \frac{t_{90\%} - t_{47\%}}{\ln\left(\frac{0.47 - 1}{0.90 - 1}\right)} \quad (1.42)$$

Resolviendo:

$$\tau_1 = 0.6(t_{90\%} - t_{47\%}) \quad (1.43)$$

A continuación, se muestra la obtención del parámetro b, con el punto máximo de pico inverso $(y_{p\%}, t_p)$, al ser en este punto la derivada de (1.37) igual a cero se tiene:

$$b = 1 - \frac{1 - y_{p\%}}{e^{-t_{p'}}} \quad (1.44)$$

La última constante a encontrar es a mediante el análisis del parámetro tiempo normalizado (t') presente en (1.37), variando los parámetros $a, b,$ y la salida $y\%$ desde el 10% al 90%. En la Figura 1.8 se muestra el primer caso en que se varía la salida $y\%$ y b, manteniendo a constante, donde como resultado se obtiene una curva que se ajusta a la forma cuadrática (1.45). En la Figura 1.9 se muestra el segundo caso en que se varía la salida $y\%$ y a, manteniendo b constante, donde la curva que se ajusta a la función lineal (1.46).

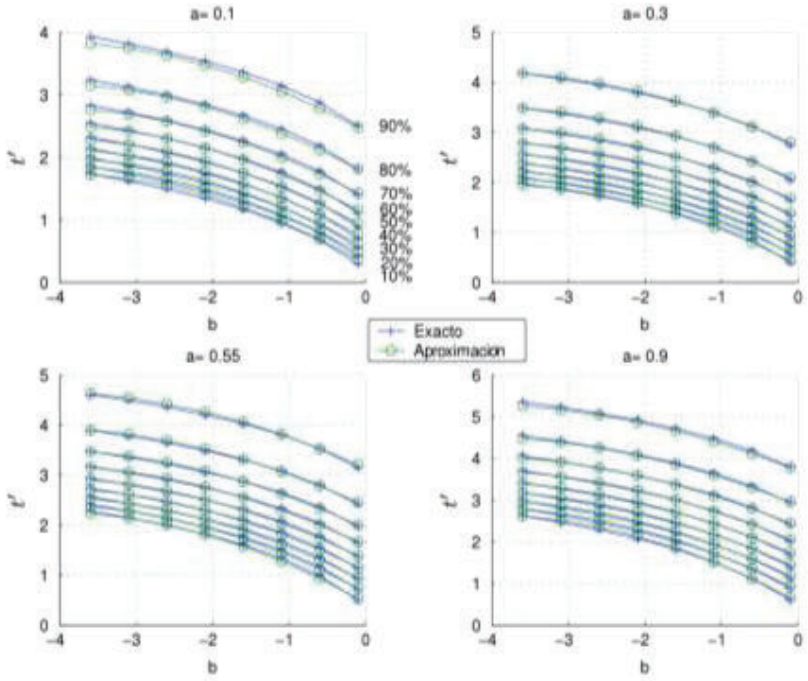


Figura 1.8 Tiempo normalizado como una función de b para a constante [6]

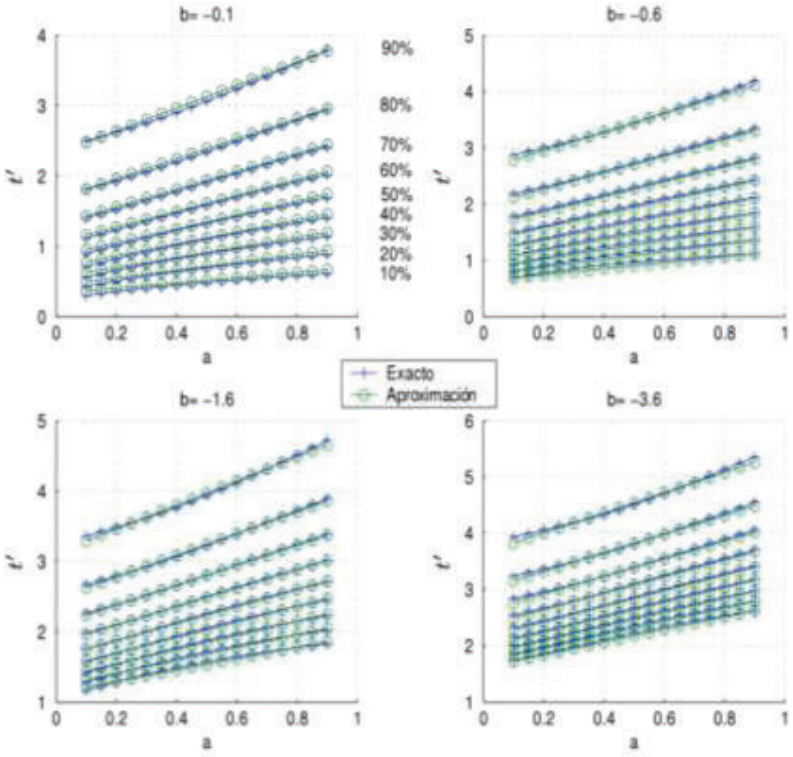


Figura 1.9 Tiempo normalizado como una función de a para b constante [6]

Del resultado obtenido en la Figura 1.8 y Figura 1.9 se tiene:

$$t'(b) = t_1'(a) + t_2'(a)b + t_3'(a)b^2 \quad (1.45)$$

$$t'(a) = t_1'(b) + t_2{}'(b)a \quad (1.46)$$

Relacionando las dos variables a y b se tiene a t' en función de estos dos parámetros:

$$t' = (t_1'(b) + t_2{}'(b)a) + (t_3'(b) + t_4'(b)a)b + (t_5'(b) + t_6{}'(b)a)b^2 \quad (1.47)$$

La expresión 1.47 puede ser expresada de otra manera al ser $t_i'(b), i \in [1,6]$ parámetros de ajustes para un valor x en el tiempo, se lo denomina como $m_{ix}, i \in [1,6]$.

$$t_x' = (m_{1x} + m_{2x}a) + (m_{3x} + m_{4x}a)b + (m_{5x} + m_{6x}a)b^2 \quad (1.48)$$

Despejando:

$$a = \frac{t_x' - (m_{1x} + m_{3x}b + m_{5x}b^2)}{m_{2x} + m_{4x}b + m_{6x}b^2} \quad (1.49)$$

En este caso al igual que para encontrar τ_1 se utiliza el punto $x = 47\%$, y se simplifica (1.49) en (1.50).

$$a = \frac{t_{47\%}' - n}{m} \quad (1.50)$$

Las constantes m y n para el algoritmo propuesto se encuentran en Anexo B [6].

En base a esta identificación se realiza el diseño del controlador para el proceso no lineal llegando así a obtener una función de transferencia que emule las características del sistema no lineal.

1.4 MÉTODOS DE CONTROL

El sistema de control de procesos es el ente que se encarga de monitorear los resultados finales del proceso y tomar acciones correctivas en el caso que sea necesario.

Como ya se mencionó en la sección 1.2 los procesos con respuesta inversa se encuentran comúnmente en procesos químicos, los cuales además de ser complejos por lo que requieren un adecuado manejo de sus variables como

energía y flujo de materiales, algo que se debe tener en cuenta es que la influencia de perturbaciones es muy común en este tipo de procesos. El controlador que esté en la planta debe ser capaz de corregir este tipo de alteraciones en el proceso.

El mayor problema de los sistemas con respuesta inversa es que se ve limitada la ganancia, por ello el controlador tiene que ser diseñado adecuadamente para que no se produzca una sobrecompensación [1].

En este apartado se presentan los diferentes métodos de control a ser utilizados para controlar los sistemas con respuesta inversa.

1.4.1 CONTROLADORES CLÁSICOS

Los controladores clásicos son compensadores en adelanto y atraso, los cuales son controladores de primer orden, muy simples que se utilizan tradicionalmente para aumentar el margen de fase, con el objetivo de reducir las oscilaciones a un cambio de paso en la entrada de referencia [7]. Así se tiene a los controladores como PD, PI y PID, aplican una señal en el proceso que es combinación proporcional, integral y derivativa de la señal de actuación dependiendo del controlador [8] . Este tipo de controladores son usados porque no requieren que existan un modelo matemático de la planta para poder diseñar de manera analítica los parámetros del controlador [9].

1.4.1.1 Acción Proporcional

La acción proporcional ajusta la señal de salida en proporción directa a la entrada del controlador, es decir, toma los valores presentes del error y establece la relación entre la salida del controlador $u(t)$ y la señal de error $e(t)$, es una constante.

$$u(t) = K_p e(t) \tag{1.51}$$

Esta acción reduce el tiempo de elevación, incrementa el sobreimpulso y reduce el error en estado estacionario ya que desplaza el valor inicial en estado estacionario hacia el valor deseado. Una ganancia del controlador (K_p) muy grande puede volver inestable al sistema y uno muy pequeño hará que exista un

mayor error, además la acción de control puede ser muy pequeña para que el sistema responda ante perturbaciones [10].

1.4.1.2 Acción Integral

Es proporcional a la magnitud de error y a la duración del error; este tipo de acción elimina el error en estado estable, dejándolo en un valor fijo cuando consiguen que el error se vuelva cero. El valor de la integral puede ser negativo o positivo dependiendo cual sea el comportamiento de la salida del sistema.

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t)dt \qquad (1.52)$$

Al ser una integral del error, la acción integral trabaja en base a los errores que se tienen entre el valor deseado y la salida del sistema, es decir se basa en los valores históricos del error [10].

1.4.1.3 Acción Derivativa

Este tipo de control trabaja con la pendiente del error y en base a esto se anticipa al error futuro, cuando el error es constante este tipo de control no tienen ningún efecto.

$$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt} \qquad (1.53)$$

Para los sistemas con respuesta inversa la acción derivativa resulta de gran ayuda, pues al presentar un “error inicial” o información equivocada, la parte derivativa en el controlador cumple la función de predecir esta respuesta errónea, disminuyendo de esta manera la respuesta inversa [10].

1.4.1.4 Sintonización de controladores

Los controladores clásicos como PI, PD, PID son los más usados comúnmente por su facilidad de diseño al no requerir de manera necesaria al modelo matemático de la planta, porque se puede recurrir a diferentes maneras de encontrar los parámetros de controlador, mejor conocidos como métodos de sintonización de controladores. A continuación, se presentan dos de los métodos más utilizados en la sintonización de controladores para procesos industriales.

1.4.1.4.1 Reglas de sintonización para modelos aproximados a lazo abierto

Para poder usar estas reglas de sintonización se requiere utilizar la curva de reacción aproximando a un sistema de primer orden con retardo donde se requieren los parámetros de ganancia en estado estable (K), la constante de tiempo (τ), y el tiempo de retardo del proceso (t_o), como ya se mostró en el apartado 1.3.1. En las Tablas (1.2) y (1.3) se presentan las reglas de sintonización de dos métodos que utilizan el modelo aproximado.

Tabla 1.1 Sintonización de parámetros por el método Ziegler-Nichols para modelo aproximado [1]

Tipo de control	Kc	τ_i	τ_D
P	$\frac{1}{K}\left(\frac{t_o}{\tau}\right)^{-1}$	----	----
PI	$\frac{0.9}{K}\left(\frac{t_o}{\tau}\right)^{-1}$	$3.33t_o$	----
PID	$\frac{1.2}{K}\left(\frac{t_o}{\tau}\right)^{-1}$	$2t_o$	$\frac{t_o}{2}$

Tabla 1.2 Sintonización de parámetros por el método de Dahlin, para modelo aproximado [4]

Tipo de control	Kc	τ_i	τ_D
P	$\frac{1.2}{2K}\left(\frac{t_o}{\tau}\right)^{-1}$	----	----
PI	$\frac{1.2}{2K}\left(\frac{t_o}{\tau}\right)^{-1}$	τ	----
PID	$\frac{1.2}{2K}\left(\frac{t_o}{\tau}\right)^{-1}$	τ	$\frac{t_o}{2}$

Las reglas de sintonización revisadas son una muestra de cómo ajustar los controladores P, PI y PID a partir de un modelo determinado del proceso. Resaltando que en los sistemas que incluyen respuesta inversa o retardos elevados el desempeño de los controladores puede decaer, debido a esto se han analizado controladores por modelo interno y dentro de éstos una función de

transferencia que minimice los efectos del cero positivo, dicho compensador lleva el nombre de su autor y se denomina Linoya, el cual es descrito en la sección 1.4.2.

1.4.2 COMPENSADOR DE LINOYA

Un proceso que posee respuesta inversa requiere un control más elaborado debido a la dinámica compleja vista en su respuesta. Linoya desarrolló un compensador que se origina del modelo de la planta y de ciertas consideraciones que mejoran el desempeño del controlador ante cambios de referencia y ciertas perturbaciones existentes [2].

Existe un compensador en la literatura el cual funciona para procesos con fase no mínima (respuesta inversa), en particular en los procesos con tiempo de retardo elevado, denominado como Predictor de Smith [1]. En un lazo de control convencional como el de la Figura 1.10, el control se vuelve un problema debido a que a mayor tiempo de retardo el sistema se puede volver inestable. Por otro lado, el Predictor de Smith mejora las condiciones de la respuesta al colocarlo en el lazo de control. Entonces, el esquema de control introduciendo el Predictor de Smith resulta el observado en la Figura 1.11.

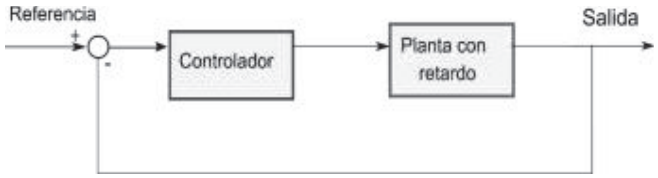


Figura 1.10 Diagrama de control convencional a lazo cerrado para sistemas con retardo [1].

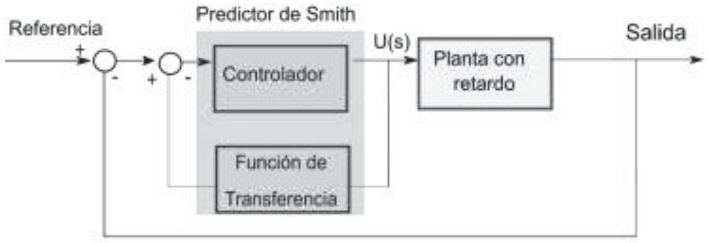


Figura 1.11 Diagrama de control para sistemas con retardo, con el Predictor de Smith [1].

Para este esquema la planta del sistema está definida por (1.54). Donde t_o es el tiempo de retardo del sistema, $G^*(s)$ el sistema sin retardo. La función de transferencia perteneciente al Predictor de Smith determinada por la ecuación (1.55).

$$G(s) = G^*(s)e^{-t_o s} \quad (1.54)$$

$$G(s)_{ps} = G^*(s)(1 - e^{-t_o s}) \quad (1.55)$$

Como resultado se presenta un esquema en el cual el retardo queda fuera del bucle cerrado como se muestra en la Figura 1.12. En este caso el control interactúa directamente con $G^*(s)$, por lo tanto, el controlador ya no observa el retardo.

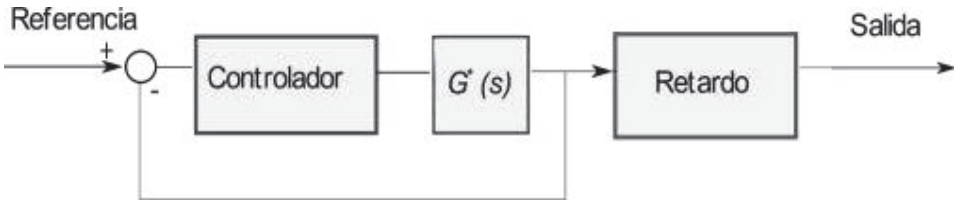


Figura 1.12 Diagrama de control equivalente del sistema con retardo, incorporado el Predictor de Smith [1].

Tomando como referencia que se genera una nueva función de transferencia ($G^*(s)$) con el Predictor de Smith incorporado, Linoya generó un compensador similar pero esta vez para sistemas que presentan respuesta inversa.

El compensador desarrollado por Linoya se centra en reducir los efectos del cero al lado derecho del plano "*s*" y mediante su inclusión trasladarlo al plano izquierdo. Es decir, se va a usar una configuración basada en el Predictor de Smith con la diferencia que el compensador propuesto por Linoya no anula los efectos del cero inestable sino que va a reducir los efectos del cero a lado derecho del plano "*s*" [2].

La Figura 1.13 muestra el esquema propuesto por Linoya, sin embargo, se re estructura el diseño del diagrama como se muestra en la Figura 1.14 para facilitar el desarrollo de los controladores que se presentan en el siguiente capítulo.

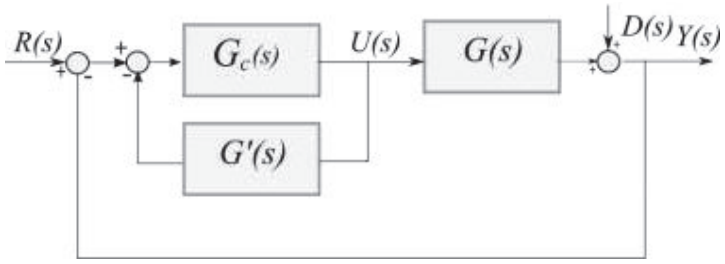


Figura 1.13 Esquema propuesto por Linoya [2].

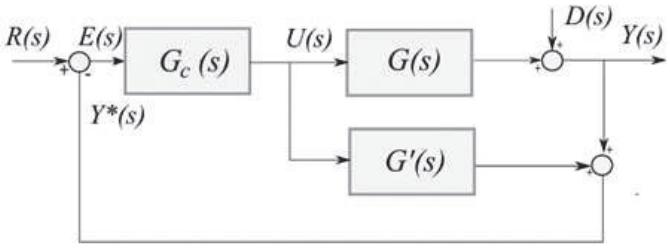


Figura 1.14 Esquema modificado del propuesto por Linoya [2].

Siendo $G_c(s)$ el controlador a implementar, $G(s)$ la planta o proceso a controlar, $D(s)$ una perturbación a la salida del sistema y $G'(s)$ la función de transferencia denominada compensador de Linoya [2].

1.4.3 CONTROL POR MODO DESLIZANTE

El control por modo deslizante nace de un control por estructura variable denominado así debido a que la ley de control que se genera cambia (de signo) de acuerdo al valor que tome el error $e(t)$ en el sistema [11].

Existe una función continua que se relaciona principalmente con la superficie $S(t)$ de deslizamiento en la que se establecerá el sistema, siempre procurando que la trayectoria de la función coincida con la superficie. Por otra parte, la función discontinua es la encargada de alcanzar la superficie de deslizamiento a medida que cambien las trayectorias de estado.

Entonces se define a la ley de control $u(t)$ como la composición de una función continua y una discontinua, las cuales actúan conjuntamente para establecer un estado sobre una referencia fija preestablecida [12].

La ley de control se denomina:

$$u(t) = u_c(t) + u_D(t) \quad (1.56)$$

Donde:

- $u(t)$*:* Ley de control en modo deslizante.
- $u_c(t)$*:* Función continua.
- $u_D(t)$*:* Función discontinua o de switcheo.

1.4.3.1 Función Continua

La función continua de la ley de control está relacionada directamente con el sistema a controlar ya que se debe elegir la superficie de deslizamiento $S(t)$, y partiendo de esto se tendrá un claro conocimiento de las fronteras en las cuales se debe encontrar el proceso, basado en el valor final de referencia preestablecido. Al tener el sistema dentro de la referencia preestablecida depende ya solamente de la superficie que el sistema se mantenga fijo en estado estable.

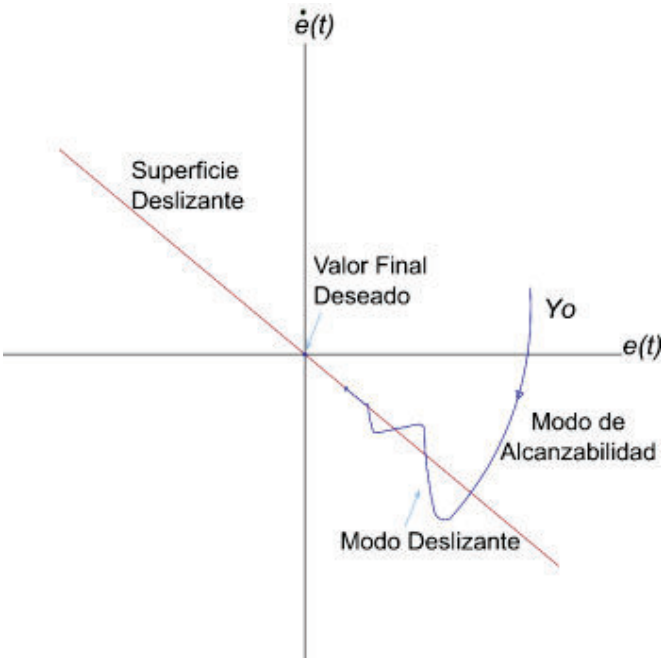


Figura 1.15 Plano de fase del control en modo deslizante [11]

Se han estudiado dos superficies de deslizamiento principales denominadas superficie derivativa e integral, las cuales se construyen a partir del orden del modelo del sistema estudiado [13].

Se define a las superficies de la siguiente forma:

Diferencial:

$$S(t) = \left(\frac{d}{dt} + \alpha\right)^n e(t)dt \quad (1.57)$$

Integral:

$$S(t) = \left(\frac{d}{dt} + \alpha\right)^n \int_0^t e(t)dt \quad (1.58)$$

Donde:

- n= orden del sistema [1, 2,….].
- $S(t)$= superficie de deslizamiento.
- α= parámetro sintonización que define la superficie.
- $e(t)$= error.

El objetivo específico de la función continua es asegurar que la variable controlada sea igual a la referencia preestablecida, y para ello debe asegura que el error siempre sea igual a cero ($e(t) = 0$). Esto se logra solamente mediante la siguiente condición, denominada condición de deslizamiento [11]:

$$\frac{dS(t)}{dt} = 0 \quad (1.59)$$

1.4.3.2 Función Discontinua o de switcheo

El modo deslizante nace de los efectos que tienen los sistemas relevadores con su característica de switcheo a una frecuencia elevada, la función que realiza el control se la define como ecuación (1.60) en función de La superficie y la acción de control u_D definida como en la ecuación (1.61) [12].

$$u_D = K_D sign(S(t)) \quad (1.60)$$

$$u_D \begin{cases} K_D \; si \;\; S(t) > 0 \\ -K_D \; si \;\; S(t) < 0 \end{cases} \quad (1.61)$$

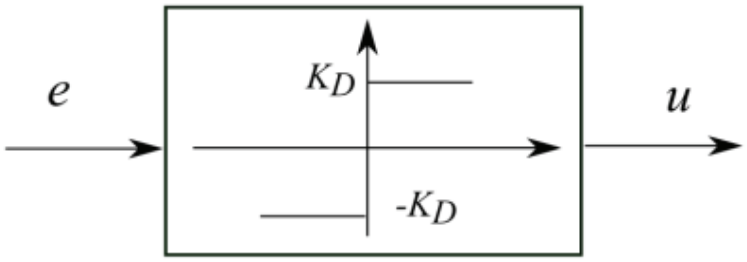


Figura 1.16 Esquema de control discontinuo [12]

Siendo K_D la ganacia de la función discontinua, y la Figura 1.16 el esquema que presenta el control discontinuo en función del error. A partir de esta función, se asegura el rápido alcance que tiene el estado de la variable a la referencia preestablecida. Es decir, cuando (Yo) se aproxima a la superficie deslizante (Figura 1.15).

1.4.3.3 Análisis de estabilidad del control por modo deslizante

Para el desarrollo del modo deslizante se recurre al teorema de estabilidad de Lyapunov [13], el cual genera las condiciones necesarias para que el sistema sea estable.

Para analizar la estabilidad se parte de una función candidata de Lyapunov $V(t)$ con derivadas parciales, definida como:

$$V(t) = \frac{1}{2}S(t)^2 \qquad (1.62)$$

Siendo $S(t)$ la superficie de deslizamiento del sistema, se debe cumplir las siguientes condiciones:

- $V(t)$ es una función positiva definida.
- La derivada de $V(t)$ es una función semidefinida negativa [13].

Es decir:

$$V(t) > o \qquad (1.63)$$

$$\frac{dV(t)}{dt} < 0 \qquad (1.64)$$

Si se cumplen las dos condiciones, entonces el punto de origen es uniformemente asintótico estable [13].

1.4.3.4 Problemas de Modo Deslizante

En la implementación del modo deslizante encontramos que en su composición se encuentra una función discontinua, debido a esto se producen variaciones bruscas al momento de efectuar la acción de control sobre la variable, lo cual resulta una baja precisión cuando se requiere controlar cualquier tipo de sistema o proceso.

Este fenómeno se denomina como *chattering,* que son oscilaciones de frecuencia y amplitud finita, esto afecta principalmente a los actuadores en los procesos, que por lo general son circuitos de potencia, los cuales presentan cierto tipo de desgaste al pasar ya algún tiempo de uso [12, 14].

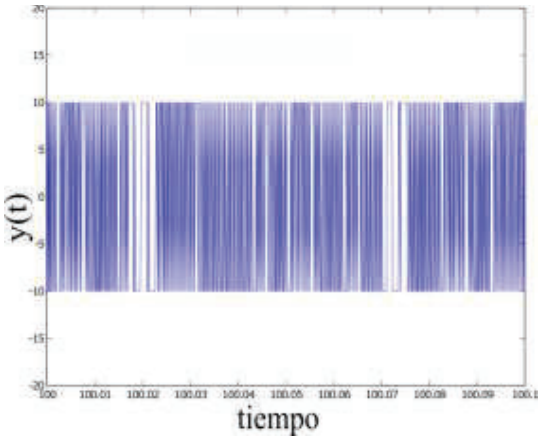


Figura 1.17 Oscilaciones presentes en el controlador (chattering) [12]

Como se observa en la Figura 1.17. La variable controlada presenta variaciones en su valor al momento de querer establecerse en la referencia.

1.4.3.3 Aplicación del Control por Modo Deslizante (SMC) a Procesos con Respuesta Inversa

Debido a que los procesos con respuesta inversa son comunes en procesos químicos, pero no tan citados, no se encuentra muchas aplicaciones de modo deslizante en estos procesos en la literatura. Una aplicación del SMC a una planta con respuesta inversa modifica el lazo de control mediante modelo interno,

el cual separa la parte que genera la respuesta inversa del proceso como se observa en la Figura 1.18, y genera el controlador en base a la parte que solo mantiene la ganancia (K) y el polo principal (τ_1) [14].

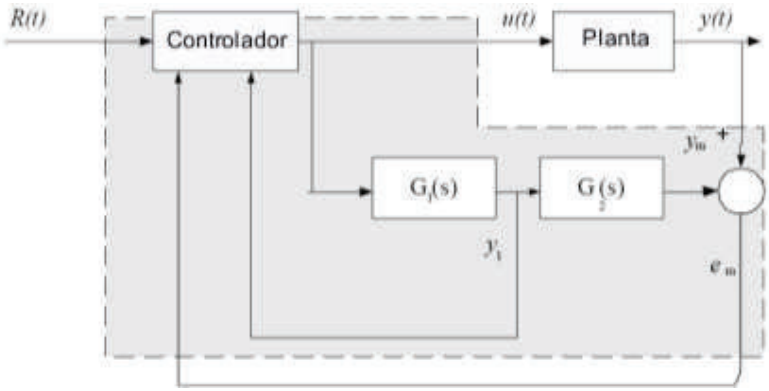


Figura 1.18 SMC fusionado con Modelo Interno [14]

En la Figura 1.18, la función $G_1(s)$ se compone de K y τ_1; $G_2(s)$ de la constante de tiempo del cero característico (η) de una función que presenta respuesta inversa y el polo secundario (τ_2). Además, $R(t)$ con $y(t)$, referencia y salida del proceso respectivamente [15].

$$G_1(s) = \frac{K}{\tau_1 s + 1} \quad (1.65)$$

$$G_2(s) = \frac{-\eta s + 1}{\tau_2 s + 1} \quad (1.66)$$

1.5 ERROR CUADRÁTICO INTEGRAL (ISE)

Analizados los controladores, en cuanto a su diseño y las ecuaciones que nos permiten generar las leyes de control para cada uno, se considera que existen índices de desempeño los cuales muestran que controlador funciona de mejor manera ante determinada situación como perturbaciones o cambios de modelo, debido a esto en el proyecto de titulación se va a detallar a continuación el índice a utilizar en función del error.

Existen criterios de estimación del error $e(t)$, los cuales se basan en tomar en cuenta la desviación que se produce entre la variable controlada y la referencia.

Puesto que el error está en función del tiempo que dura la respuesta, dicho error debe ser minimizado a cada instante. La sumatoria de errores en el transcurso del tiempo se lo puede calcular mediante la integral, que por definición es el área bajo la curva de la referencia deseada.

Para este proyecto de titulación se utilizará el criterio ISE. Este criterio utiliza el cuadrado del error, razón por la cual este método de análisis de desempeño de controladores maximiza a los errores de gran magnitud (por lo general ocurren al inicio de la respuesta, perturbaciones y cambios de referencia) y minimiza los errores de pequeña magnitud (los cuales están presentes cuando el sistema ha alcanzado el valor final requerido, es decir, en estado estable) [4].

Entonces para un sistema realimentado se define a la función de desempeño ISE con la ecuación 1.67.

$$\mathrm{ISE} = \int_0^\infty e(t)^2 dt \qquad (1.67)$$

1.6 REACTORES

Los procesos químicos son los que de manera más común evidencian respuesta inversa, un caso particular, los reactores químicos. Un reactor químico es el lugar (que puede ser un recipiente) donde se desarrolla un proceso químico (reacción química), es decir de una sustancia inicial (reactante) se obtiene otra nueva conocida como producto.

Existen varios tipos de reactores los cuales se los puede clasificar por su forma, flujo y régimen térmico, estos son: reactores discontinuos, continuo de tanque agitado y tubular como se indica en la Figura 1.19. Un proceso que presenta respuesta inversa y que es más usado en la industria química, es el reactor de tipo tanque con agitación continua (CSTR), el cual será utilizado para realizar su control en capítulos posteriores [16].

Figura 1.19 Esquema de diferentes tipos de reactores [16]

1.6.1 REACTOR DE TIPO TANQUE CON AGITACIÓN CONTINUA

Estos reactores también conocidos como CSTR por sus siglas en inglés (*Continuos-Stirred Tank Reactor*), cuentan con una entrada de reactivos y salida de productos sin interrupción, la agitación continua es de gran importancia, ya que de esta manera se garantiza que el contenido del tanque se mantenga en constante movimiento de tal manera la concentración va a ser la misma en cada punto del tanque, se dice que presentan una mezcla perfecta. La concentración, la temperatura y rapidez de reacción dentro del reactor son uniformes producto de esta mezcla completa. En la Figura 1.20 se presenta un CSTR industrial y las partes que lo constituyen.

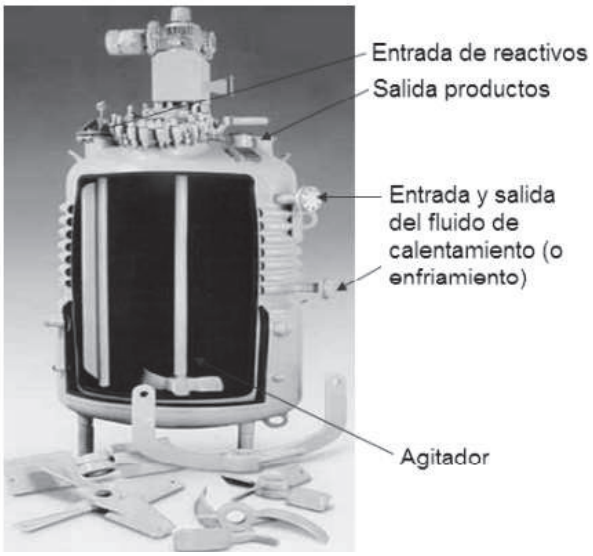


Figura 1.20 Reactor de tanque continuo agitado industrial [17]

1.6.1.1 Reacción de Van der Vusse

Una reacción que se puede realizar en este tipo de reactores es la Reacción de Van der Vusse, la que consiste en producir un compuesto B (ciclopentenol) a partir de otro componente A (ciclopentadieno). Además en el que se obtienen dos productos no deseados: componente D (diciclopentadieno) y el componente C (ciclopentenodiol). La reacción puede ser descrita por el siguiente esquema.

$$A \overset{k_1}{\rightarrow} B \overset{k_2}{\rightarrow} C \tag{1.68}$$

$$2A \overset{k_3}{\rightarrow} D \tag{1.69}$$

Al realizarse este tipo de reacción en un reactor CSTR la mezcla es perfectamente combinada, entonces todas las densidades, capacidades de calentamiento, coeficientes de transferencia son constantes en toda la reacción (esto es idealmente, las variaciones son mínimas). Este proceso químico opera isotérmicamente, por lo tanto, no requiere un balance de energía, ya que los parámetros de velocidad de reacción son contantes. El volumen V del reactor es constante y el flujo de salida va a ser igual al flujo de entrada. [18]

Para realizar el Balance de los compuestos se toma en cuenta la siguiente relación:

- Acumulación = Entrada de flujo – Salida de Flujo – Flujo Reacción.

Las ecuaciones (1.70), (1.71), (1.72) y (1.73) presentan el balance de masas que rigen a esta reacción.

$$\frac{dC_A(t)}{dt} = \frac{F_r(t)}{V}[C_{Ai} - C_A(t)] - k_1 C_A(t) - k_3 C_A^2(t) \tag{1.70}$$

$$\frac{dC_B(t)}{dt} = -\frac{F_r(t)}{V} C_B(t) + k_1 C_A(t) - k_2 C_B^2(t) \tag{1.71}$$

$$\frac{dC_C(t)}{dt} = -\frac{F_r(t)}{V} C_C(t) + k_2 C_B(t) \tag{1.72}$$

$$\frac{dC_C(t)}{dt} = -\frac{F_r(t)}{V} C_D(t) + \frac{1}{2} k_3 C_B(t) \tag{1.73}$$

La reacción que presenta respuesta inversa va a comprender solamente (1.70) y (1.71) debido a que los compuestos C y D no intervienen en el balance de masas de los compuestos A y B.

Las variables que influyen en el proceso son la siguientes:

- V es el volumen del reactor.
- $C_A(t)$ es la concentración del reactivo A en reactor.
- $C_B(t)$ es la concentración del reactivo B en reactor, que es la variable controlada en la reacción.
- $F_r(t)$ es el caudal de alimentación del producto A, que es la variable manipulada.
- k_1, k_2 y k_3 son las constantes de las velocidades de reacción.
- C_{Ai} es la concentración inicial del reactivo A, donde su variación representa las perturbaciones que se pueden dar en la reacción.

Finalmente, teniendo claro todas las características de los procesos con respuesta inversa, los tipos de controladores clásicos que se usan en estos procesos, y el uso de un controlador robusto SMC en procesos con respuesta inversa, se propone un nuevo esquema de control denominado Control por Modo Deslizante Dinámico (DSMC). Dicho esquema se obtiene al combinar el compensador de Linoya, con el Control en Modo Deslizante, y usando un modelo de una planta de segundo orden con un cero positivo. Este nuevo controlador reduce el *chattering* al momento de actuar sobre la variable controlada y tiene un buen desempeño ante problemas como errores de modelado y deterioro físico de la planta.

CAPÍTULO 2

DESARROLLO DE CONTROLADORES

En este capítulo se procederá a realizar el diseño de los controladores: PID, compensador de Linoya y el nuevo esquema propuesto DSMC, a sistemas con respuesta inversa tomando en cuenta los conceptos descritos en el capítulo 1 para su futura comparación de desempeño.

Se obtendrán los tres tipos de controladores que posteriormente serán utilizados en el siguiente capítulo en una planta lineal y una planta no lineal con respuesta inversa. Para el proceso no lineal se requiere linealizar el sistema o encontrar un sistema simplificado que se aproxime a la curva de reacción, en este caso un sistema de segundo orden con un cero positivo.

De acuerdo a la sección 1.1 el sistema con respuesta inversa toma la siguiente forma:

$$G(s) = \frac{K(-\eta s + 1)}{(\tau_1 s + 1)\,(\tau_2 s + 1)} \qquad (2.1)$$

A partir de este esquema con respuesta inversa (2.1) se van a desarrollar teóricamente los controladores clásicos junto con la nueva propuesta de ley de control mostrados a continuación en la sección 2.2.

Para sistemas no lineales con respuesta inversa o de orden superior es necesario realizar la aproximación a la función (2.1), en estos casos se va a obtener el modelo utilizando el algoritmo encontrado en [6].

2.1 CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO-PID

Como se mencionó en el capítulo 1 los controladores clásicos PID son usados en la mayoría de procesos, debido a su diseño e implementación conocido. Para los sistemas con respuesta inversa propuestos en el capítulo 3 se procede a diseñar un controlador PID siguiendo las reglas de sintonización a lazo abierto descritas en la sección 1.4.

Para realizar el controlador PID se identifica al sistema de respuesta inversa en un sistema de primer orden con tiempo de retardo (sección 1.3.1). Una vez encontrado el modelo se procede a utilizar los parámetros del modelo identificado (K, t_o, τ), para la sintonización del controlador PID.

El método que se utiliza para realizar la sintonización de los controladores (en el proceso lineal y no lineal descritos en el capítulo 3) es el propuesto por Dahlin. Este método presenta la misma ventaja del método de Ziegler-Nichols a lazo abierto, es decir, basta con el modelo de primer orden con tiempo de retardo para realizar el ajuste del controlador, además, con el uso de la Tabla 1.2, minimiza la integral del valor absoluto del error (IAE) y es para una respuesta del sistema con un sobreimpulso del 5% [4].

2.2 COMPENSADOR DE LINOYA

Para el diseño del compensador a partir de la función de transferencia que representa a la planta (2.1), se divide al modelo del proceso en dos partes (2.2), una parte contiene el cero en la parte derecha del plano “s” y la otra contiene el resto del modelo [1].

$$G(s) = G_O(s)(1 - \eta s) \quad (2.2)$$

La función $G_O(s)$ es la porción de la función de transferencia que representa el modelo del sistema $G(s)$ que tiene como componentes a los polos del sistema como se muestra en (2.3).

$$G_o(s) = \frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (2.3)$$

El esquema propuesto por Linoya tiene como objetivo reducir los efectos del cero positivo que se encuentra en la función de transferencia del proceso, para lograr esto se introduce una ganancia aplicada a $G_o(s)$, generando una nueva función de transferencia denominada $G'(s)$. Esta ganancia es identificada como λ la cual modifica la posición del cero, es decir se busca que el cero se mueva a la parte izquierda del plano *“s”.*

$$G'(s) = G_o(s)\lambda s \quad (2.4)$$

Al desarrollar el esquema de Figura 1.14, se tiene como resultado la suma de la función de transferencia principal $G(s)$, con la función de transferencia nueva $G'(s)$, dando lugar a $G^*(s)$ como se muestra en (2.5).

$$G^*(s) = G(s) + G'(s) \quad (2.5)$$

Desglosando la ecuación (2.5) se tiene como resultado lo siguiente:

$$G^*(s) = \frac{K(-\eta s + 1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} + \frac{K\lambda s}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (2.6)$$

$$G^*(s) = \frac{K[(\lambda - \eta)s + 1]}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (2.7)$$

Al analizar la ecuación (2.7), se tienen tres condiciones: $\lambda < \eta$, $\lambda = \eta$ y $\lambda > \eta$.

2.2.1 EL EFECTO DE λ SOBRE LA DINÁMICA DEL PROCESO

Para el análisis de este parámetro se toma como ejemplo el sistema lineal con la función de transferencia (2.8).

$$G(s) = \frac{-2s + 1}{(s + 2)(s + 3)} \quad (2.8)$$

El valor de λ, puede estar en los siguientes rangos $\lambda < 2$, $\lambda = 2$ y $\lambda > 2$. En el primer caso λ_1=0.5 y λ_2=1.5; en el segundo caso λ_3=2; por último $\lambda_4 = 2.5$ y $\lambda_5 = 5$. Para estos casos $G^*(s)$ toma las formas de las expresiones $G_1^*(s)$, $G_2^*(s)$, $G_3^*(s)$, $G_4^*(s)$, $G_5^*(s)$, para cada uno de los λ respectivamente.

$$G_1^*(s) = \frac{-1.5s + 1}{(s + 2)(s + 3)} \quad (2.9)$$

$$G_2^*(s) = \frac{-0.5s + 1}{(s + 2)(s + 3)} \quad (2.10)$$

$$G_3^*(s) = \frac{1}{(s + 2)(s + 3)} \quad (2.11)$$

$$G_4^*(s) = \frac{0.5s + 1}{(s + 2)(s + 3)} \quad (2.12)$$

$$G_5^*(s) = \frac{3s+1}{(s+2)(s+3)} \qquad (2.13)$$

La Figura 2.1, Figura 2.2 y Figura 2.3 muestran cómo afecta a la respuesta del sistema $G^*(s)$ y cómo se modifica la posición del cero en el plano "s" en el diagrama de lugar geométrico de las raíces, el cual es útil para analizar la respuesta transitoria y estabilidad ante los diferentes valores de λ [19].

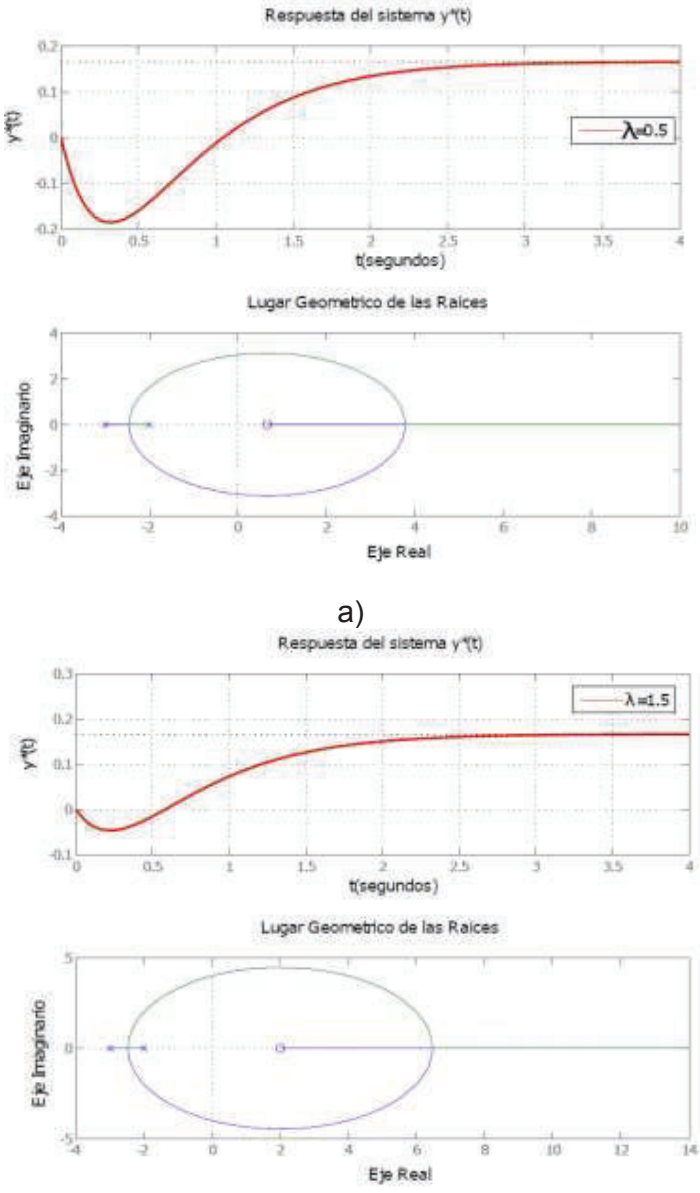
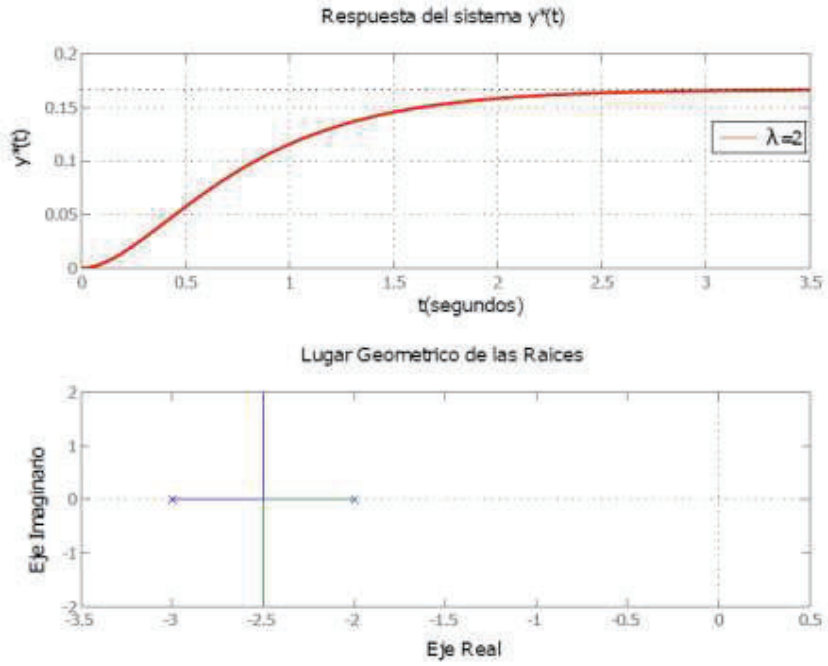
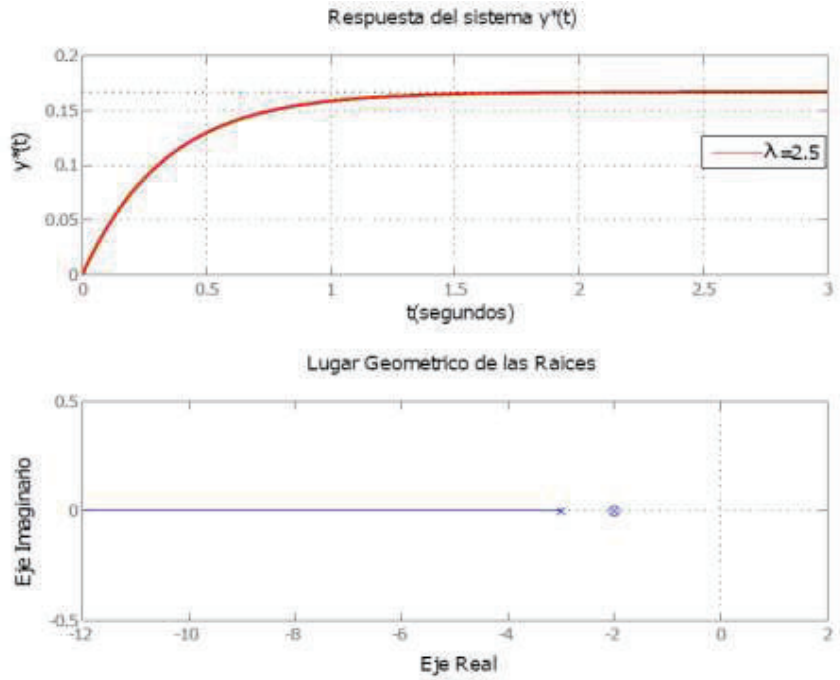


Figura 2.1 Efectos de λ en la dinámica del proceso. a) $\lambda = 0.5, G_1^*(s)$; b) $\lambda = 1.5, G_2^*(s)$; c) $\lambda = 2\,, G_3^*(s)$; d) $\lambda = 2.5, G_4^*(s)$; e) $\lambda = 4, G_4^*(s)$; f) $\lambda = 5, G_5^*(s)$. (Parte 1)

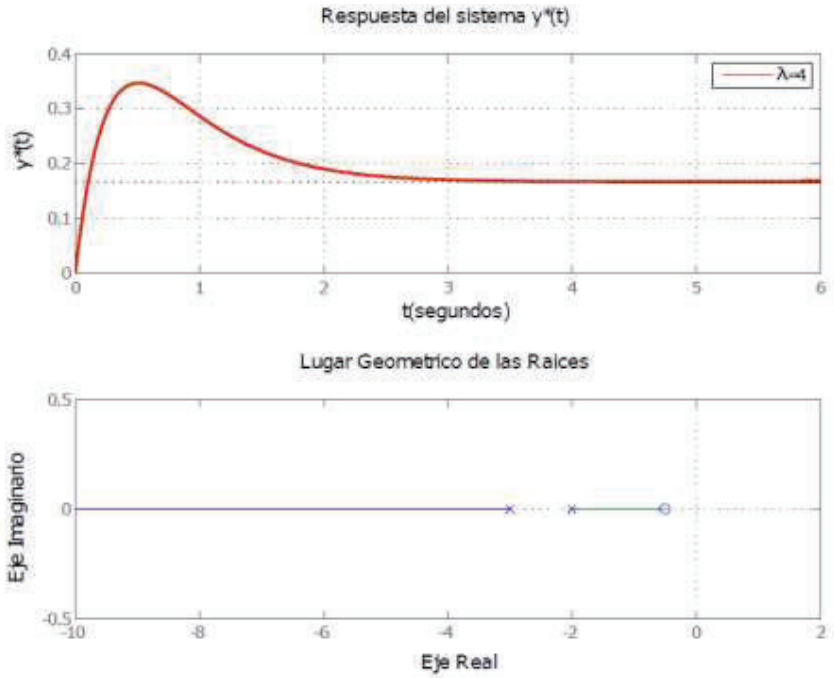


c)

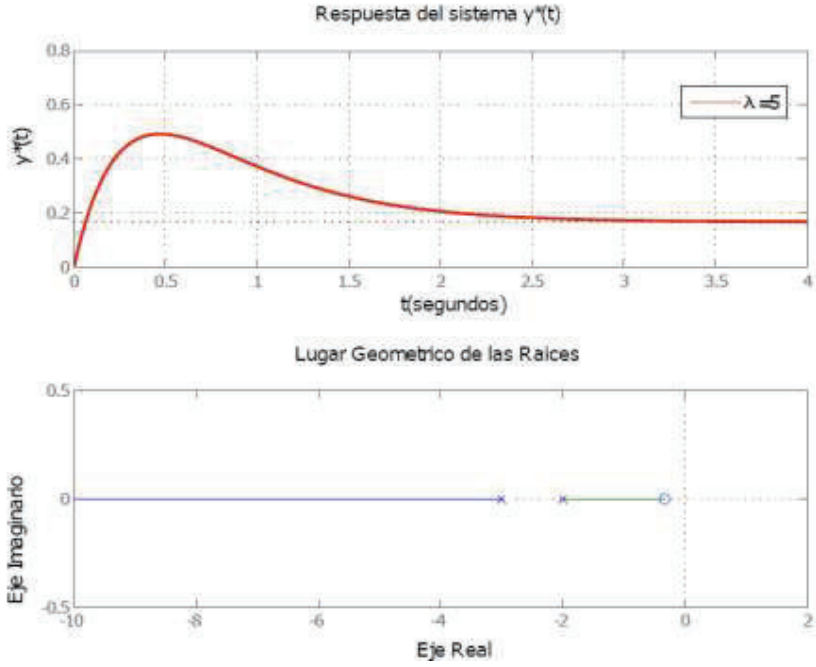


d)

Figura 2.2 Efectos de λ en la dinámica del proceso. a) $\lambda = 0.5, G_1^*(s)$; b) $\lambda = 1.5, G_2^*(s)$; c) $\lambda = 2\ , G_3^*(s)$; d) $\lambda = 2.5, G_4^*(s)$; e) $\lambda = 4, G_4^*(s)$; f) $\lambda = 5, G_5^*(s)$. (Parte 2)



e)



f)

Figura 2.3 Efectos de λ en la dinámica del proceso. a) $\lambda = 0.5, G_1^*(s)$; b) $\lambda = 1.5, G_2^*(s)$; c) $\lambda = 2\ , G_3^*(s)$; d) $\lambda = 2.5, G_4^*(s)$; e) $\lambda = 4, G_4^*(s)$; f) $\lambda = 5, G_5^*(s)$. (Parte 3)

Como se puede observar en las gráficas cuando el valor de $\lambda < 2$, el sistema presenta respuesta inversa ante una entrada paso. Si el cero se acerca al origen desde el lado derecho del plano "s" el pico inverso aumenta, lo que significa que la ganancia que hace que el sistema sea marginalmente estable tenga un rango reducido. Para $\lambda = 2$, el cero se elimina del sistema de tal forma que no presenta características de respuesta inversa y no se limita la ganancia. Para $\lambda > 2$, mientras el valor de λ aumenta el cero se acerca al origen desde el lado izquierdo del plano "s" lo que hace que exista un sobreimpulso en la respuesta y aumente el tiempo de establecimiento del sistema. En esta última condición al igual que la anterior, la ganancia no se ve limitada.

La condición que elimina el pico inverso a la respuesta del sistema es la tercera ($\lambda > \eta$), sin embargo, mientras mayor sea λ la respuesta del sistema se vuelve más lenta, por ello se recomienda al igual que en [1] y [2] que el valor que tome λ sea el expresado en (2.14), que quiere decir que λ va a tomar el valor inicial de dos veces la constante de tiempo del cero del sistema, para la sintonización del controlador.

$$\lambda = 2\eta \tag{2.14}$$

Reemplazando (2.14) en (2.7):

$$G^*(s) = \frac{K(\eta s + 1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \tag{2.15}$$

A partir de (2.15) y ante una entrada $U(s)$, se genera la función de transferencia $Y^*(s)$ que no contiene un cero positivo, el cual es característico en los sistemas con respuesta inversa, expresado en (2.16).

$$Y^*(s) = \frac{K(\eta s + 1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} U(s) \tag{2.16}$$

El controlador que se va a utilizar en el esquema de Linoya es el PID, por sus características, que previamente ya se desarrolló (sección 2.2). En la Figura 2.4 se observa al controlador que actúa en el proceso, en este caso el PID, y la función de transferencia $G'(s)$.

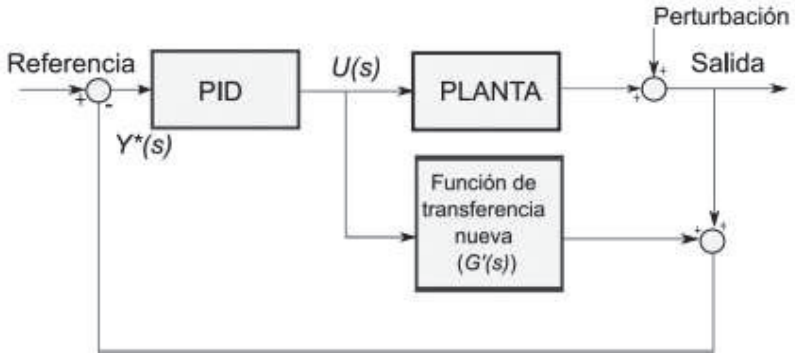


Figura 2.4 Esquema propuesto por Linoya para procesos con respuesta inversa usando el controlador PID.

2.3 DESARROLLO TEÓRICO DEL CONTROL EN MODO DESLIZANTE DINÁMICO

2.3.1 DISEÑO CONTROL POR MODO DESLIZANTE DINÁMICO

En esta sección se desarrollarán los algoritmos necesarios para obtener un controlador en modo deslizante dinámico, partiendo del modelo de la planta, de los conceptos básicos del SMC y el compensador propuesto por Linoya.

Por ello el esquema a utilizar para el desarrollo del nuevo controlador propuesto DSMC será el mismo que el de la Figura 2.4, pero en este caso el controlador ya no va a ser el PID diseñado en la sección 2.2 sino la nueva ley de control a continuación propuesta.

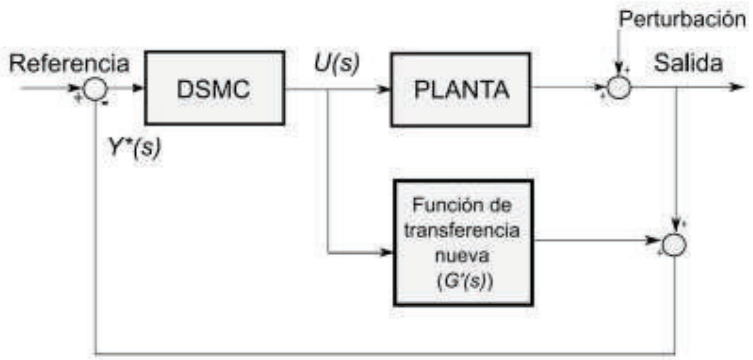


Figura 2.5 Esquema propuesto de control en modo deslizante dinámico (DSMC).

Se desarrolla el controlador desde el modelo de una planta de segundo orden con un cero positivo (2.1) , y la condición del parámetro λ (2.14) y utilizando $Y^*(s)$

(2.16). A partir de esta nueva función, se inicia el diseño del controlador teniendo en cuenta que dicha función se genera a partir del modelo original del sistema y está sujeto a errores de modelado; dicho esto se propone utilizar un método de control robusto tal como el control de modo deslizante (SMC).

Ahora siendo $Y^*(s)$ una función de transferencia de segundo orden (2.16), se elige una superficie deslizante integral (1.58), dando como resultado una superficie de la forma PID ecuación (2.17).

$$S(t) = 2\alpha . e(t) + \alpha^2 \int_0^t e(t)dt + \frac{de(t)}{dt} \quad (2.17)$$

Definida ya la superficie de deslizamiento se procede a someterla ante la condición de deslizamiento (1.59).

$$\frac{dS(t)}{dt} = \frac{d^2e(t)}{dt^2} + 2\alpha \frac{de(t)}{dt} + \alpha^2 e(t) = 0 \quad (2.18)$$

Luego el error es definido de acuerdo a la Figura 1.14 de la siguiente forma:

$$e(t) = r(t) - y^*(t) \quad (2.19)$$

Considerando que se necesita las derivadas del error en el desarrollo del controlador, obtenemos las siguientes expresiones:

$$\frac{de(t)}{dt} = \frac{dr(t)}{dt} - \frac{dy^*(t)}{dt} \quad (2.20)$$

$$\frac{d^2e(t)}{dt^2} = \frac{d^2r(t)}{dt^2} - \frac{d^2y^*(t)}{dt^2} \quad (2.21)$$

Se asume que no existen cambios de referencia en estado estacionario:

$$\frac{dr(t)}{dt} = 0 \quad (2.22)$$

$$\frac{d^2r(t)}{dt^2} = 0 \quad (2.23)$$

A continuación, se reemplaza las ecuaciones (2.20), (2.21), (2.22) y (2.23) dentro de la ecuación (2.18) obteniendo la siguiente expresión:

$$\frac{d^2y^*(t)}{dt^2} = -2\alpha\frac{dy^*(t)}{dt} + \alpha^2 e(t) \tag{2.24}$$

El parámetro α elimina $\frac{dy^*(t)}{dt}$ y el valor de éste depende del modelo estudiado, en este caso de segundo orden. Descomponiendo la función de transferencia del modelo de segundo orden obtenido en (2.16) en el dominio de Laplace obtenemos lo siguiente:

$$Y^*(s)(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1) = K(\eta s + 1)U(s) \tag{2.25}$$

$$Y^*(s)(\,\tau_2\tau_1 s^2 + (\tau_1 + \tau_2)s + 1) = K\eta s U(s) + KU(s) \tag{2.26}$$

$$\tau_2\tau_1 s^2 Y^*(s) + (\tau_1 + \tau_2)sY^*(s) + Y^*(s) = \; K\eta s U(s) + KU(s) \tag{2.27}$$

Para aplicar el control SMC, la ecuación (2.27) debe ser expresada en el dominio del tiempo, y se tiene que:

$$\tau_1\tau_2\frac{d^2y^*(t)}{dt^2} + (\tau_1 + \tau_2)\frac{dy^*(t)}{dt} + y^*(t) = K\eta\frac{du(t)}{dt} + Ku(t) \tag{2.28}$$

Reemplazando la expresión (2.24) en (2.28)

$$\tau_2\tau_1\left(-2\alpha\frac{dy^*(t)}{dt} + \alpha^2 e(t)\right) + (\tau_1 + \tau_2)\frac{dy^*(t)}{dt} + y^*(t) = K\eta\frac{du(t)}{dt} + Ku(t) \tag{2.29}$$

$$-2\alpha\,\tau_2\tau_1\frac{dy^*(t)}{dt} + \alpha^2\tau_2\tau_1 e(t) \; + (\tau_1 + \tau_2)\frac{dy^*(t)}{dt} + y^*(t) = K\eta\frac{du(t)}{dt} + Ku(t) \tag{2.30}$$

$$\frac{dy^*(t)}{dt}(\tau_1 + \tau_2 - 2\alpha\,\tau_2\tau_1) + \alpha^2\tau_1\tau_2 e(t) + y^*(t) = K\eta\frac{du(t)}{dt} + Ku(t) \tag{2.31}$$

Por fin de diseño , se busca una expresión para α la cual asegura que $\frac{dy^*(t)}{dt} = 0$:

$$\alpha = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2\tau_2\tau_1} \tag{2.32}$$

Ahora reemplazando la expresión (2.32) en (2.31), queda:

$$\left(\frac{\tau_1 + \tau_2}{2\tau_2\tau_1}\right)^2 \tau_2\tau_1 e(t) + y^*(t) = K\eta\frac{du(t)}{dt} + Ku(t) \tag{2.33}$$

Dentro del diseño $u(t)$ se convierte en $u_c(t)$ porque esta parte del controlador utiliza el sistema y la condición de deslizamiento.

$$\frac{du_C(t)}{dt} = \frac{(\tau_1 + \tau_2)^2}{4K\eta\tau_2\tau_1}e(t) + \frac{y^*(t)}{K\eta} - \frac{u_c(t)}{\eta} \tag{2.34}$$

La parte discontinua viene dada por la ecuación (1.60), por lo que el controlador dinámico tiene la forma:

$$\frac{du_C(t)}{dt} = \frac{(\tau_1 + \tau_2)^2}{4K\eta\tau_2\tau_1}e(t) + \frac{y^*(t)}{K\eta} - \frac{u_c(t)}{\eta} + K_D sign(S(t)) \tag{2.35}$$

Finalmente, la ley de control viene dada por la siguiente expresión:

$$u(t) = \int \frac{(\tau_1 + \tau_2)^2}{4K\eta\tau_2\tau_1}e(t) + \frac{y^*(t)}{K\eta} - \frac{u_c(t)}{\eta} + \int K_D sign(S(t)) \tag{2.36}$$

El controlador cuenta con tres parámetros de calibración los cuales son λ, α y K_D, pero de acuerdo al desarrollo del controlador han sido obtenidos los dos primeros parámetros λ y α, por lo cual para obtener un el valor inicial de la ganancia de la función discontinua K_D usaremos las ecuaciones de sintonización usadas en [11].

La ecuación que permite tener una noción inicial del valor de K_D esta descrita de la siguiente forma:

$$K_D = \frac{0.51}{K}\left(\frac{\tau}{\eta}\right)^{0.76} \tag{2.37}$$

A partir del valor K_D obtenido se comienza la calibración de éste tipo de controlador mediante el método de minimización del error tomando como

parámetro de calibración al mínimo valor que toma el ISE, y menor tiempo de establecimiento de la curva de respuesta mediante su comparación gráfica como se explica en el capítulo 3.

2.3.2 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

Partiendo de la ecuación (2.18) y (2.24) se obtiene la siguiente expresión de la derivada de la superficie de deslizamiento:

$$\frac{dS(t)}{dt} = -2\alpha \frac{dy^*(t)}{dt} + \alpha^2 e(t) - \frac{d^2y^*(t)}{dt^2} \qquad (2.38)$$

Ahora tomando en cuenta la ecuación (2.28) se reemplaza dentro de ella la ley de control ecuación (2.35), obteniendo la siguiente expresión:

$$\tau_2\tau_1 \frac{d^2y^*(t)}{dt^2} + (\tau_1 + \tau_2)\frac{dy^*(t)}{dt} + y^*(t) = K\eta\left[\frac{(\tau_1+\tau_2)^2}{4K\eta\tau_2\tau_1}e(t) + \frac{y^*(t)}{K\eta} - \frac{u(t)}{\eta} + K_D sign(S(t))\right] + Ku(t) \qquad (2.39)$$

Desarrollando:

$$\tau_2\tau_1 \frac{d^2y^*(t)}{dt^2} + (\tau_1 + \tau_2)\frac{dy^*(t)}{dt} = \frac{(\tau_1+\tau_2)^2}{4\tau_2\tau_1}e(t) + K.K_D sign(S(t)) \qquad (2.40)$$

$$\frac{d^2y^*(t)}{dt^2} = \frac{(\tau_1+\tau_2)^2}{4(\tau_2\tau_1)^2}e(t) + \frac{K\eta K_D}{\tau_2\tau_1}sign\big(S(t)\big) - \frac{(\tau_1+\tau_2)}{\tau_2\tau_1}\frac{dy^*(t)}{dt} \qquad (2.41)$$

Se reemplaza (2.41) en (2.38) obteniendo lo siguiente:

$$\frac{dS(t)}{dt} = -2\alpha \frac{dy^*(t)}{dt} + \alpha^2 e(t) - \left[\frac{(\tau_1+\tau_2)^2}{4(\tau_2\tau_1)^2}e(t) + \frac{K\eta K_D}{\tau_2\tau_1}sign\big(S(t)\big) - \frac{(\tau_1+\tau_2)}{\tau_2\tau_1}\frac{\mathrm{dy^*(t)}}{\mathrm{dt}}\right] \qquad (2.42)$$

Sabiendo que el valor de α este dado por la ecuación (2.32) se reemplaza en (2.42) obteniendo así la expresión de la derivada de la superficie $S(t)$.

$$\frac{dS(t)}{dt} = -\frac{K\eta K_D}{\tau_2\tau_1} sign\big(S(t)\big) \quad (2.43)$$

Cumpliendo lo siguiente:

$$\frac{dV(t)}{dt} = S(t) \quad \frac{dS(t)}{dt} < 0 \quad (2.44)$$

$$-\frac{K\eta K_D}{\tau_2\tau_1} S(t) sign\big(S(t)\big) < 0 \quad (2.45)$$

$$-\frac{K\eta K_D}{\tau_2\tau_1} |S(t)| < 0 \quad (2.46)$$

$|S(t)|$ siempre va a ser una función positiva, en consecuencia, la condición de estabilidad va a ser la siguiente:

$$\frac{K\eta K_D}{\tau_2\tau_1} > 0 \quad (2.47)$$

La relación entre la ganancia (K), el cero (η), el parámetro K_D y los dos polos del sistema (τ_2, τ_1) deben ser siempre positivos para garantizar que la derivada de la función de Lyapunov $V(t)$ sea menor que cero [13].

CAPÍTULO 3

SIMULACIÓN DE CONTROLADORES

En este capítulo se va a evaluar el desempeño de los controladores desarrollados en el capítulo 2 mediante simulaciones realizadas con el software matemático Matlab, tomando en cuenta a dos tipos de sistemas con respuesta inversa. Se utilizará una planta lineal de segundo orden y una planta no lineal.

Para la planta lineal se procederá a simular el diseño de los 3 controladores directamente, tomando la función de transferencia en el dominio de Laplace "s". Para la planta no lineal, se encuentra una función de transferencia que emule la dinámica del sistema, es decir, se linealiza al sistema. Para este proyecto de titulación se utiliza un método de aproximación a sistemas no lineales con respuesta inversa a un sistema lineal. El cual presenta un cero positivo y dos polos, convirtiéndose en un sistema de segundo orden. A partir de esto se procederá a simular los 3 esquemas de control propuestos en el capítulo 2.

3.1 SISTEMA LINEAL

Un sistema lineal está caracterizado principalmente por su función de transferencia la cual nos da una idea general de cómo se comporta determinado fenómeno. [1] [20].

Para el desarrollo de la ley de control se propone utilizar una planta lineal, $G(s)$ que en su función de transferencia posea un cero en el semiplano derecho del plano "s", dando como resultado un sistema con respuesta inversa [1].

$$G(s) = \frac{2(1-4s)}{(5s+1)(2s+1)} \tag{3.1}$$

$$G(s) = \frac{6}{(5s+1)} - \frac{4}{(2s+1)} \tag{3.2}$$

Para garantizar que el sistema tenga respuesta inversa tomamos en cuenta las condiciones de (1.17) Sabiendo que: τ_1= 5, $\tau_2 = 2$, η = 4, $s = 1/4$, K_1 = 6, K_2 = 4.

$$\frac{5}{2} > \frac{6}{4} > 1 \qquad (3.3)$$

Así mismo, para determinar las características de respuesta inversa se procede a obtener la respuesta a una señal paso de magnitud uno, obteniendo de esta forma la curva de reacción a lazo abierto.

Figura 3.1 Esquema de respuesta a lazo abierto del sistema lineal.

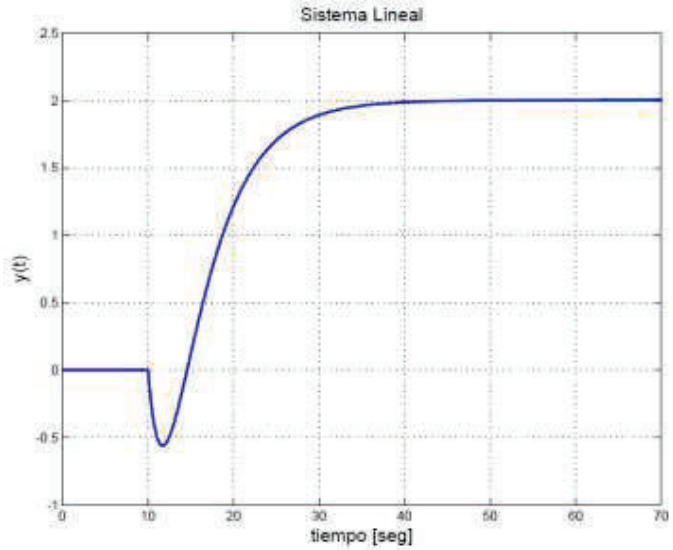


Figura 3.2 Respuesta a lazo abierto del sistema lineal.

La respuesta del sistema lineal a lazo abierto nos muestra claramente la presencia de respuesta inversa y error de posición debido a que el valor en estado estacionario del sistema tiene un valor de 2 unidades.

Con la respuesta del sistema lineal en lazo abierto se procede a simular los tres tipos de controladores iniciando con el PID, luego el compensador propuesto por Linoya que usa como controlador al PID, y al final el control en modo deslizante dinámico (DSMC).

Las pruebas a las que será sometido el sistema lineal corresponden a cambios de referencia bruscos, perturbaciones de diferente valor, e introducción de ruido

a la salida del mismo, y así observar el desempeño de cada tipo de controlador tomando en cuenta el tiempo de subida (t_r), el tiempo de establecimiento (t_s) el máximo sobrepico o sobre impulso ($M_p(\%)$) y el pico inverso ($M_i(\%)$).

3.1.1 SIMULACION DEL CONTROLADOR PID

De acuerdo a las secciones 1.4.1.4, 2.1 y la Tabla 1.2, para desarrollar el controlador PID se procede a aproximar al sistema lineal original (ecuación (3.1)) a uno de primer orden con retardo tomando en cuenta la sección 1.3.1, obteniendo lo siguiente modelo:

$$G(s) = \frac{2e^{-4.82s}}{5.6s + 1} \qquad (3.4)$$

La Figura 3.2 muestra la curva de respuesta aproximada a un sistema de primer orden con retardo, la cual nos va a servir para la calibración del controlador PID mediante las reglas de sintonización descritas en el capítulo 1.

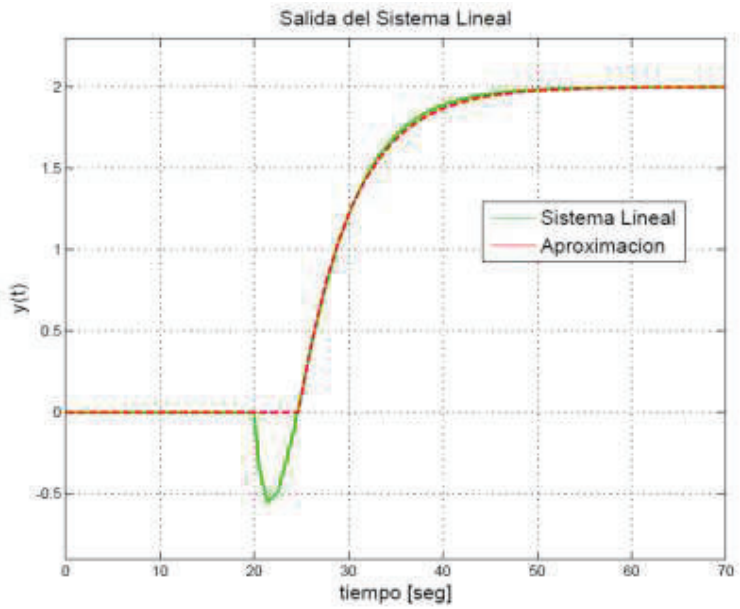


Figura 3.3. Respuesta del sistema lineal a lazo abierto

Obteniendo ya la curva de reacción se procede a calcular el controlador PID en el dominio de Laplace tomando en cuenta la Tabla 1.2 de la siguiente forma:

$$PID(s) = 0.29\left(1 + \frac{1}{5.6s} + 2.41s\right) \qquad (3.5)$$

3.1.1.1 Cambios de Referencia

Los cambios de referencia simulados para el sistema de control serán: cambios de referencia igual al cambio del 0 al 100%, cambios de referencia combinados y cambios de referencia en pasos de 20 %.

La Figura 3.4 presenta el primer cambio de referencia en un valor del 0 al 100% de la señal máxima de salida del proceso y la Tabla 3.1 los parámetros obtenidos a este cambio.

En la Figura 3.5 se observa como el sistema de control responde ante cambios de referencia para un paso positivo y un negativo, para un cambio igual al 80% y al -20% y la Tabla 3.2 los parámetros obtenidos a estos cambios.

En la Figura 3.6 se observa la respuesta del sistema ante set-points consecutivos del 20% cada uno.

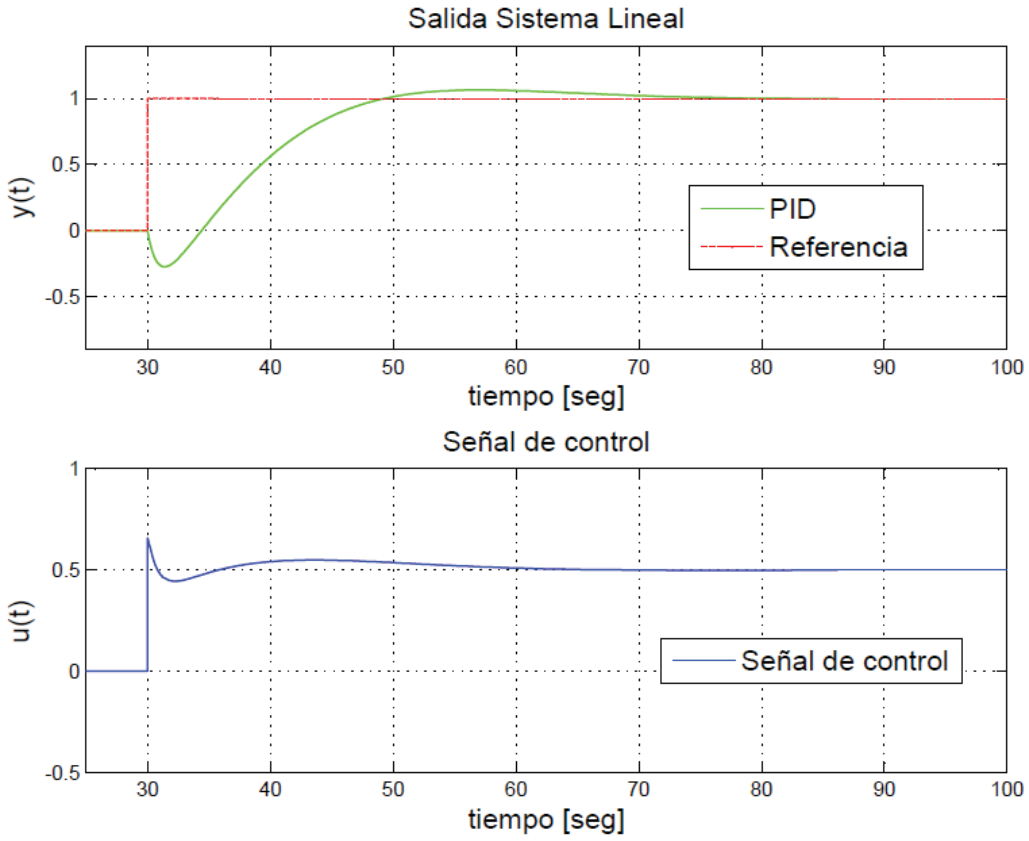


Figura 3.4 Respuesta a lazo cerrado del sistema lineal con el controlador PID, ante un cambio de referencia igual al 100%.

Tabla 3.1. Tabla de parámetros de respuesta del sistema lineal ante un cambio de referencia del 0 al 100%, para el controlador PID.

Paso positivo: 100%
$M_p(\%) = 6.63\%$
$M_i(\%) = 27.23\%$
$t_r = 10.46s$
$t_s = 39.47s$

En la Figura 3.4 y en base a los resultados de los parámetros de la respuesta del sistema presentados en la Tabla 3.1, el sistema llega a estabilizarse en el valor de referencia designado con una respuesta suave.

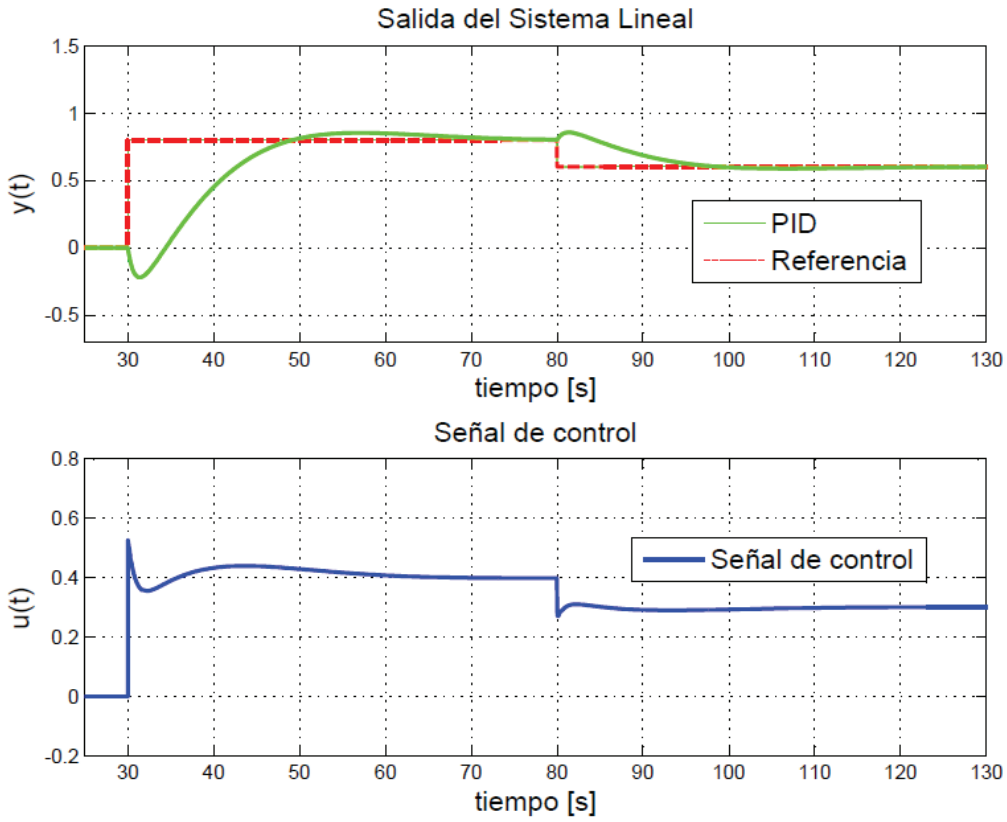


Figura 3.5 Respuesta en lazo cerrado del sistema lineal con el controlador PID, ante cambios de referencia combinados.

Tabla 3.2. Tabla de parámetros de respuesta del sistema lineal ante un cambio de referencia del 0 al 80% y del 80% al 60%, para el controlador PID.

Paso positivo 80%	**Paso negativo 20%**
$M_p(\%) = 6.47\%$	$M_p(\%) = 6.4\%$
$M_i(\%) = 27.4\%$	$M_i(\%) = 27.41\%$
$t_r = 10.5s$	$t_r = 10.5s$
$t_s = 39.16s$	$t_s = 23.4s$

En la Figura 3.5 la señal de control $u(t)$ presenta picos transitorios cuando se da una nueva referencia.

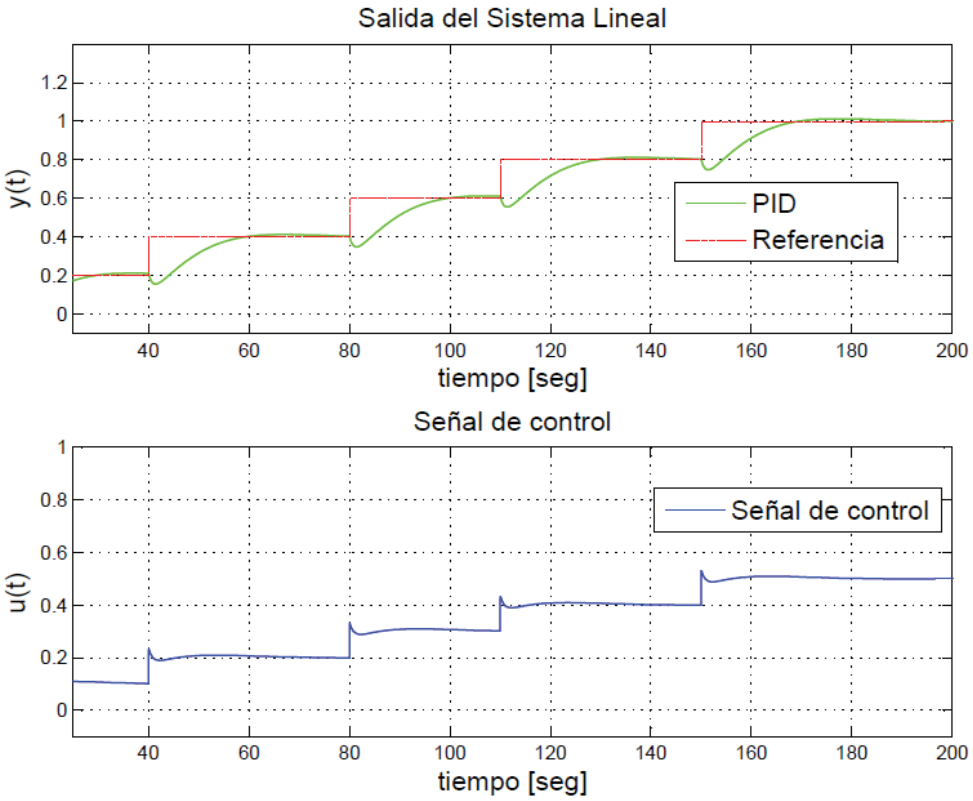


Figura 3.6 Respuesta a lazo cerrado del sistema lineal con el controlador PID, ante cambios de referencias en pasos de 20%.

En la Figura 3.6 se observa que el controlador PID debido a tener una respuesta un poco lenta, no llega a estabilizarse en la referencia al momento de fijar varios set-points consecutivos.

El controlador PID en este sistema hace que disminuya la respuesta inversa, presente un sobrepico de valores menores al 10%, tanto para un paso positivo como un paso negativo, no obstante, si se requieren cambios en tiempos cercanos los valores de referencia no serán alcanzados.

3.1.1.2 Perturbaciones

La Figura 3.7 presenta la respuesta del sistema lineal con el controlador PID, el cual es sometido a perturbaciones del 30% y del 10%.

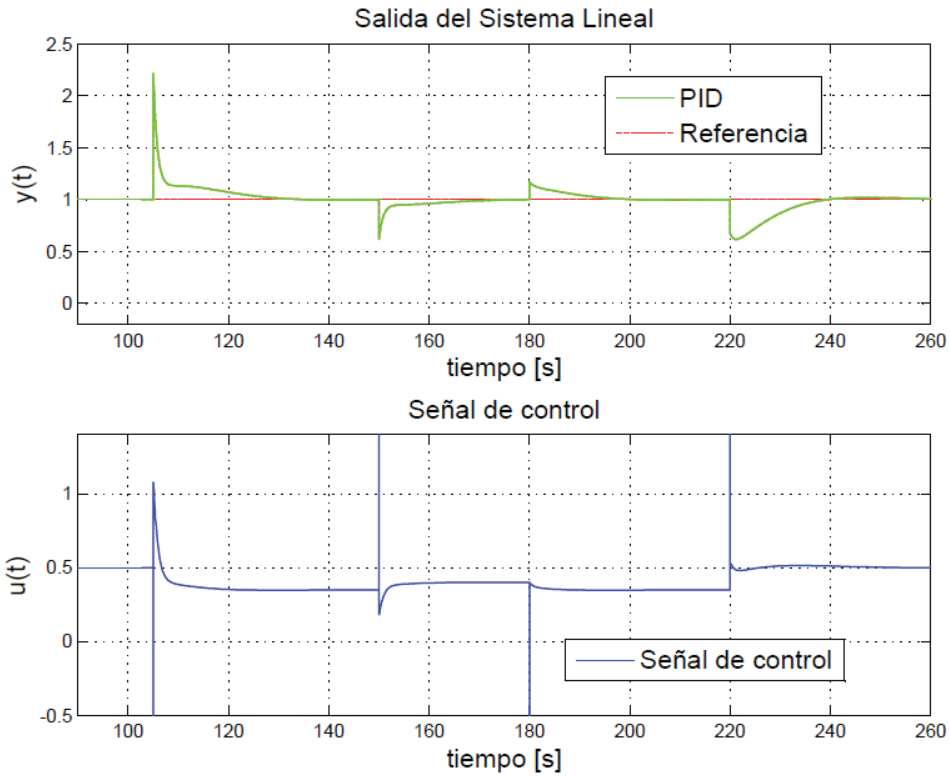


Figura 3.7 Respuesta a lazo cerrado del sistema lineal con el controlador PID, ante la presencia de perturbaciones.

En la Figura 3.7 se observa cómo se comporta el sistema ante estos eventos, dándose a notar que la señal de control $u(t)$ produce sobrepicos de valores altos debido a la parte derivativa del controlador, ya que, estos valores sobrepasan la máxima tolerancia de operación de cualquier elemento final de control.

3.1.1.3 Señal con Ruido

Dentro de un sistema que va a ser implementado eléctricamente hablando, siempre va a existir señales accidentales no deseadas, conocidas como señales de ruido, las cuales pueden ser suaves o abruptas [21]. Este fenómeno se presenta en las señales de adquisición de datos que a su vez se ven reflejadas en las señales de control, debido a esto es necesario tomar en cuenta a señales parásitas. Por lo tanto, se procederá a someter a éste sistema ante señales de ruido $r(t)$, y observar mediante simulaciones como el controlador actúa ante este tipo de señales [1].

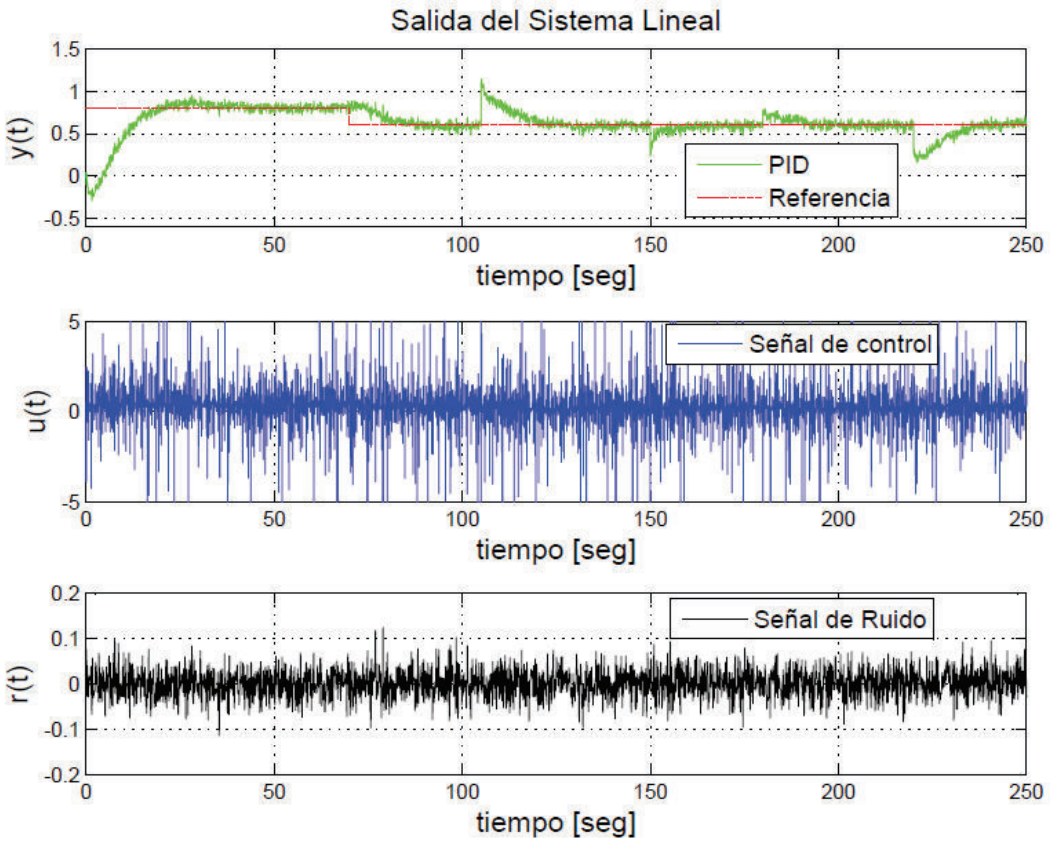


Figura 3.8 Respuesta a lazo cerrado del sistema lineal ante presencia de ruido, con el controlador PID.

La señal de ruido introducida posee una magnitud de $r(t)$ =10% y como se puede observar la señal de control presenta sobrepicos y el ruido afecta de manera significativa debido al termino derivativo que es parte del controlador PID.

3.1.2 SIMULACION DEL COMPENSADOR DE LINOYA

Desarrollado el controlador PID, se procede a obtener la función de transferencia que junto a este controlador se convertirán en el compensador propuesto por Linoya. Para dicho controlador se realizarán las mismas pruebas de cambios de referencia, perturbaciones y presencia de ruido.

Luego, se obtiene la función $G'(s)$ a partir de (2.3) (2.4) de la siguiente forma:

$$G_o(s) = \frac{2}{(5s+1)(2s+1)} \quad (3.6)$$

$$G'(s) = \frac{2}{(5s+1)(2s+1)}\lambda s \quad (3.7)$$

Y de acuerdo a la condición planteada en (2.14) tenemos:

$$\lambda = 2(4) = 8 \quad (3.8)$$

Finalmente es obtenida la función de transferencia $G'(s)$ mostrada en (3.9)

$$G'(s) = \frac{16s}{(5s+1)(2s+1)} \quad (3.9)$$

La función de transferencia generada de acuerdo a (2.15) es la siguiente:

$$G^*(s) = \frac{2(4s+1)}{(5s+1)(2s+1)} \quad (3.10)$$

Obteniendo como parámetros a las siguientes constantes: τ_1= 5, $\tau_2 = 2$, η = 4, $s = -1/4$, resultando de forma clara un sistema que presenta un cero en el lado izquierdo del plano “s”. El nuevo esquema desarrollado será sometido a cambios de referencia, perturbaciones y ruido al igual que el controlador PID, mostradas a continuación.

3.1.2.1 Cambios de Referencia

En la Figura 3.9 se presenta el comportamiento del sistema cuando se realiza un cambio de referencia al sistema de 0 al 100% y la Tabla 3.3 los parámetros obtenidos a este cambio.

La Figura 3.10 muestra el comportamiento del sistema cuando se tiene dos cambios de referencia, un paso positivo igual al 80% y un paso negativo igual a

20% de la señal maxima de control la y Tabla 3.4 los parámetros obtenidos a estos cambio.

La Figura 3.11 muestra cómo se comporta el sistema de control ante varios cambios de referencia de un valor de 20% de la señal máxima.

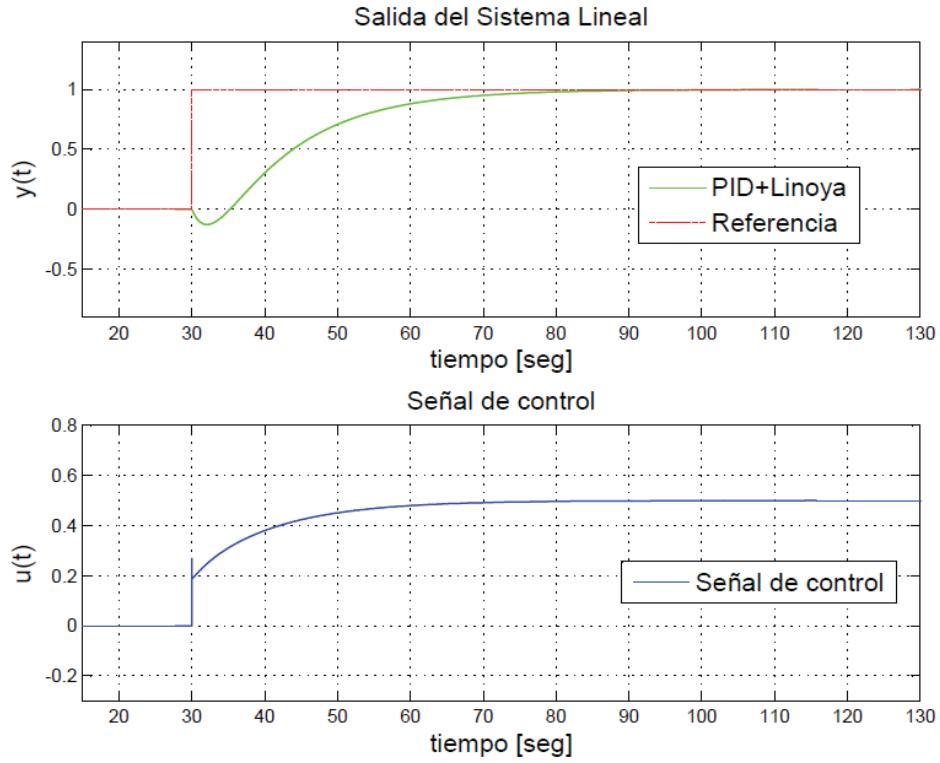


Figura 3.9 Respuesta a lazo cerrado del sistema lineal con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID, ante un cambio de referencia igual al 100%.

Tabla 3.3. Tabla de parámetros de respuesta del sistema lineal ante un cambio de referencia del 0 al 100%, para el compensador de Linoya combinado con el controlador PID.

Paso positivo: 100%
$M_p(\%) = 0\%$
$M_i(\%) = 12.82\%$
$t_r = 25.25s$
$t_s = 48.76s$

La respuesta del sistema no presenta sobreimpulso ($M_p(\%) = 0\%$). A pesar que la a señal de control $u(t)$ posee sobrepicos, estos no son de valores perceptibles.

Al introducir la función de transferencia $G'(s)$, se observa que la señal de control no es tan agresiva como la del controlador PID, y esta disminuye el pico inverso de la salida del sistema.

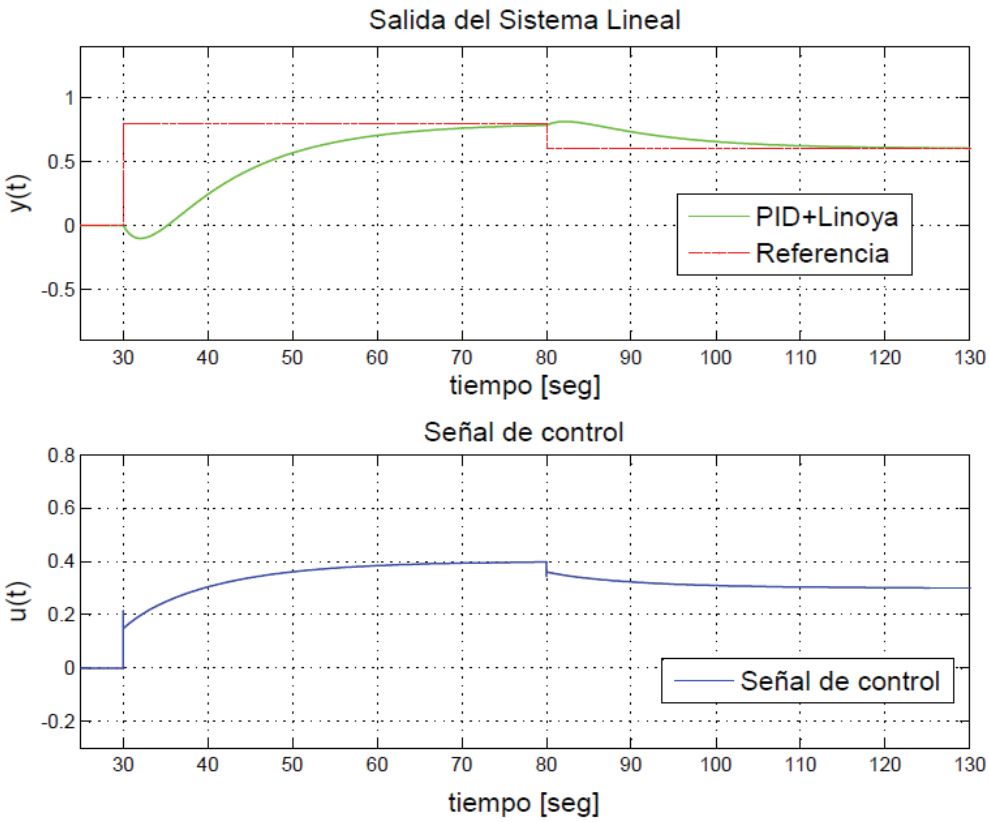


Figura 3.10 Respuesta en lazo cerrado del sistema lineal con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID, ante cambios de referencia combinados.

Al igual que en el cambio de paso del 0 al 100% se puede observar que el compensador disminuye casi por completo la respuesta inversa, tanto para el paso positivo como negativo. A continuación en la Tabla 3.4 se puede comprobar que el compensador no disminuye su desempeño cuando se hacen cambios de referencias negativos.

Tabla 3.4. Tabla de Parámetros de respuesta del sistema lineal ante un cambio de referencia del 0 al 80% y del 80% al 60%, para el compensador de Linoya combinado con el controlador PID.

Paso positivo 80%	Paso negativo 20%
$M_p(\%) = 0\%$	$M_p(\%) = 0\%$
$M_i(\%) = 12.82\%$	$M_i(\%) = 12.82\%$
$t_r = 25.25s$	$t_r = 25.24s$
$t_s = 48.76s$	$t_s = 48.74s$

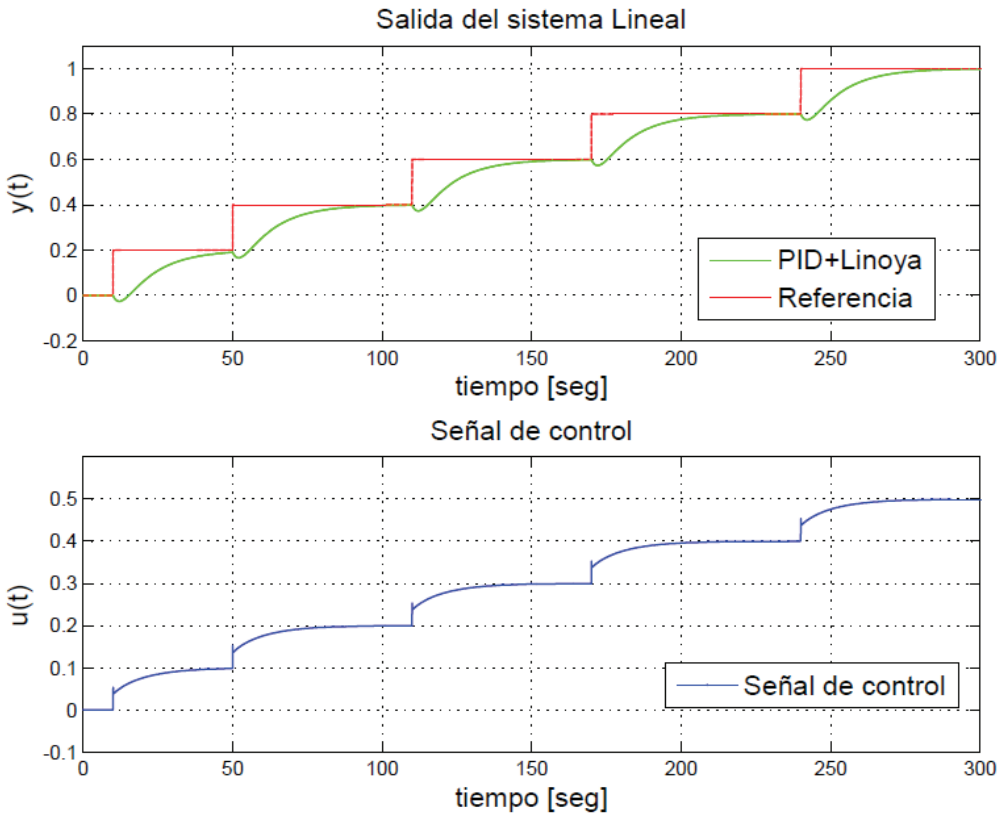


Figura 3.11 Respuesta a lazo cerrado del sistema lineal con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID, ante cambios de referencias en pasos de 20%

El compensador de Linoya responde adecuadamente, es decir, disminuye el pico inverso y sigue la referencia establecida ante los cambios de referencia consecutivos positivos del 20%.

3.1.2.2 Perturbaciones

En la Figura 3.12 el sistema lineal es sometido a perturbaciones del 30% y del 10 %.

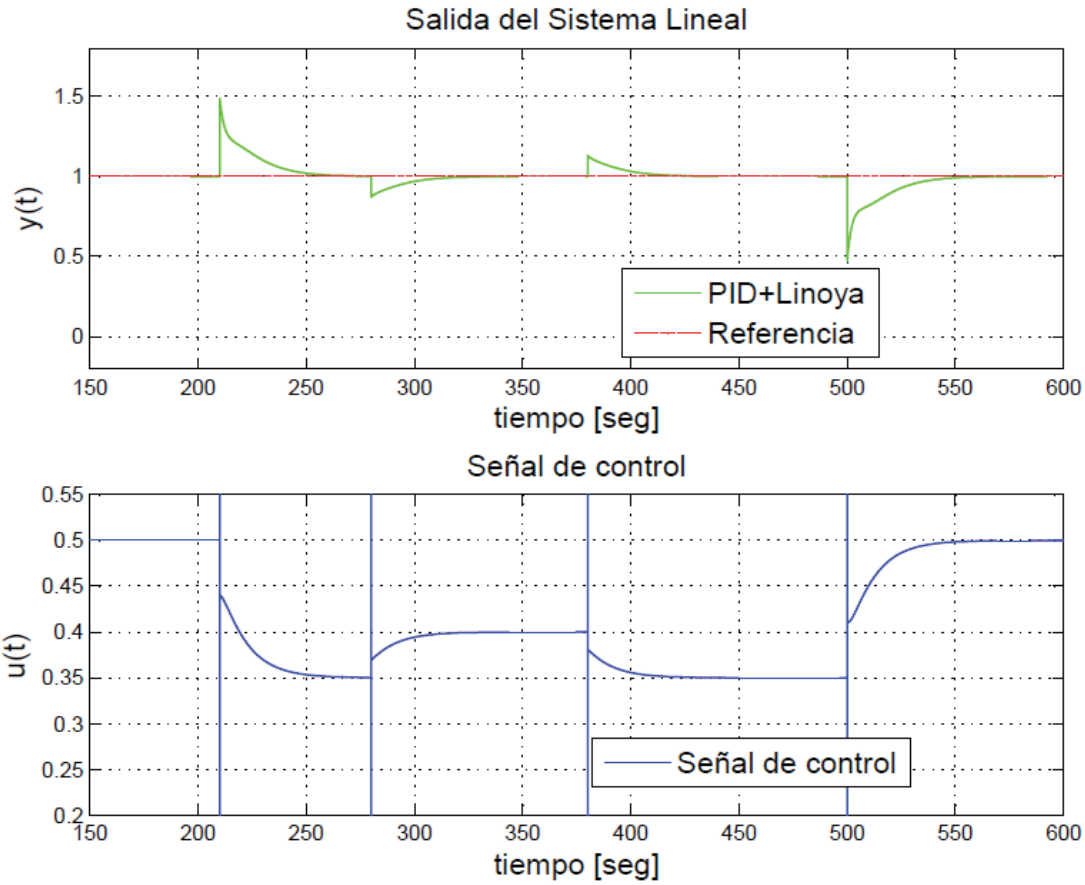


Figura 3.12 Respuesta a lazo cerrado del sistema lineal con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID, ante la presencia de perturbaciones.

La Figura 3.12 al igual que la Figura 3.7 poseen en la señal de control $u(t)$ sobrepicos infinitos, con esto la implementación de este sistema de control a un proceso, resulta difícil, pues requiere de elementos adicionales para limitar el rango en que va a funcionar el compensador.

3.1.2.3 Señal con Ruido

Se evaluará el desempeño del compensador de Linoya (que utiliza como parte de su esquema al controlador PID) ante la presencia de ruido, ya que se introduce un elemento derivativo (λs) en el sistema. En consecuencia, se puede generar un comportamiento equivocado, dependiendo la magnitud de ruido al que sea expuesto el sistema puede afectar a los elementos de control [22].

Como se observa en la Figura 3.13, la presencia de ruido $r(t)$ no afecta de manera significativa al desenvolvimiento del sistema, a pesar de que el controlador presenta picos infinitos al igual que el controlador PID. El controlador pese a estas condiciones lleva a la señal de salida hacia el valor deseado, sin embargo, en la práctica una señal de ruido de este tipo no permite el control del sistema.

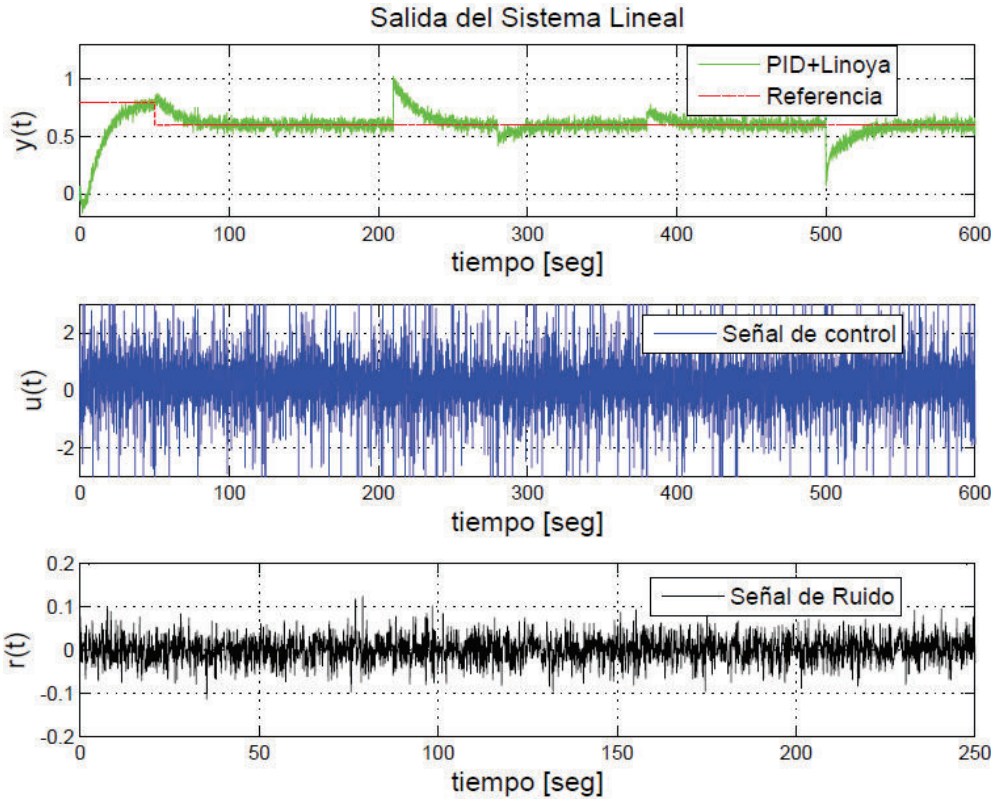


Figura 3.13 Respuesta a lazo cerrado del sistema lineal ante presencia de ruido, con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID.

3.1.3 SIMULACIÓN DEL CONTROLADOR EN MODO DESLIZANTE DINÁMICO

Desarrollados y simulados los controladores PID y Linoya se procede a simular el Controlador en Modo Deslizante Dinámico partiendo de las ecuaciones del capítulo 2, específicamente de (2.36), para ello obtenemos la ley de control a continuación:

$$u(t) = \int 1.25\alpha^2 e(t) + \frac{y^*(t)}{8} - \frac{u_c(t)}{4} + \int K_D sign(S(t)) \qquad (3.11)$$

3.1.3.1 Sintonización de parámetros

Para realizar la simulación del sistema con el controlador DSMC se procede a sintonizar los parámetros $\lambda, K_D \; y \; \alpha$. Para cada uno se realizará un análisis variando uno y manteniendo constantes los dos restantes. Los valores iniciales son los dados en el desarrollo del controlador en el capítulo 2.

El valor de λ se obtiene con (2.14) y toma el valor dado por (3.8). Este parámetro puede ser sintonizado considerando que cuando mayor sea el proceso tardará más tiempo en llegar al valor de referencia, pero disminuye el pico inverso.

Donde el valor de K_D viene dado por la expresión (2.37), entonces se tiene:

$$K_D = \frac{0.51}{2}\left(\frac{5}{4}\right)^{0.76} = 0.3 \qquad (3.12)$$

Con este valor de K_D se procede a encontrar un rango en el que se puede situar este parámetro en base a un factor de desempeño. Este método consiste en generar una gráfica de ISE vs K_D, el cual ayudará a seleccionar un valor de K_D que se ajuste mejor al control del sistema. El factor multiplicativo se genera en pasos incrementales de 0.5 y se lo multiplica por el K_D original , obteniendo así distintos valores de ISE, $M_p(\%)$ y $M_i(\%)$ como se muestra en la

A partir de los valores dados en la Tabla 3.5 se muestra como se comportan los parametros ISE, $M_p(\%)$ y $M_i(\%)$ con respecto a un factor multiplicativo y en la Figura 3.14, Figura 3.15 y Figura 3.16 se puede apreciar estos resultados gráficamente.

Tabla 3.5 Tabla de análisis de K_D en el sistema lineal

FACTOR	K_D	ISE	M_p(%)	M_i(%)
0,5	0,15	11,59	24,2	31,31
1	0,3	10,13	10,72	44,88
1,5	0,45	9,68	7,65	47,09
2	0,6	9,44	6,2	47,43
2,5	0,75	9,29	5,39	47,37
3	0,9	9,2	4,87	47,2
3,5	1,05	9,13	4,52	47,02
4	1,2	9,08	4,27	46,86
4,5	1,35	9,04	4,07	46,71
5	1,5	9	3,92	46,57
5,5	1,65	8,98	3,8	46,46
6	1,8	8,95	3,7	46,36
6,5	1,95	8,93	3,61	46,28
7	2,1	8,92	3,54	46,2
7.5	2.25	8.9	3.48	46.13
8	2.4	8.89	3.42	46.07
8.5	2.55	8.88	3.38	46.01
9	2.7	8.87	3.34	45.96
9.5	2.85	8.86	3.3	45.92
10	3	8.86	3.27	45.87

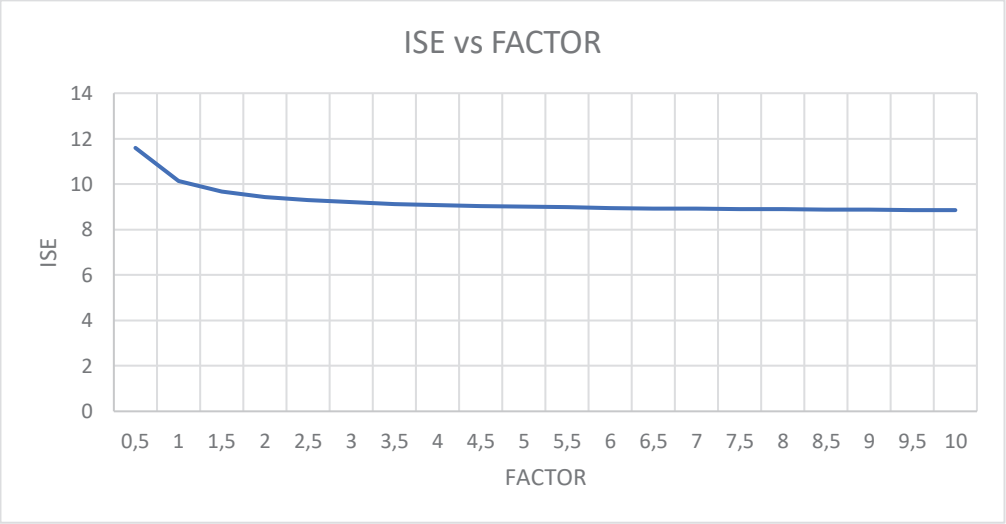


Figura 3.14 Gráfica de análisis de K_D y la influencia del factor multiplicativo en el ISE, en el sistema lineal.

En la Figura 3.14, al aumentar el factor multiplicativo el ISE tiende a ser constante a partir de un factor igual a 4, pues como se aprecia en la Tabla 3.5 los cambios son del 0.04 a 0.01.

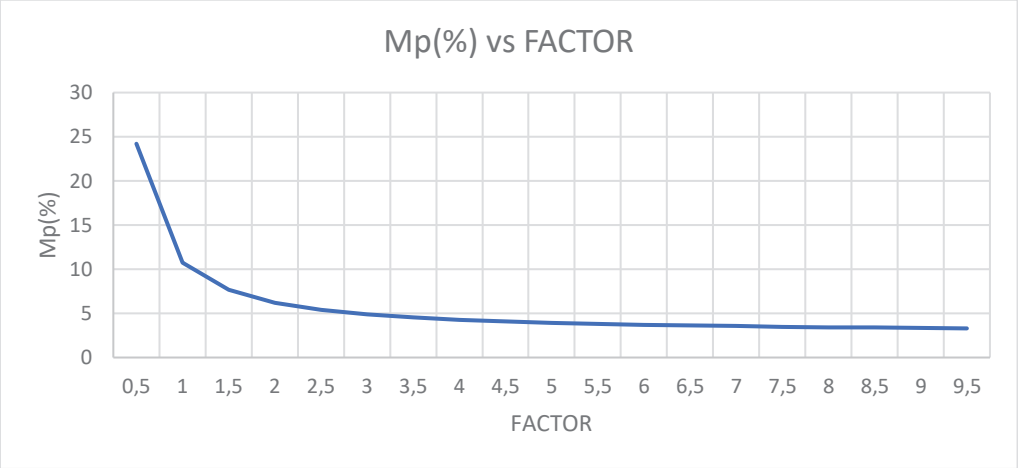


Figura 3.15 Gráfica de análisis de K_D y la influencia del factor multiplicativo en el $M_p(\%)$, en el sistema lineal.

En la Figura 3.15 se observa como disminuye el $Mp(\%)$ al aumentar el factor multiplicativo, sin embargo este se empieza a estabilizar en desde el factor igual 4.

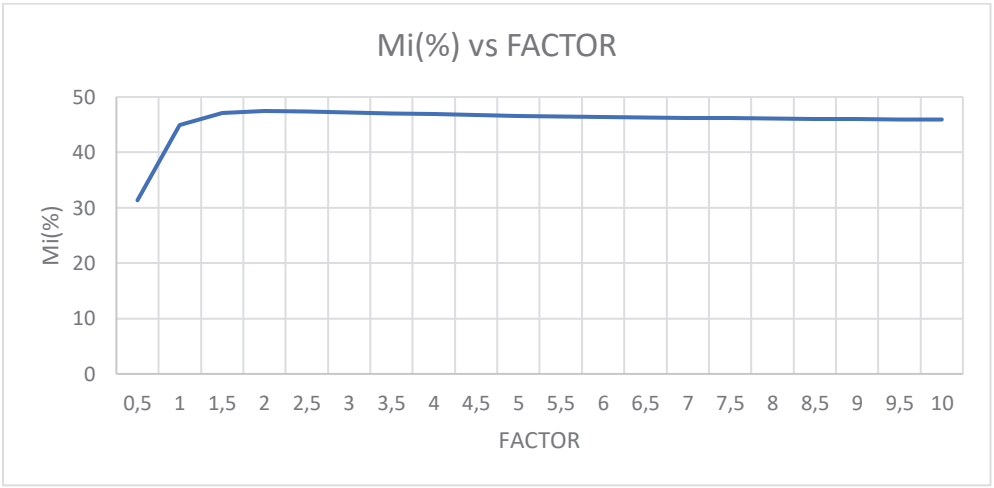


Figura 3.16 Gráfica de análisis de K_D y la influencia del factor multiplicativo en el $M_i(\%)$, en el sistema lineal.

En la Figura 3.16 el $M_i(\%)$ aumenta hasta que se estabiliza en un factor multiplicativo de 5.

Con los resultados obtenidos en la Tabla 3.5 y en las gráficas Figura 3.14, Figura 3.15 y Figura 3.16 se escogió un factor multiplicativo de valor 5, por ende el valor de K_D es igual a 1.5. El factor 5 a pesar de no ser el que presente menor $M_p(\%)$, $M_i(\%)$ o ISE fue seleccionado debido a que desde a este valor los cambios en dichos parámetros ya no son significativos, y así no se tiene un K_D elevado, el cual como consecuencia aumenta el *chattering* (tanto en amplitud como en frecuencia), en la señal de control.

Para encontrar el valor del parámetro α se realiza el mismo procedimiento que para K_D, en base a esto se tienen los siguientes resultados:

Tabla 3.6 Tabla de análisis de α en el sistema lineal

FACTOR	α	ISE	$M_p(\%)$	$M_i(\%)$
0,5	0,175	9,578	10,17	29,5
0,6	0,21	9,369	8,8423	33,5172
0,7	0,245	9,2291	7,5202	37,1686
0,8	0,28	9,1296	6,2339	40,5343
0,9	0,315	9,0594	5,0351	43,6588
1	0,35	9	3,9245	46,5789
1,1	0,385	8,9691	2,9177	49,3387
1,2	0,42	8,9411	2,0256	51,9242
1,3	0,455	8,9205	1,2675	54,3756
1,4	0,49	8,9055	0,6572	56,7156
1,5	0,525	8,8949	0,2166	58,9382
1.6	0.56	8.918	0.109	61.079
1.7	0.595	8.898	0.1355	62.853
1.8	0.63	8.885	0.1277	64.549
1.9	0.665	8.868	0.114	66.839
2	0.7	8.852	0.157	67.954
2.1	0.735	8.838	0.2	70.195
2.2	0.77	8.825	0.129	71.337

Dada la Tabla 3.6 se muestra como se comportan los parametros ISE, $M_p(\%)$ y $M_i(\%)$ con respecto a un factor multiplicativo. En la Figura 3.17, Figura 3.18 y Figura 3.19, se observa graficamente como influye aumentar el factor multiplicativo, pero esto nos da una idea de que valor α es el mejor para las simulaciones.

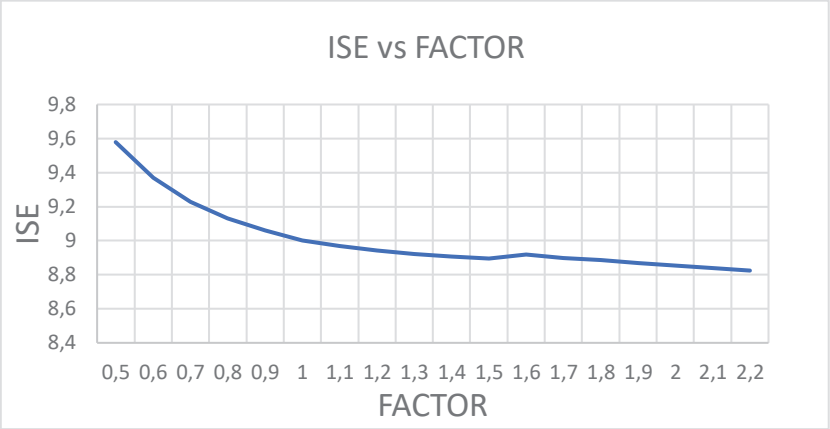


Figura 3.17 Gráfica de análisis de α y la influencia del factor multiplicativo en el ISE, en el sistema lineal.

El cambio que tiene el ISE cuando se varía el factor multiplicativo está en un rango muy limitado, con respecto al ISE cuando el factor multiplicativo es de valor igual a 1. Por lo tanto, el índice de desempeño para valores de factor multiplicativo mayores a 1, no tendrían un efecto notorio. Para este caso el valor de α original, presenta características parecidas a valores superiores de α.

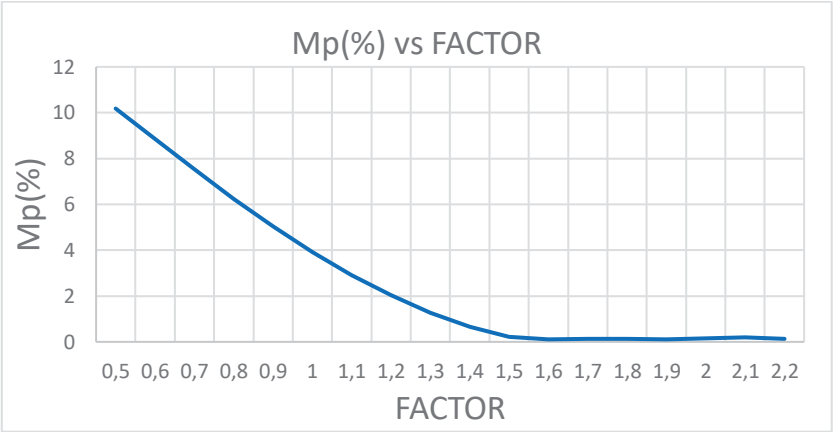


Figura 3.18 Gráfica de análisis de α y la influencia del factor multiplicativo en el $M_p(\%)$, en el sistema lineal.

Para el análisis del $M_p(\%)$ con respecto a el factor multiplicativo para α como lo muestra Figura 3.18, para valores superiores a un factor multiplicativo igual a 1.4 el $M_p(\%)$ disminuye casi al 0%, no obstante, a un α con factor multiplicativo de 1 el $M_p(\%)$ es menor al 5%, esto significa que el valor original de α aún es un valor que cumple con los requerimientos deseados para la respuesta del sistema.

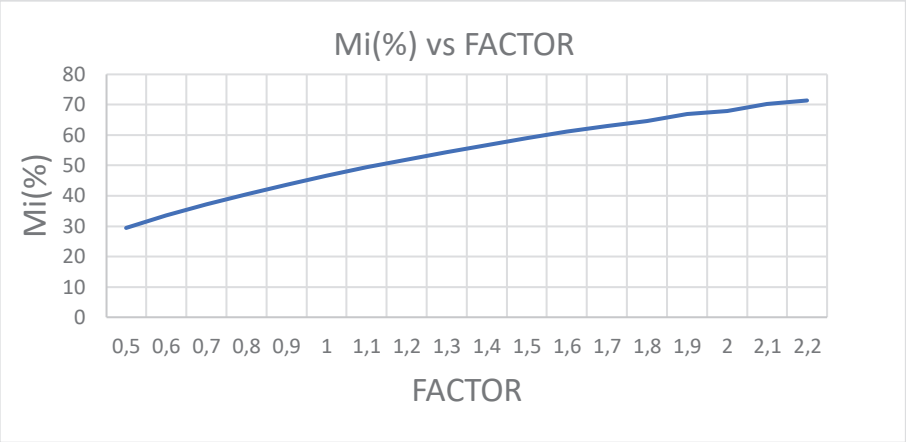


Figura 3.19 Gráfica de análisis de α y la influencia del factor multiplicativo en el $\mathrm{M}_i(\%)$, en el sistema lineal.

De acuerdo a los resultados presentados en la Tabla 3.6 y gráficamente Figura 3.19 se observa que a medida que aumenta el valor de α, el $M_i(\%)$ aumenta. De tal forma que para un factor multiplicativo de 2.2 aumenta el pico inverso hasta un valor superior al 70%. En cuanto al α original se tiene un valor de $M_i(\%)$ relativamente alto, sin embargo, este podría disminuirse con α de menor valor.

El criterio para escoger α se basó en localizar un valor en que los parámetros del ISE, $M_p(\%)$ y $M_i(\%)$ se mantengan parcialmente constante, además que no afecten a la señal del controlador. Por esta razón el rango en que el factor multiplicativo que se da α, se propone es que sea de 0.7 hasta 1.1. Además un valor de α con un factor multiplicativo superior a 1.2 hacen que la señal del controlador presente sobrepicos que harían del DSMC un controlador difícil de implementar, es decir, se necesitaría un saturador que limite la señal de control. Por lo tanto, se escoge un α inicial de valor 0.35 (factor multiplicativo de 1).

3.1.3.2 Cambios de Referencia

Al igual que en los casos anteriores y con los parámetros de sintonización encontrados, el sistema se responde como se observa en la Figura 3.20 ante un cambio de referencia del 0 al 100% y la Tabla 3.7 los parámetros obtenidos a este cambio.

La Figura 3.21 muestra el comportamiento del sistema cuando se tiene dos cambios de referencia, un paso positivo igual al 80% y un paso negativo igual a

20% de la señal máxima de control la Tabla 3.8 los parámetros obtenidos a estos cambios.

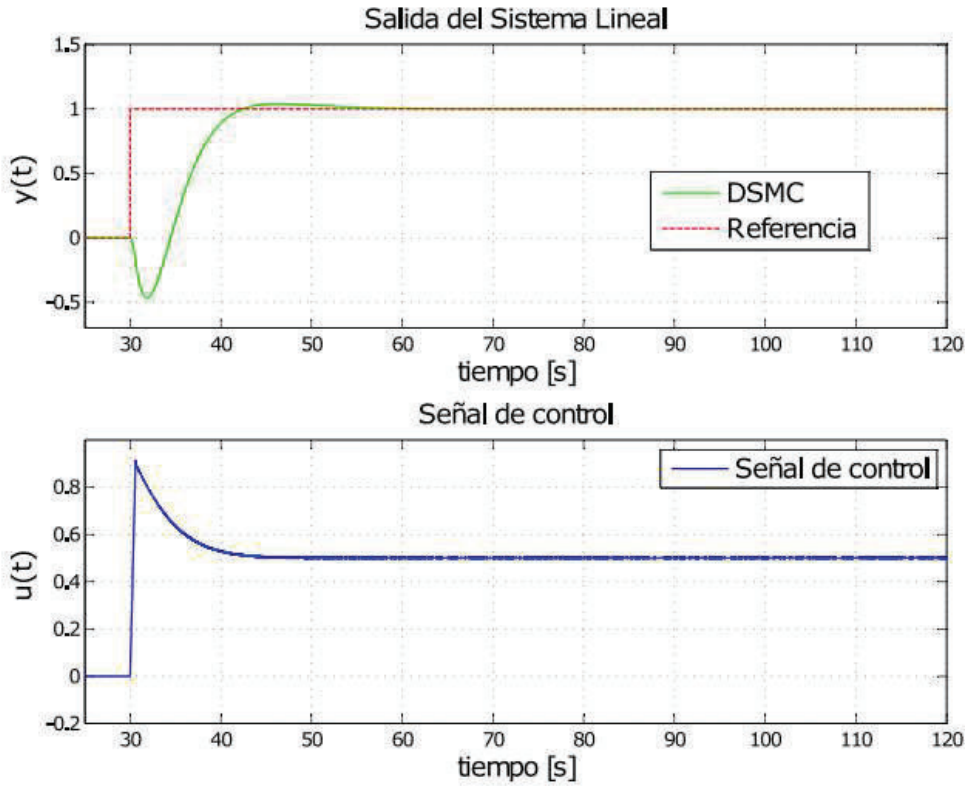


Figura 3.20 Respuesta a lazo cerrado del sistema lineal con el DSMC, ante un cambio de referencia igual al 100% .

Tabla 3.7. Tabla de parámetros de respuesta del sistema lineal ante un cambio de referencia del 0 al 100%, para el DMSC.

Paso positivo: 100%
$M_p(\%) = 3.92\%$
$M_i(\%) = 46.57\%$
$t_r = 5.28\ s$
$t_s = 20.09s$

En la Figura 3.20 la señal de salida del sistema, controla la respuesta inversa y presenta un sobrepico de valor mínimo. Como se puede observar a la salida del controlador el *chattering* se ha controlado sin necesidad de una función adicional que suavice la señal de control.

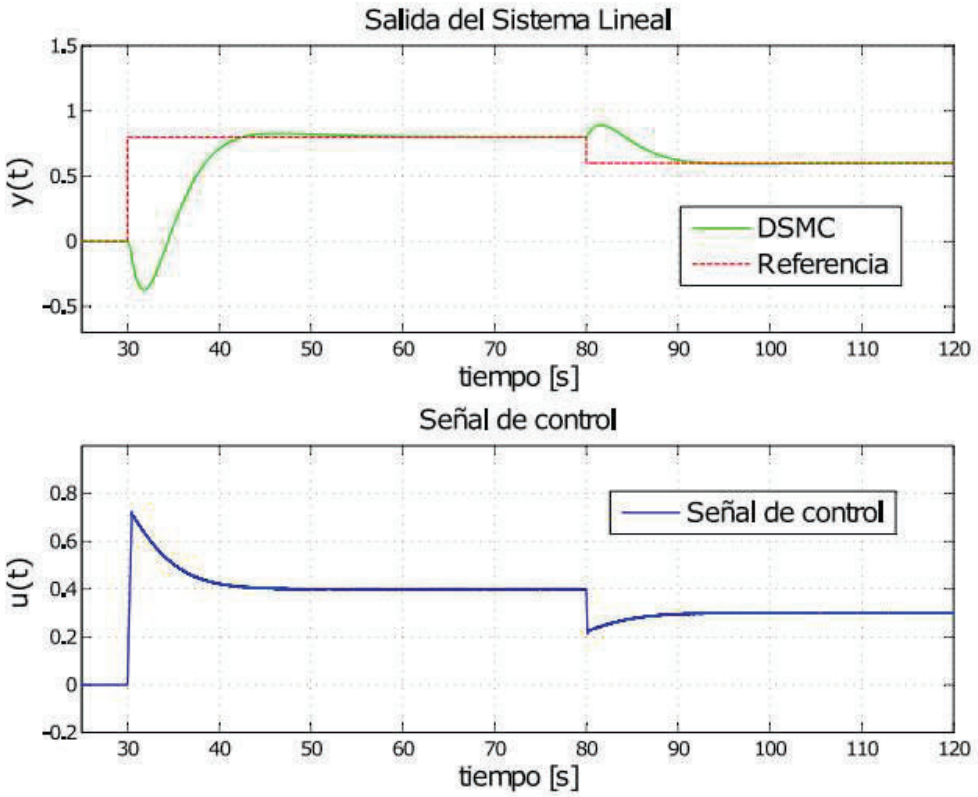


Figura 3.21. Respuesta en lazo cerrado del sistema lineal con el DSMC a cambios de referencia combinados.

Tabla 3.8. Tabla de parámetros de respuesta del sistema lineal ante un cambio de referencia del 0 al 80% y del 80% al 60%, para el DSMC.

Paso positivo 80%	**Paso negativo 20%**
$M_p = 3.65\%$	$M_p = 2.91\%$
$M_i = 46.31\%$	$M_i = 45.38\%$
$t_r = 5.36s$	$t_r = 5.61s$
$t_s = 19.64s$	$t_s = 17.12s$

La Figura 3.21 muestra como el DSMC consigue establecerse en la referencia asignada en el sistema lineal.

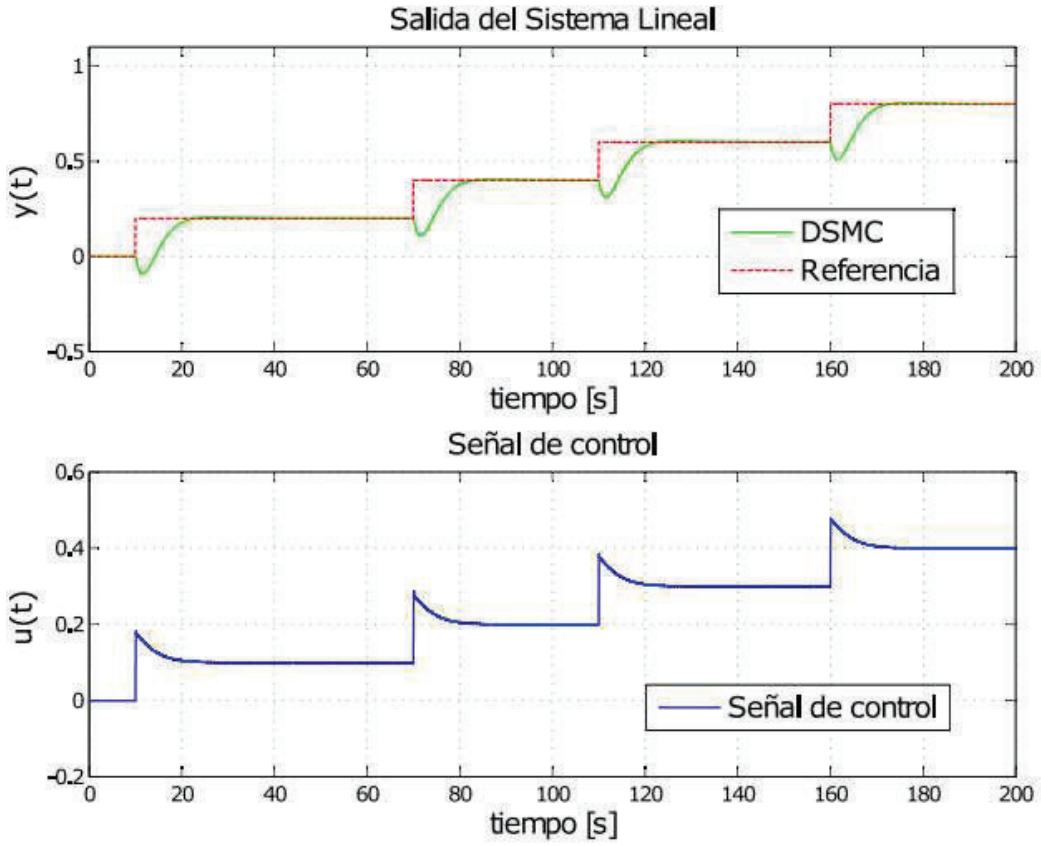


Figura 3.22 Respuesta a lazo cerrado del sistema lineal con el DSMC, ante cambios de referencias en pasos de 20%.

La Figura 3.22 muestra el desempeño del control en modo deslizante dinámico, como se puede observar el controlador alcanza el valor de referencia establecido ante cada uno de los cambios dados. Para este controlador no se observa la presencia de máximo sobreimpulso en respuesta del sistema.

El pico que se presenta en la señal de control si bien no sobrepasa el 100% del control, se puede cambiar dependiendo la calibración que se le dé a los parámetros α y λ, que son los que más influyen en la parte transitoria de la respuesta del sistema.

3.1.3.3 Perturbaciones

En la Figura 3.23 el sistema lineal es sometido a perturbaciones del 30% y del 10 %.

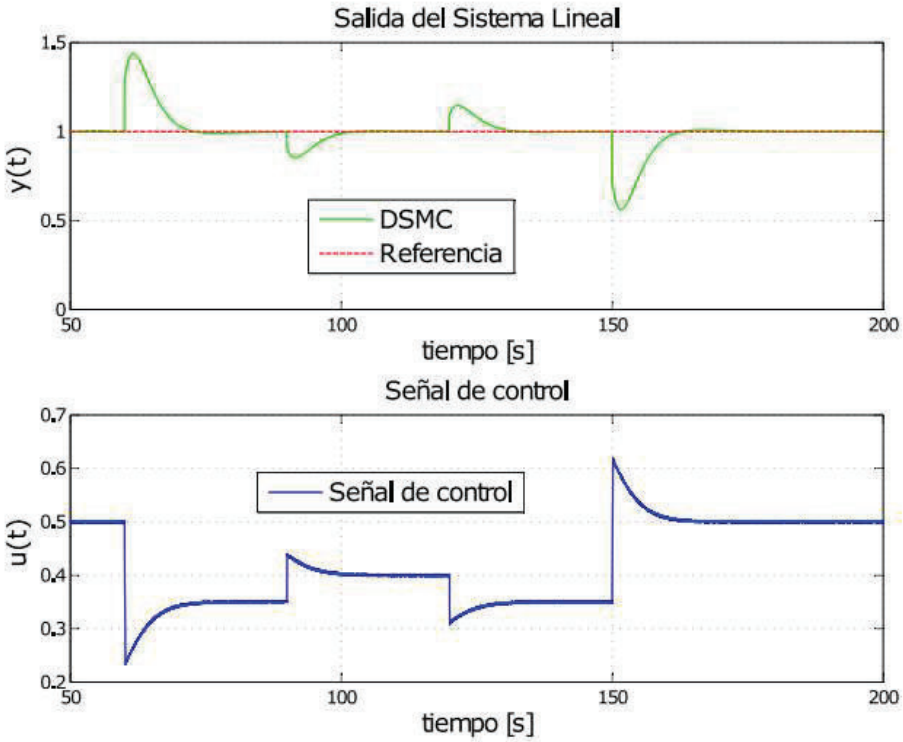


Figura 3.23 Respuesta a lazo cerrado del sistema lineal con el DSMC, ante la presencia de perturbaciones.

Como se observa en la Figura 3.23 el controlador no presenta sobrepicos de valores infinitos cuando se introduce las perturbaciones. Lo cual es conveniente para la señal de control, si se requiere su implementación. Como se puede observar el DSMC actúa de una manera rápida, pues el tiempo que tarda en volver al valor de referencia es mínimo y hace que el sistema no se aleje demasiado del valor de referencia incluso para perturbaciones del 30%, que ya en un proceso real esto no se daría.

3.1.3.4 Señal con Ruido

El Controlador por Modo Deslizante Dinámico al tener el esquema del compensador de Linoya también presenta un término derivativo (λs). Por lo tanto, se somete también al sistema ante la presencia de ruido ($r(t)$), para identificar si este es un problema que es DSMC es capaz de controlar, mostrado este fenómeno a continuación en la Figura 3.24.

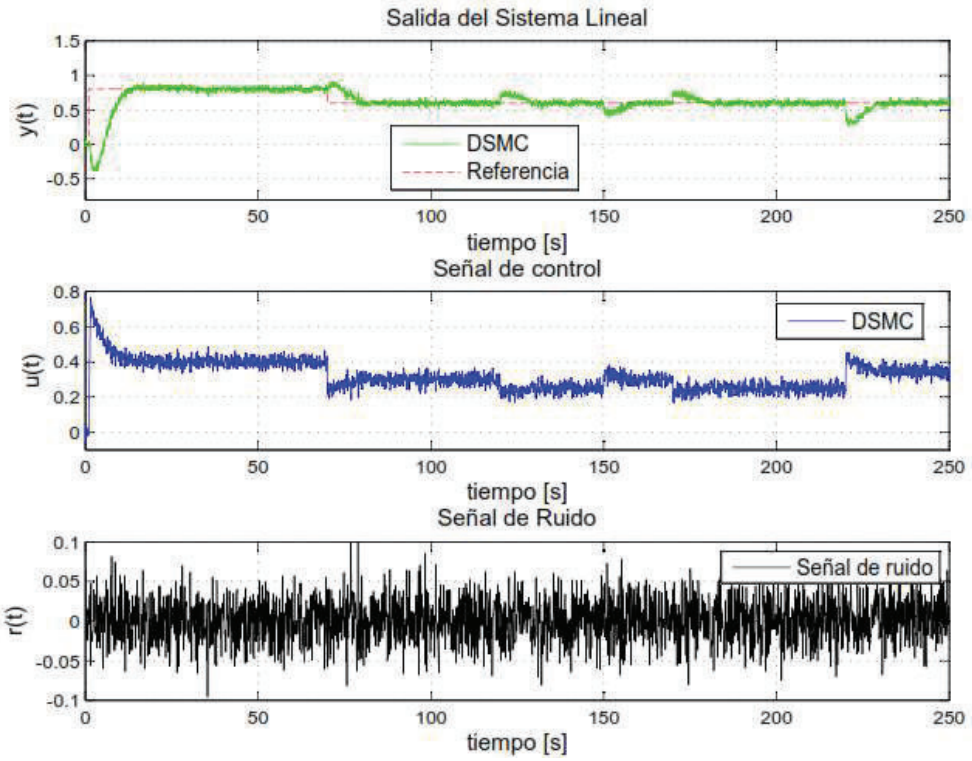


Figura 3.24 Respuesta a lazo cerrado del sistema lineal ante la presencia de ruido, con el DSMC.

Como se observa en la Figura 3.24 no producen sobrepicos en la señal de control $u(t)$, de esta forma se concluye que el DSMC presenta un mejor desempeño que el controlador PID y el compensador de Linoya combinado con el controlador PID, en los cuales si se presentan sobrepicos al momento de incluir perturbaciones, o cambios bruscos de referencia.

3.2 SISTEMA NO LINEAL

Para analizar el comportamiento de cualquier proceso físico se usan por lo general sistemas lineales que representen la dinámica de dicho sistema. Los sistemas lineales generalizan la dinámica del sistema de una forma simple, no obstante, estos modelos no consideran las no linealidades que pueden definir el comportamiento de dicho sistema [1].

En los procesos químicos son inevitables las dinámicas no lineales. Para el desarrollo del DSMC se eligió una planta con respuesta inversa denominada Reacción de Van der Vusse la cual se encuentra descrita en el capítulo 1 y descrita su balance de masas en las ecuaciones (1.70) y (1.71) [6].

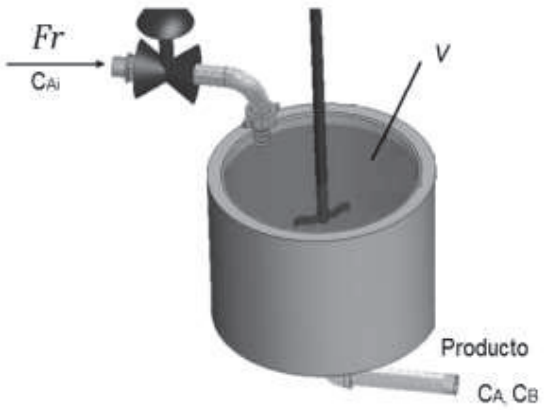


Figura 3.25 Esquema de la Reacción Van der Vusse en el CSTR [23].

La Tabla 3.9 describe los valores que poseen las distintas variables que intervienen en el proceso [6].

Tabla 3.9 Variables del Proceso No Lineal [6]

Variable	Símbolo	Valor
Volumen del Tanque	V	700 litros
Concentración Inicial compuesto A	CA_i	10 $mol.l^{-1}$
Coeficiente de Velocidad de reacción (1)	k_1	5/6 min^{-1}
Coeficiente de Velocidad de reacción (2)	k_2	5/3min^{-1}
Coeficiente de Velocidad de reacción (3)	k_3	1/6 $l.mol^{-1}.min^{-1}$
Condición Inicial Compuesto A	CA_o	2.9175 $mol.l^{-1}$
Condición Inicial Compuesto B	CB_o	1.1 $mol.l^{-1}$

Como ya se mencionó en la sección 1.6.1 se tiene que: $C_B(t)$ es la variable controlada en la reacción, F_r es la variable manipulada y C_{Ai} es la concentración inicial del reactivo A, donde su variación representa las perturbaciones que se dan en este proyecto a la reacción.

Las ecuaciones de la válvula y del transmisor se expresan en (3.13) y (3.14) respectivamente. Las señales "$u(t)$ " y "$y(t)$" se expresarán como un porcentaje donde las condiciones en estado estacionario son $y_0\%$= 70% que representa el 1.1 $mol.l^{-1}$ y $u_0\%$ = 60% que representa a un flujo de 380.5 $l.min^{-1}$.El flujo máximo de la válvula es 634.17 $l.min^{-1}$.

$$y(t)_{\%} = \left(\frac{100}{1.5714}\right) C_B(\mathrm{t}) \qquad (3.13)$$

$$F(t) = \left(\frac{634.17}{100}\right) u(t)_{\%} \qquad (3.14)$$

3.2.1 APROXIMACIÓN DEL SISTEMA NO LINEAL A UN SISTEMA LINEAL

Para realizar el proceso de aproximación se procede a dar una se señal paso desde el 60% al 70 % de controlador $u\%$, es decir, un flujo de entrada del compuesto A desde 380.5 $l.min^{-1}$ a 443.91 $l.min^{-1}$; y un paso desde 60% a 50%, es decir, un flujo de entrada del compuesto A desde 380.5 $l.min^{-1}$ a 317.08 $l.min^{-1}$, como se muestra a continuación en la Figura 3.26, Figura 3.27, Figura 3.28 y Figura 3.29.

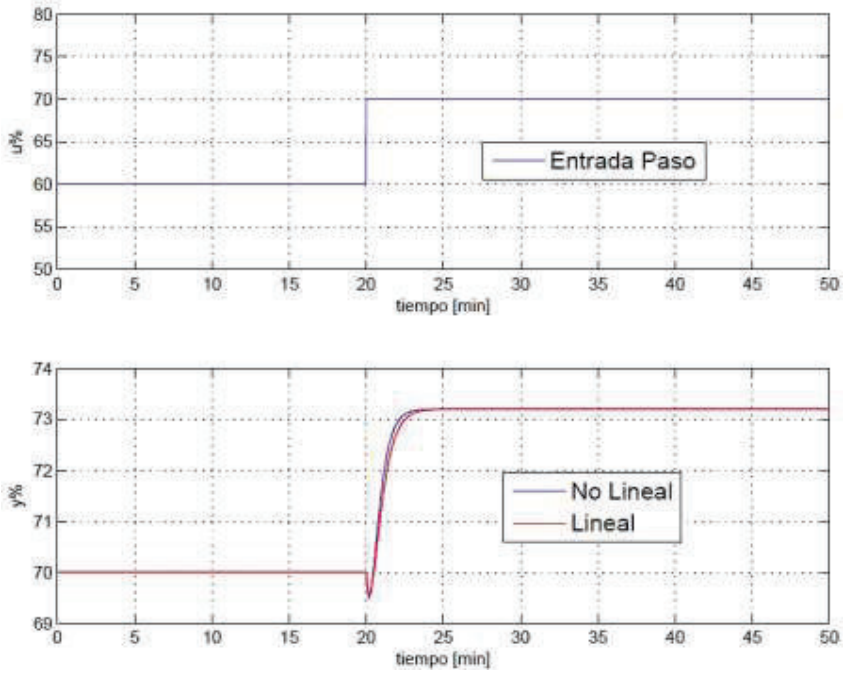


Figura 3.26 Curva de aproximación 60% al 70% de u%.

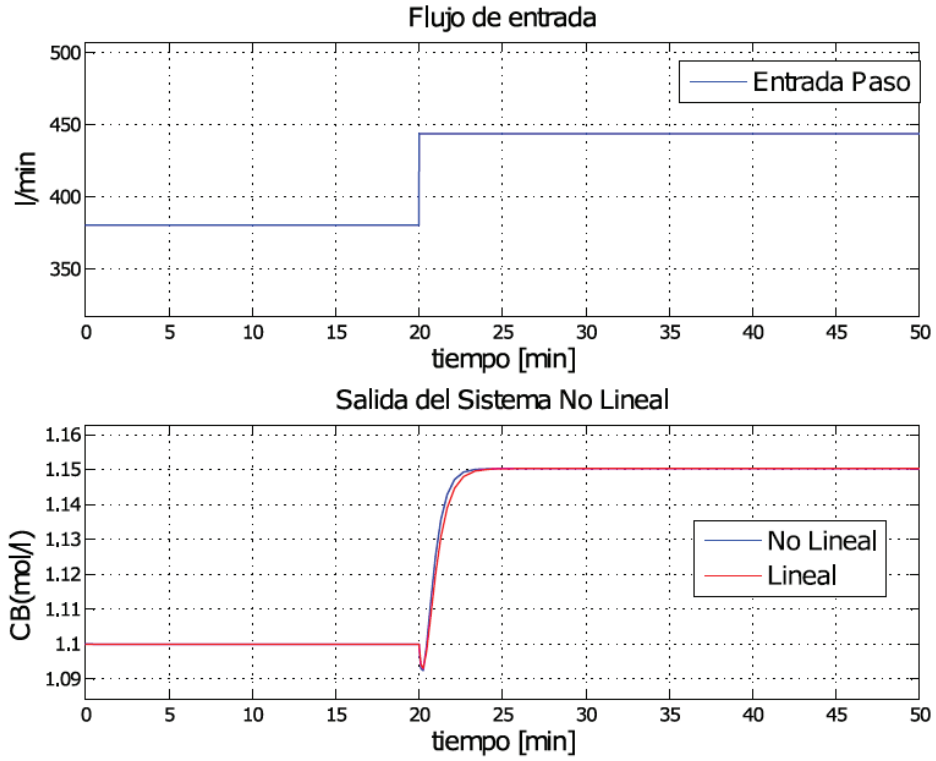


Figura 3.27 Curva de aproximación de 380.5 $l.min^{-1}$ a 443.91 $l.min^{-1}$ de flujo de entrada.

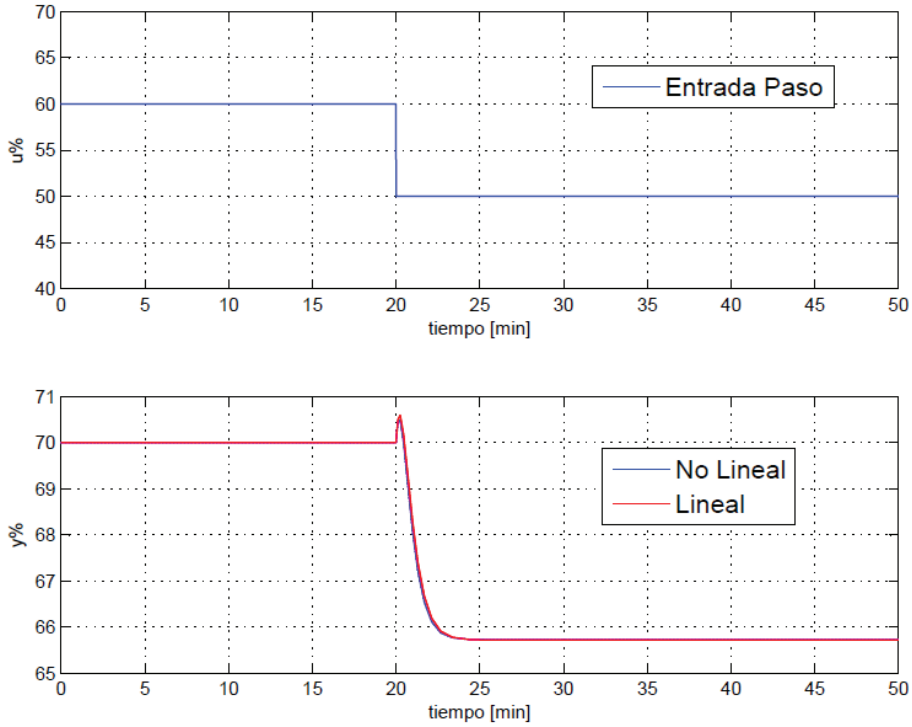


Figura 3.28 Curva de aproximación 60% al 50% de u%.

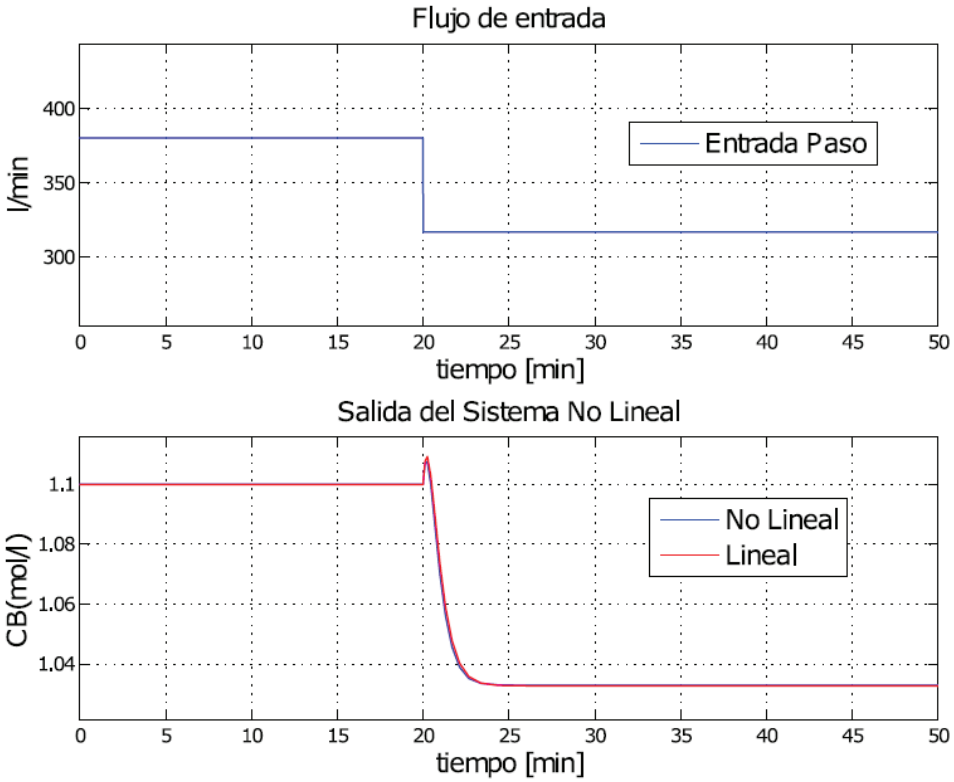


Figura 3.29 Curva de aproximación de 380.5 $l.min^{-1}$ a 317.08 $l.min^{-1}$ de flujo de entrada.

Donde los parámetros para la función de transferencia aproximada con la señal Paso hacia arriba son los siguientes:

Tabla 3.10. Tabla de valores de parámetros de la aproximación lineal de segundo orden con respuesta inversa.

$\boldsymbol{K}$	0.32
$\boldsymbol{t_{90\%}}$	1.891 seg
$\boldsymbol{t_{47\%}}$	0.95 seg
$\boldsymbol{T_1}$	0.5646
$\boldsymbol{b}$	0.8
$\boldsymbol{a}$	0.9586

Con lo cual obtenemos el modelo aproximado expresado en la ecuación (3.15).

$$G(s) = \frac{0.32(-0.3692s + 1)}{(0.54s + 1)(0.4363s + 1)} \quad (3.15)$$

Para la señal paso realizada desde el 60% al 50% obtenemos los mismos parámetros que antes, la modificación se encuentra en la ganancia, la cual aumenta, debido a que el sistema estudiado presenta características muy no lineales.

$$G(s) = \frac{0.428(-0.3692s + 1)}{(0.54s + 1)(0.4363s + 1)} \quad (3.16)$$

Con lo realizado se va a obtener un modelo promedio (3.17) para poder realizar el controlador DSMC el cual se obtiene con el promedio de ganancias, pero manteniendo las constantes de tiempo del cero y los polos.

$$G(s) = \frac{0.374(-0.3692s + 1)}{(0.54s + 1)(0.4363s + 1)} \quad (3.17)$$

3.2.2 SIMULACIÓN DEL CONTROLADOR PID

Para realizar el controlador PID, de la misma manera que en el sistema lineal, se procede a identificar el proceso no lineal en un modelo de primer orden con retardo.

De acuerdo a las secciones 1.4.1.4, 2.1 y la Tabla 1.2, para desarrollar el controlador PID se procede a aproximar Reacción Van der Vusse en el CSTR a un modelo de primer orden con retardo tomando en cuenta la sección 1.3.1, obteniendo lo siguiente modelo:

$$G(s) = \frac{0.32e^{-0.52s}}{0.66s + 1} \quad (3.18)$$

La Figura 3.30 y Figura 3.31 muestra la curva de respuesta aproximada a un sistema de primer orden con retardo, la cual nos va a servir para la calibración del controlador PID mediante las reglas de sintonización descritas en el capítulo 1.

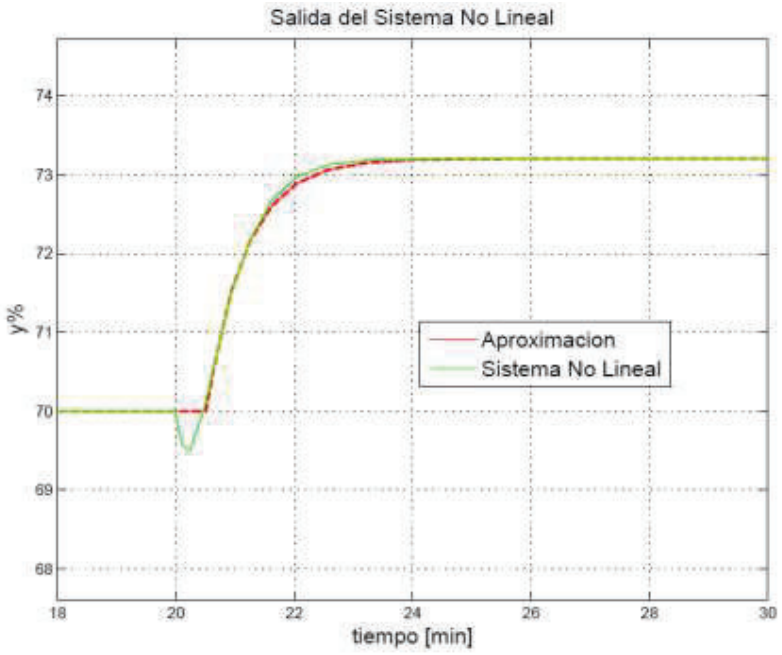


Figura 3.30 Aproximación de primer orden con retardo del sistema no lineal.

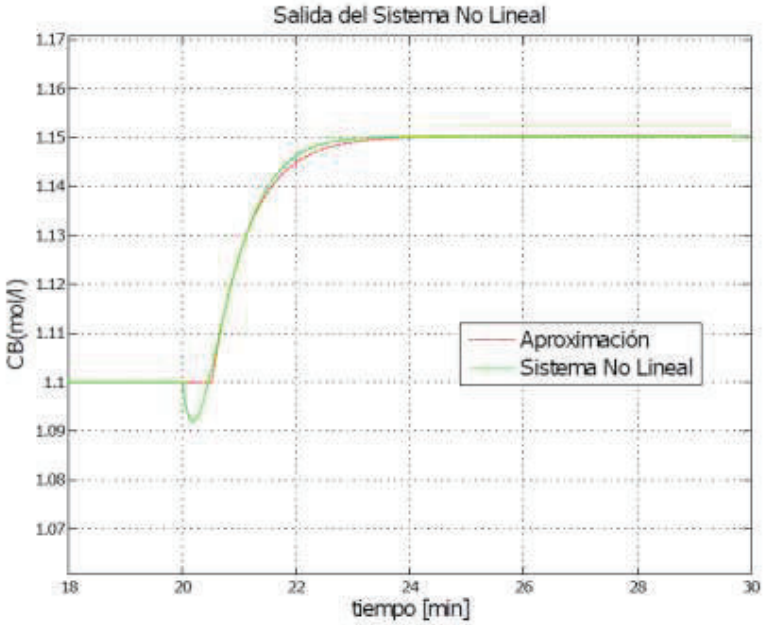


Figura 3.31. Aproximación de primer orden con retardo del sistema no lineal considerando variables físicas de concentración (C_B).

Con la aproximación se procede a diseñar el controlador utilizando las reglas de sintonización de Dahlin [4].

$$PID(s) = 1.98\left(1 + \frac{1}{0.66s} + 0.26s\right) \quad (3.19)$$

3.2.1.1 Cambios de Referencia

Obtenido ya el controlador PID, para hacer los cambios de referencia, se debe considerar que tales cambios no pueden ser mayores al 10% del valor inicial [6].

A continuación la Figura 3.32 y Figura 3.33 muestran una acción de control generada por el PID, ante un cambio de referencia del 77% correspondiente a 1.209 mol/l de C_B en la salida y la Tabla 3.11 los parámetros obtenidos a este cambio.

La Figura 3.34 y Figura 3.35 muestran cómo responde el sistema ante dos cambios de referencia uno positivo del 4% (0.0629 mol/l de C_B) y uno negativo del 3% (0.0471 mol/l de C_B) y la Tabla 3.12 los parámetros obtenidos a estos cambios.

A continuación, se someterá el sistema a cambios de referencia en pasos del 2% de $y\%$, (0.0314 mol/l de C_B) como se observa en la Figura 3.36 y Figura 3.37.

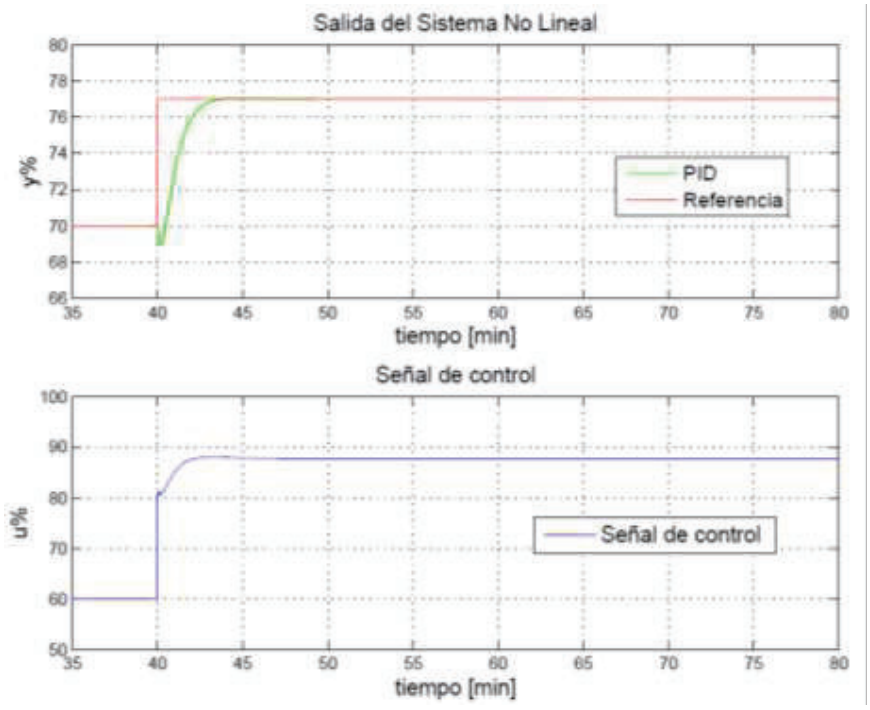


Figura 3.32 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el controlador PID, ante un cambio de referencia igual al 7%.

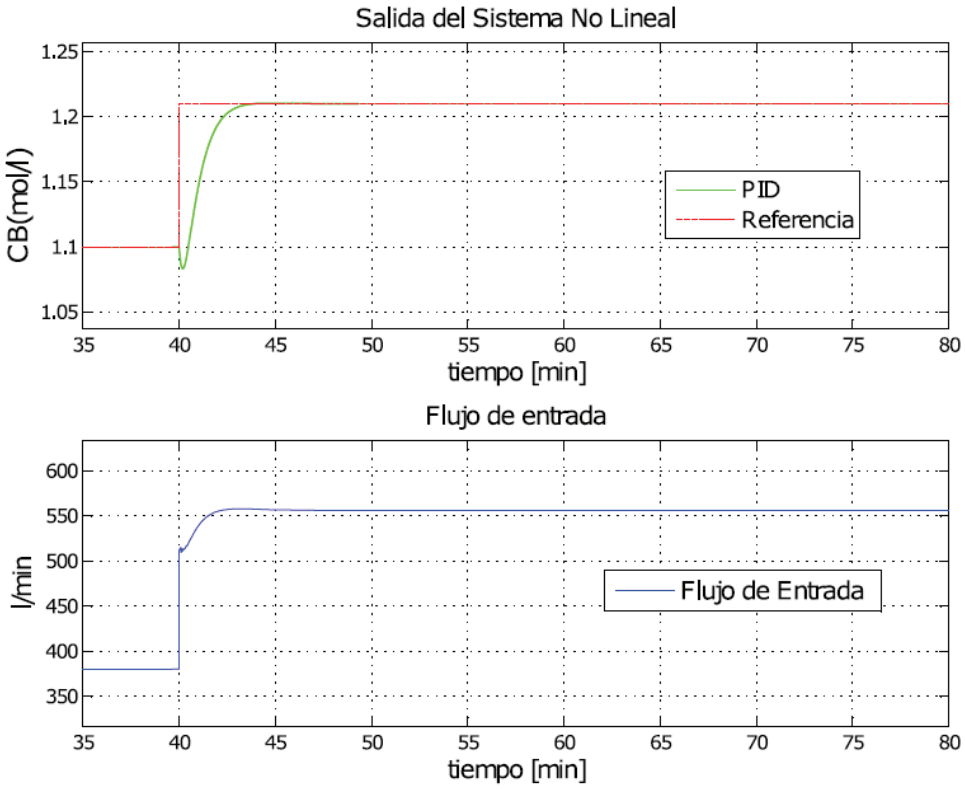


Figura 3.33. Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el controlador PID, ante un cambio de referencia igual al 7% (Unidades físicas).

Tabla 3.11. Tabla de parámetros de respuesta del sistema no lineal ante un cambio de referencia del 70% al 77%, para el controlador PID

Paso positivo: 77%
$M_p(\%) = 0.53\%$
$M_i(\%) = 15.10\%$
$t_r = 1.64min$
$t_s = 3.02min$

El controlador PID hace que la salida del sistema presente un máximo sobre impulso casi imperceptible, disminuye la respuesta inversa y la señal de control es suave, entonces, para este tipo de cambios el controlador PID responde estableciendo el sistema en la referencia del 77%.

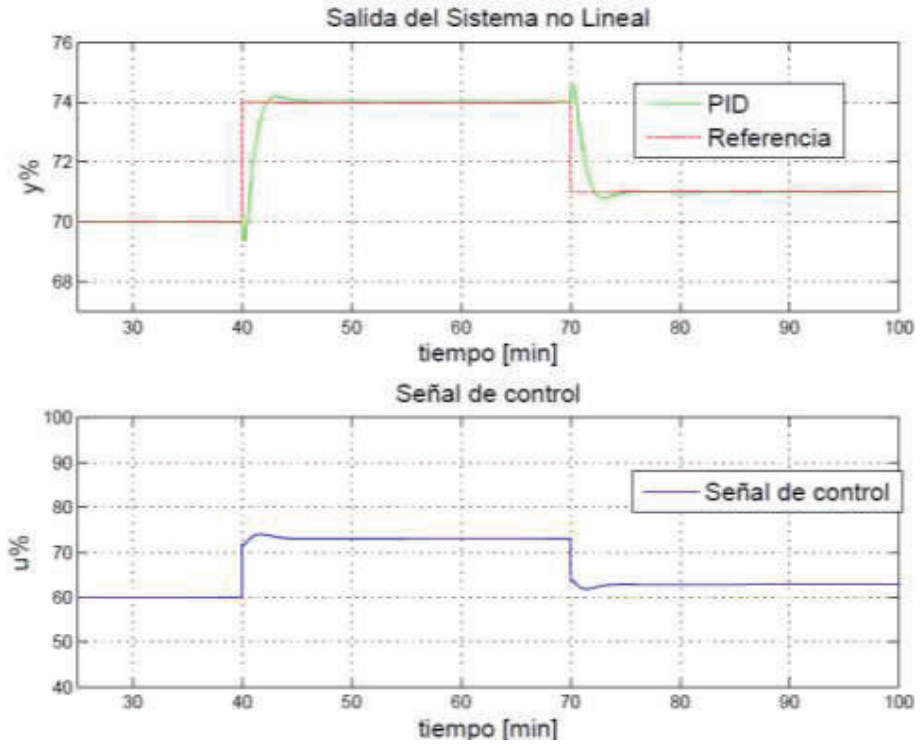


Figura 3.34 Respuesta en lazo cerrado del sistema no lineal con el controlador PID, ante cambios de referencia combinados.

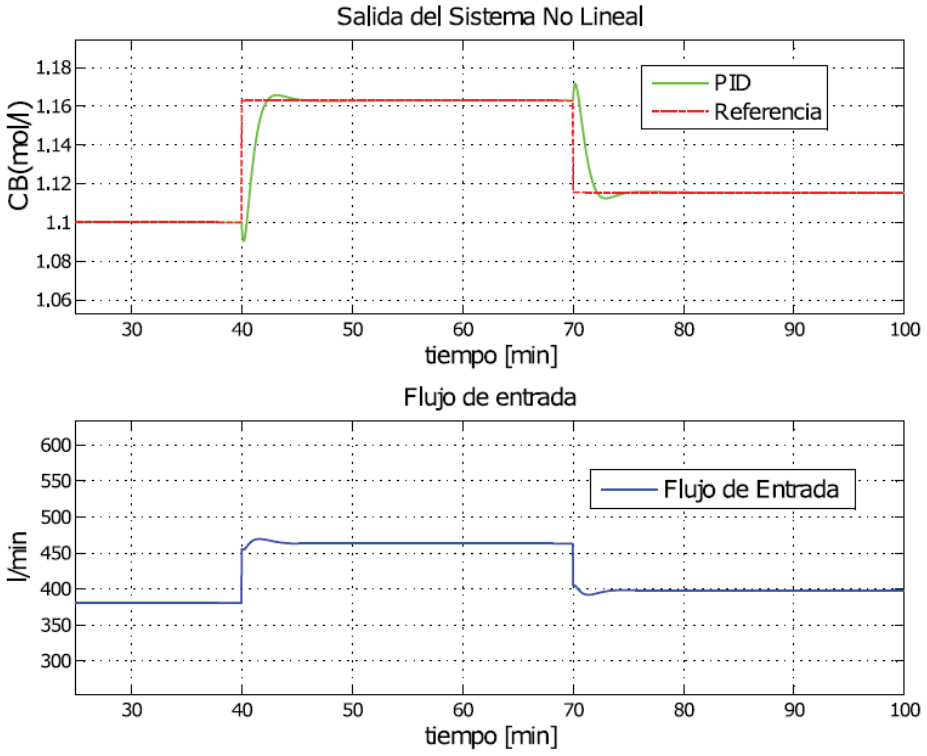


Figura 3.35 Respuesta en lazo cerrado del sistema no lineal con el controlador PID, ante cambios de referencia combinados (Unidades físicas).

Tabla 3.12.Tabla de parámetros de respuesta del sistema no lineal ante un cambio de referencia del 70 al 74% y del 74% al 71%, para el controlador PID.

Paso positivo 4%	Paso negativo 3%
$M_p(\%) = 4.52\%$	$M_p(\%) = 5.85\%$
$M_i(\%) = 15.22\%$	$M_i(\%) = 18.19\%$
$t_r = 1.25min$	$t_r = 1.17min$
$t_s = 4.43min$	$t_s = 4.43min$

Al momento de realizar pruebas con cambios de referencia tanto positivos y negativos, se nota una señal de control u% suave, un $M_p(\%)$ y un $M_i(\%)$ relativamente bajos de acuerdo a la Tabla 3.12

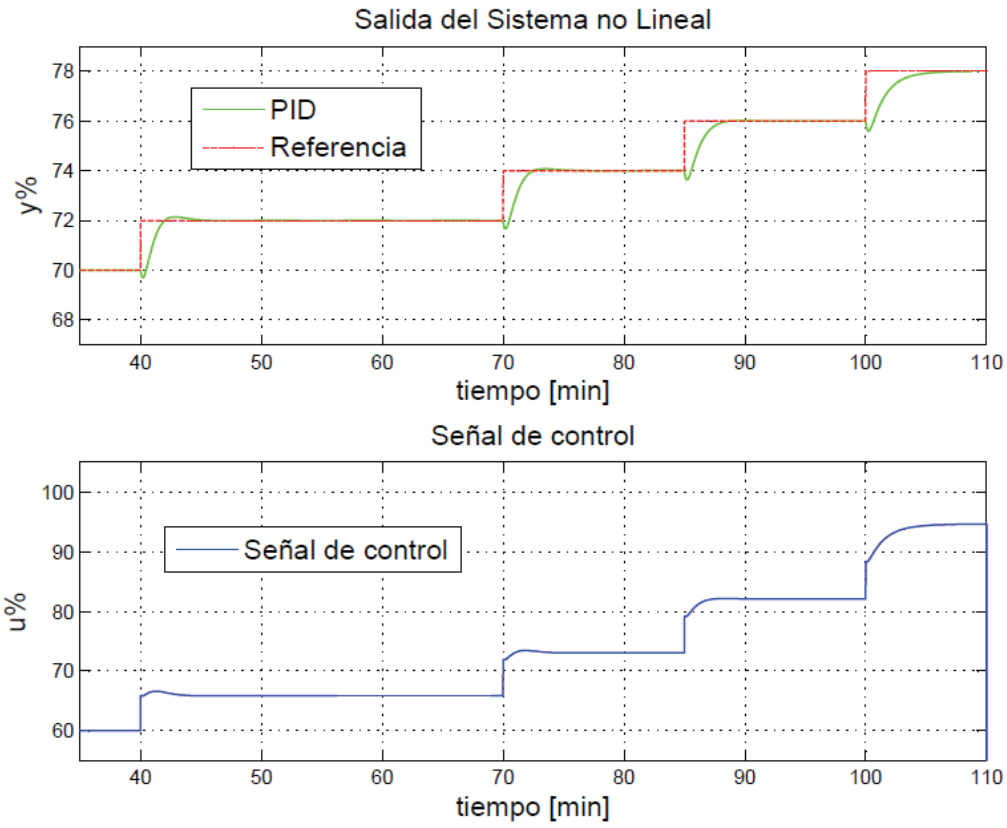


Figura 3.36 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el controlador PID, ante cambios de referencias en pasos de 2%.

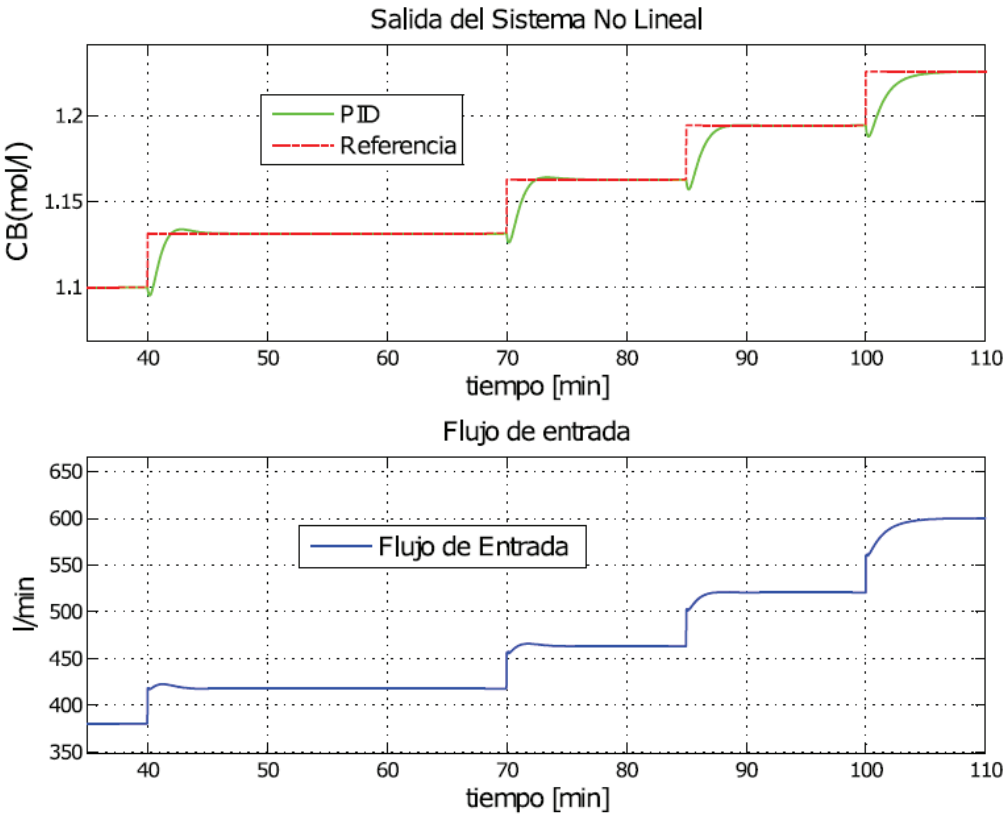


Figura 3.37 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el controlador PID, ante cambios de referencias en pasos de 2% (Unidades físicas).

Como se observa en la Figura 3.36 y Figura 3.37 ante cambios consecutivos positivos del 2% el controlador PID consigue establecerse en la referencia, llegando a y%=78.

3.2.1.2 Perturbaciones

En el sistema no lineal las perturbaciones se realizan tomando en cuenta valores alrededor de $\pm\ 10\%$ de CA_i [6]. Para la simulación las perturbaciones generadas son del $\pm\ 5\%\ y\ \pm\ 3\%$ de CA_i.

Las perturbaciones generan dentro del sistema no lineal sobrepicos en la señal de control, lo cual convierte al controlador PID en no implementable, ya que son picos con valores que tienden a ser infinitos como se muestra en la Figura 3.38 y Figura 3.39.

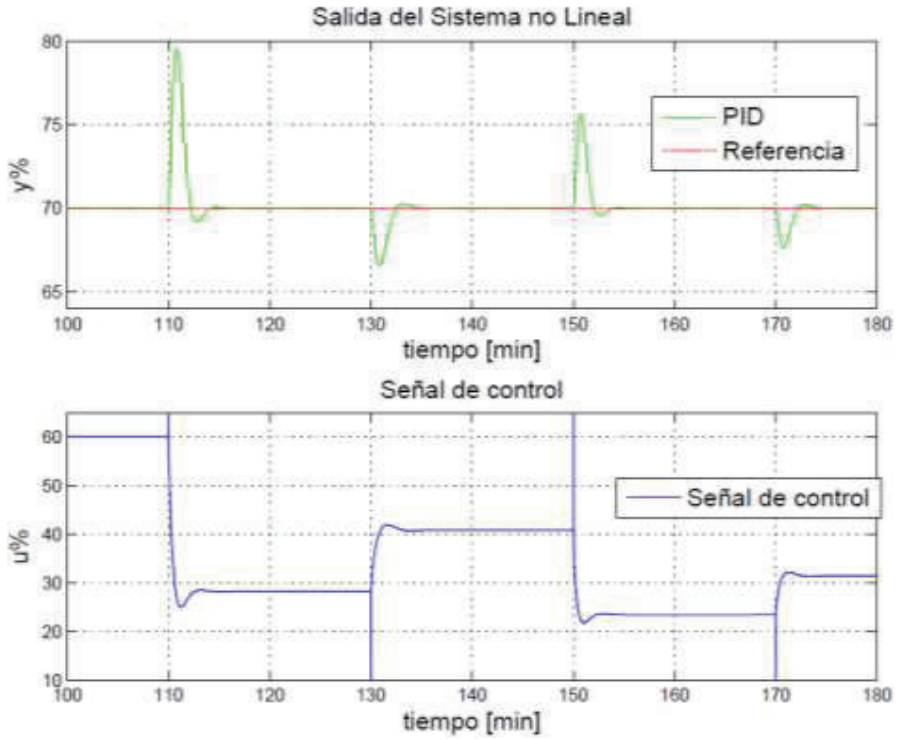


Figura 3.38 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el controlador PID, ante la presencia de perturbaciones.

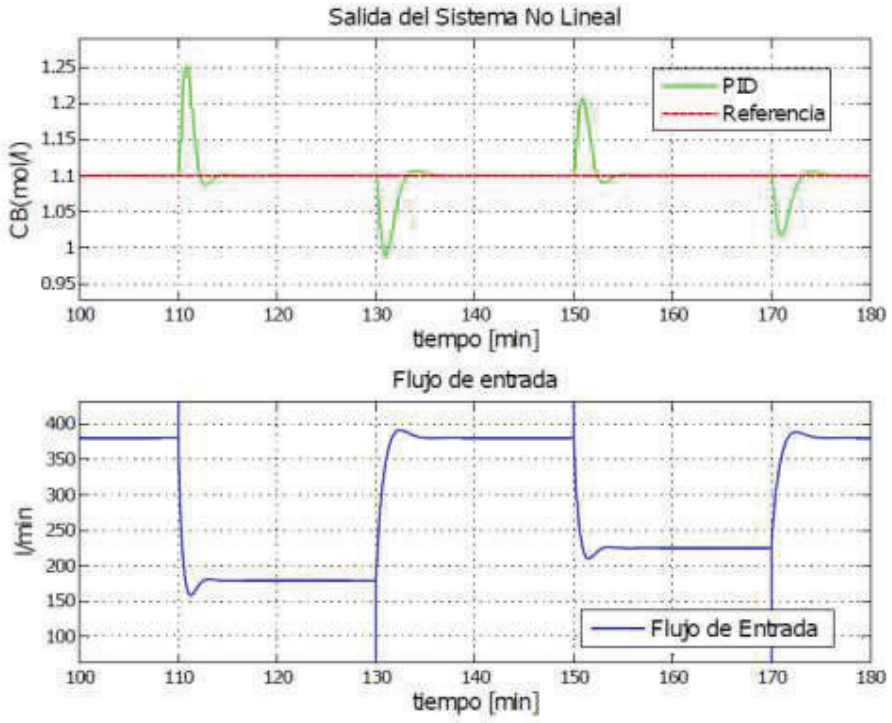


Figura 3.39 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el controlador PID, ante la presencia de perturbaciones (Unidades físicas).

3.2.1.3 Señal con ruido

A continuación, el sistema no lineal será sometido a una señal de ruido del 9% de $y\%$ mostrando los resultados en la Figura 3.40 y Figura 3.41.

Ante la presencia de ruido y de perturbaciones el sistema presenta picos de valores infinitos en la señal de control. Es decir, la robustez del sistema con un controlador PID disminuye ante la presencia de ruido y perturbaciones, no siendo así ante cambios de referencia sin ruido, en los cuales el controlador no pierde desempeño.

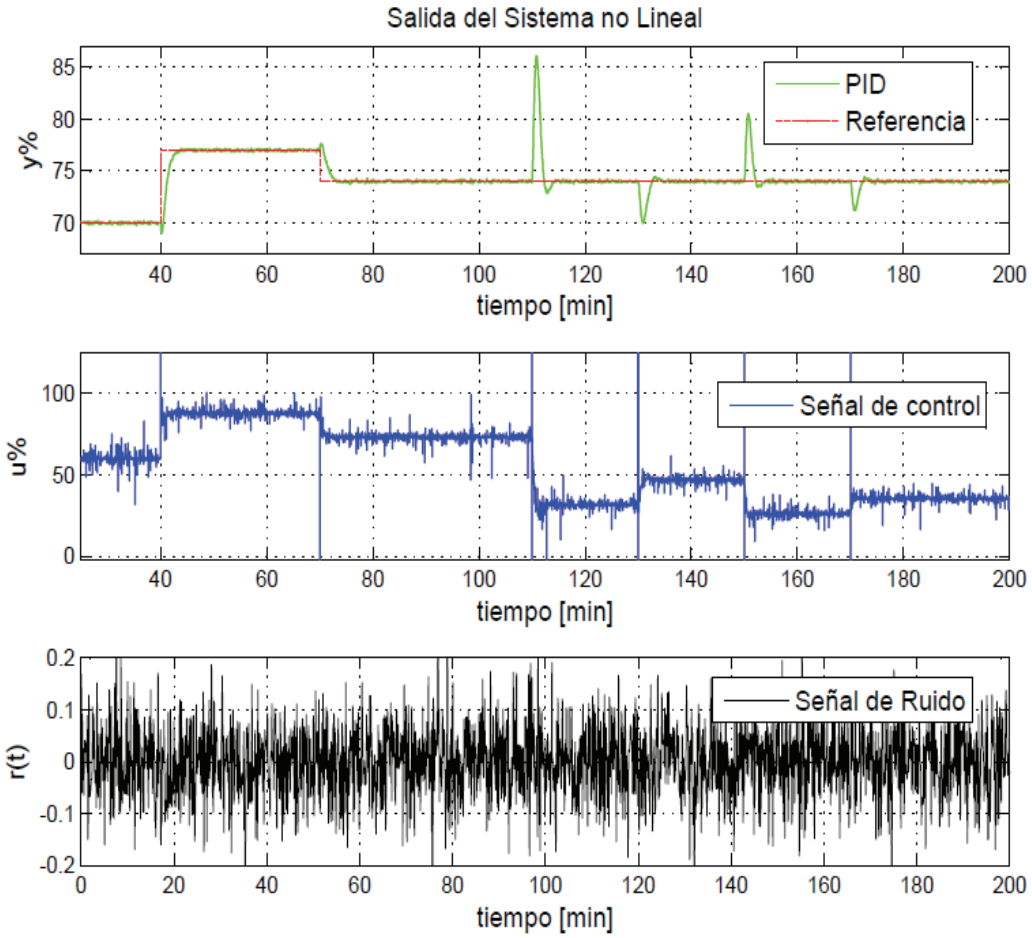


Figura 3.40 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal ante presencia de ruido, con el controlador PID.

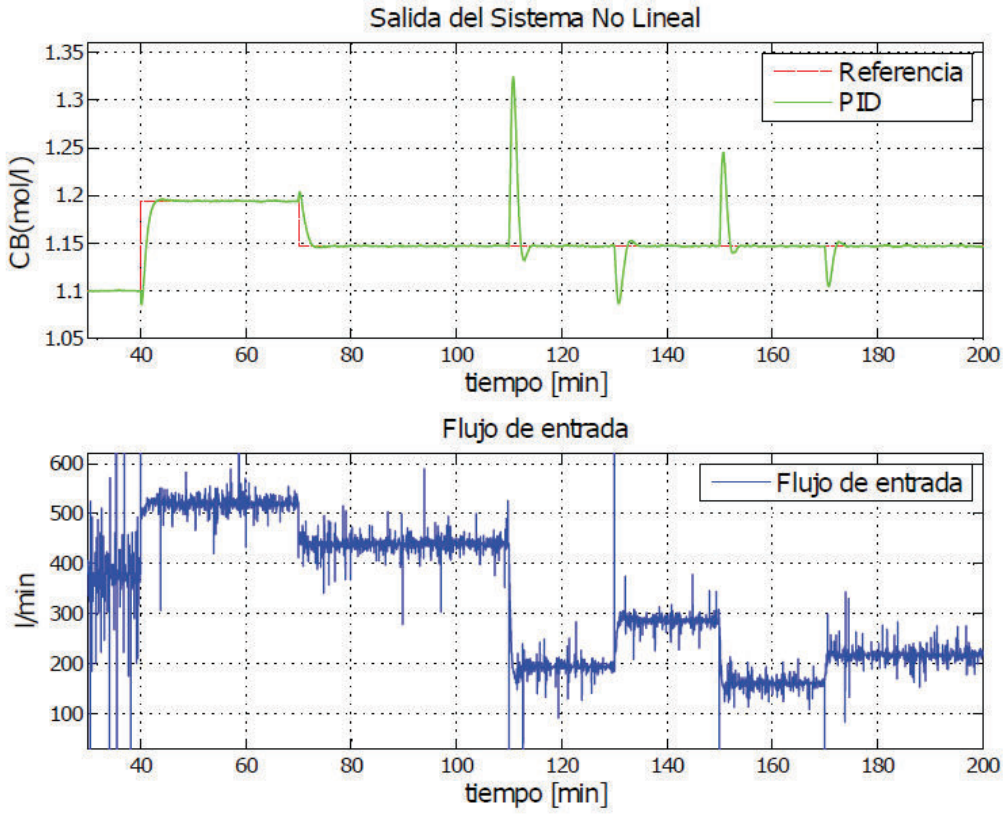


Figura 3.41 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal ante presencia de ruido, con el controlador PID (Unidades físicas).

3.2.3 SIMULACION DEL COMPENSADOR DE LINOYA COMBINADO CON PID

Tomando en cuenta la sección 2.2., se obtendrá el compensador de Linoya y se usará como controlador de este esquema al PID, en este caso partiendo del sistema aproximado (3.17), de la siguiente forma:

Se procede a obtener la función $G'(s)$ desglosando (3.17)

$$G_o(s) = \frac{0.374}{(0.54s+1)(0.4363s+1)} \qquad (3.20)$$

$$G'(s) = \frac{0.374}{(0.54s+1)(0.4363s+1)}\lambda s \qquad (3.21)$$

Y de acuerdo a la condición planteada en (2.14) tenemos:

$$\lambda = 2(0.3692) = 0.7384 \quad (3.22)$$

Finalmente es obtenida la función de transferencia $G'(s)$ mostrada en (3.22)

$$G'(s) = \frac{0.276s}{(0.54s+1)(0.4363s+1)} \quad (3.23)$$

La función de transferencia generada de acuerdo a (2.15) es la siguiente:

$$G^*(s) = \frac{0.374(1+0.369s)}{(0.54s+1)(0.4363s+1)} \quad (3.24)$$

Obteniendo como parámetros a las siguientes constantes: τ_1= 0.54, $\tau_2 = 0.4363$, η = 0.369, $s = -2.71$, resultando de forma clara un sistema que presenta un cero en el lado izquierdo del plano "s", en este caso el sistema aproximado del sistema no lineal. Para el controlador desarrollado se realizarán las mismas pruebas que en la sección 3.2.2.

3.2.3.1 Cambios de Referencia

En la Figura 3.42 y Figura 3.43 se presentan el cambio de referencia de 70% a 77 una acción de control generada por el Compensador de Linoya, ante un cambio de referencia del 77% correspondiente a 1.209 mol/l de C_B en la salida y la Tabla 3.13 los parámetros obtenidos a este cambio.

La Figura 3.44 y Figura 3.45 muestran cómo responde el sistema con el compensador de Linoya ante dos cambios de referencia uno positivo del 4% (0.0629 mol/l de C_B) y uno negativo del 3% (0.0471 mol/l de C_B) y la Tabla 3.14 los parámetros obtenidos a estos cambios.

El la Figura 3.46 y Figura 3.47 se muestran como el sistema se comporta cuando se producen cambios de referencia en pasos del 2% de y(t)% (0.0314 mol/l de C_B).

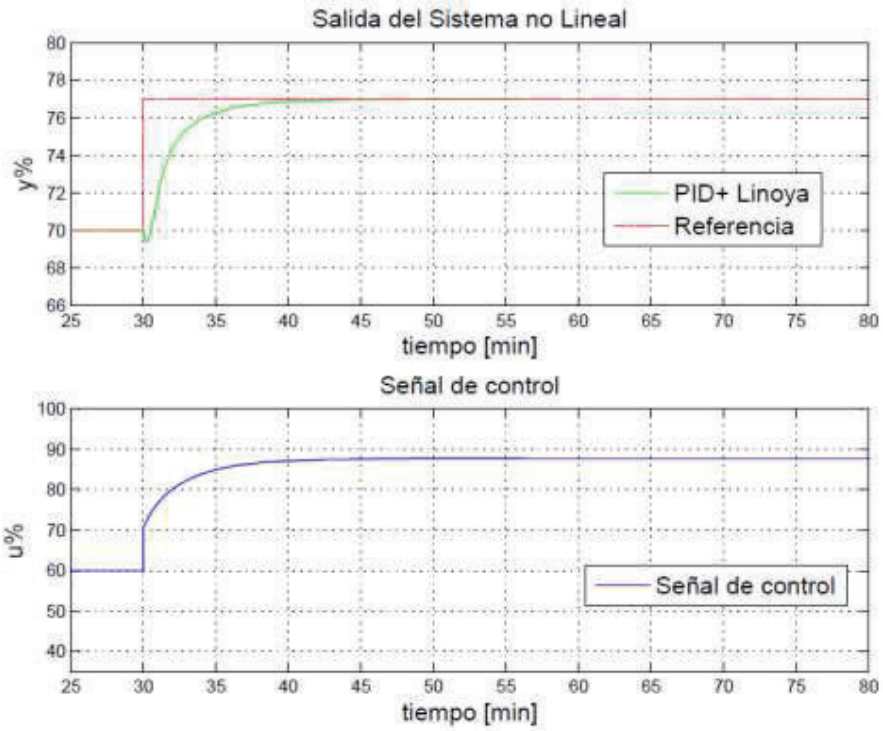


Figura 3.42 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID, ante un cambio de referencia igual al 7%.

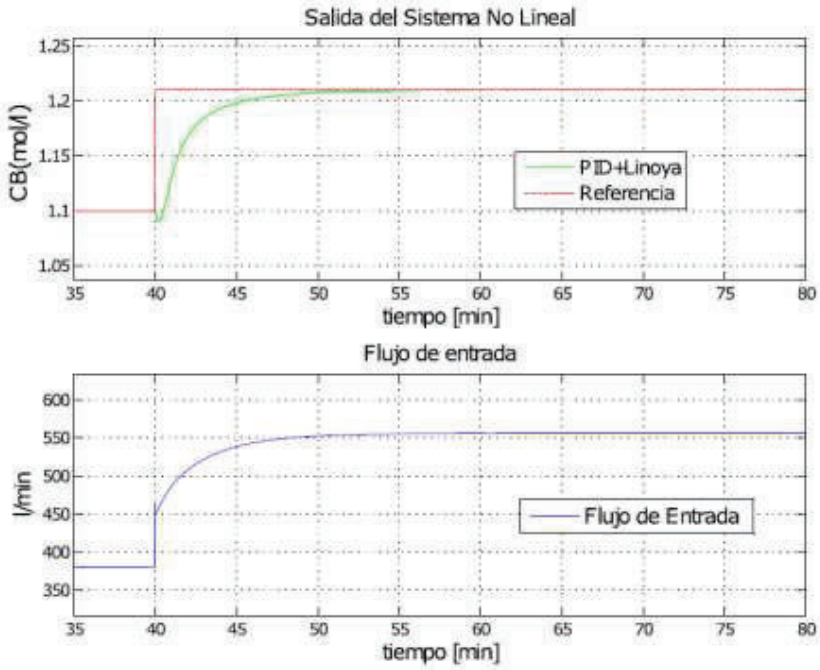


Figura 3.43 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID, ante un cambio de referencia igual al 7% (Unidades físicas).

Tabla 3.13. Tabla de parámetros de respuesta del sistema no lineal ante un cambio de referencia del 70% al 77%, para el compensador de Linoya combinado con el controlador PID.

Paso positivo: 77%
$M_p(\%) = 0\%$
$M_i(\%) = 8.77\%$
$t_r = 4.49min$
$t_s = 9.74min$

La Figura 3.42, Figura 3.43 y Tabla 3.13 muestran el desempeño de la adición del compensador de Linoya manteniendo un $M_i(\%)$ que no sobrepasa el 10% y un sobreimpulso nulo.

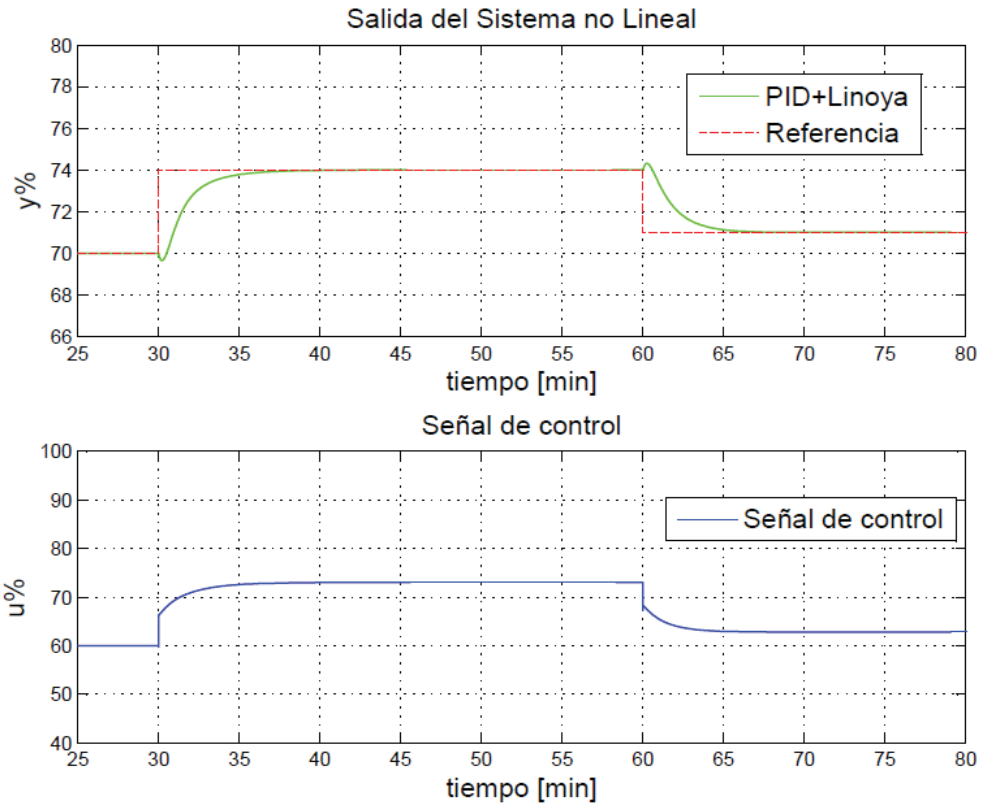


Figura 3.44 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID, ante cambios de referencias combinados.

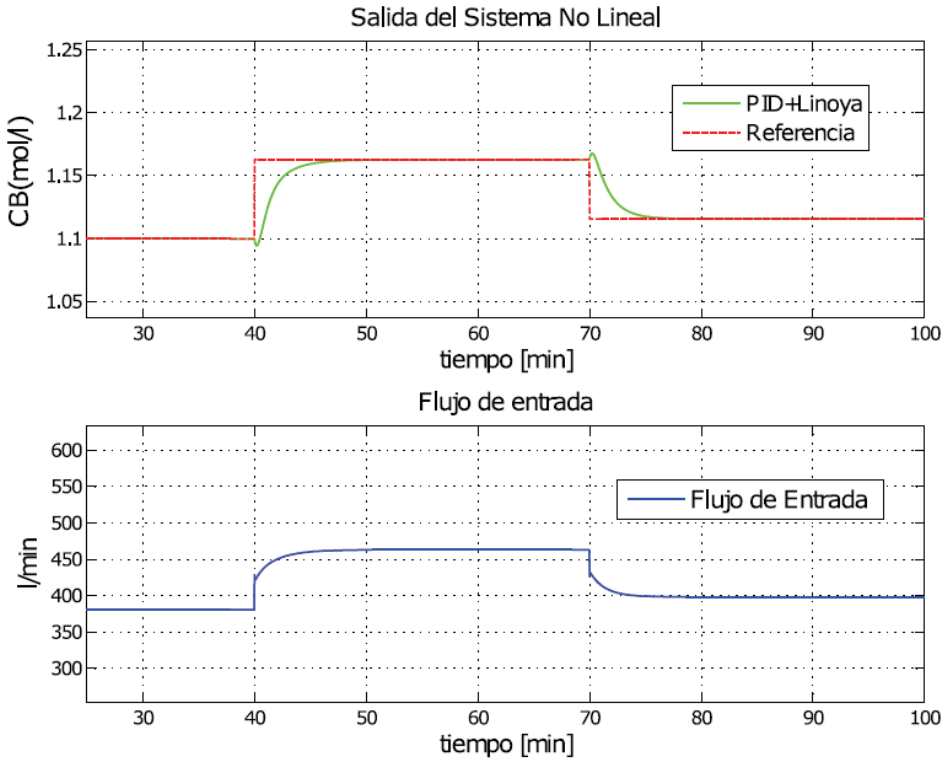


Figura 3.45 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID, ante cambios de referencias combinados (Unidades físicas).

Tabla 3.14. Tabla de parámetros de respuesta del sistema no lineal ante un cambio de referencia del 70 al 74% y del 74% al 71%, para el compensador de Linoya combinado con el controlador PID.

Paso positivo 4%	**Paso negativo 3%**
$M_p(\%) = 0\%$	$M_p(\%) = 0\%$
$M_i(\%) = 8.79\%$	$M_i(\%) = 8.8\%$
$t_r = 3.23min$	$t_r = 2.94min$
$t_s = 6.78min$	$t_s = 6.13min$

La Figura 3.44, Figura 3.45 y la Tabla 3.14 muestran el desempeño de la adición del compensador de Linoya ante cambios de referencia positivos y negativos manteniendo un máximo sobreimpulso nulo $M_P(\%) = 0\%$.

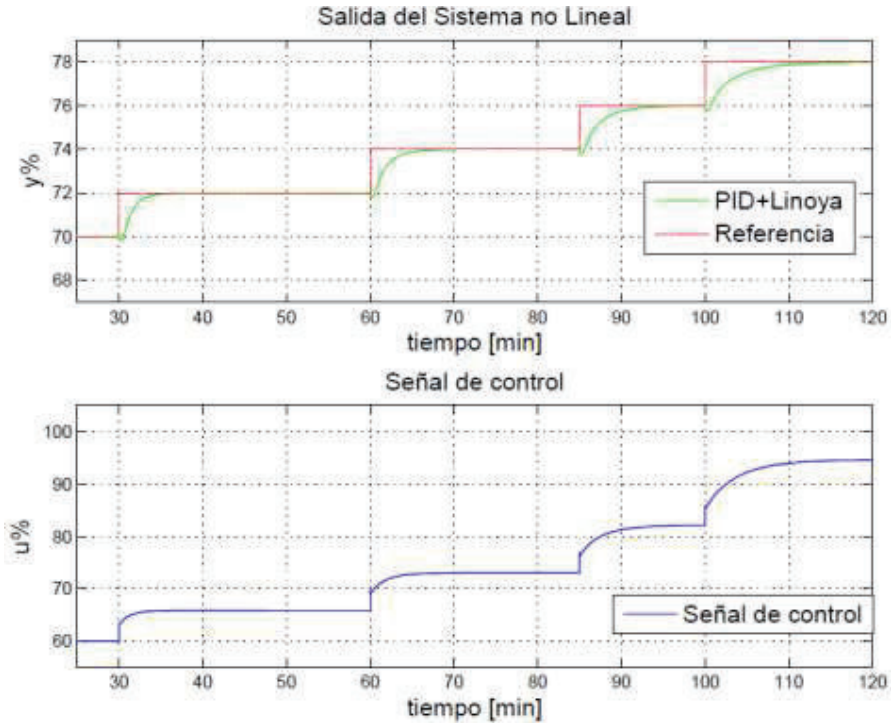


Figura 3.46 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID, ante cambios de referencias en pasos del 2%.

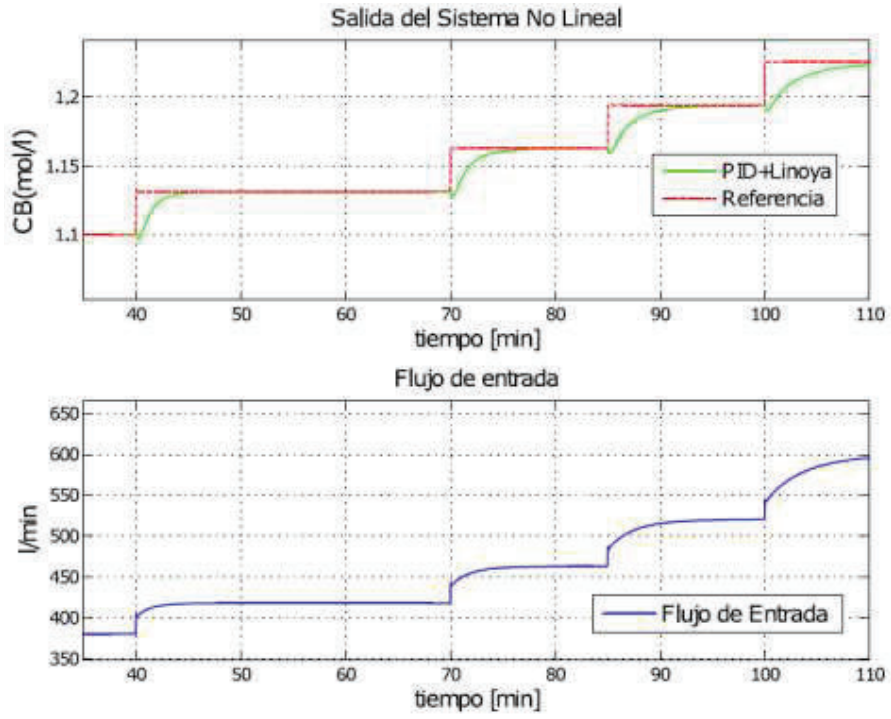


Figura 3.47 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID, ante cambios de referencias en pasos del 2% (Unidades físicas).

EL compensador de Linoya ayuda a disminuir el pico inverso del sistema y responde de una manera rápida ante los cambios que se le presentaron. Se debe notar que la señal de control del compensador de Linoya es más suave que la del PID.

3.2.3.2 Perturbaciones

En la Figura 3.48 y Figura 3.49 se muestra la simulación de las perturbaciones generadas en el sistema de control las cuales son correspondientes a valores del $\pm 5\%\ y\ \pm\ 3\%$ de CA_i.

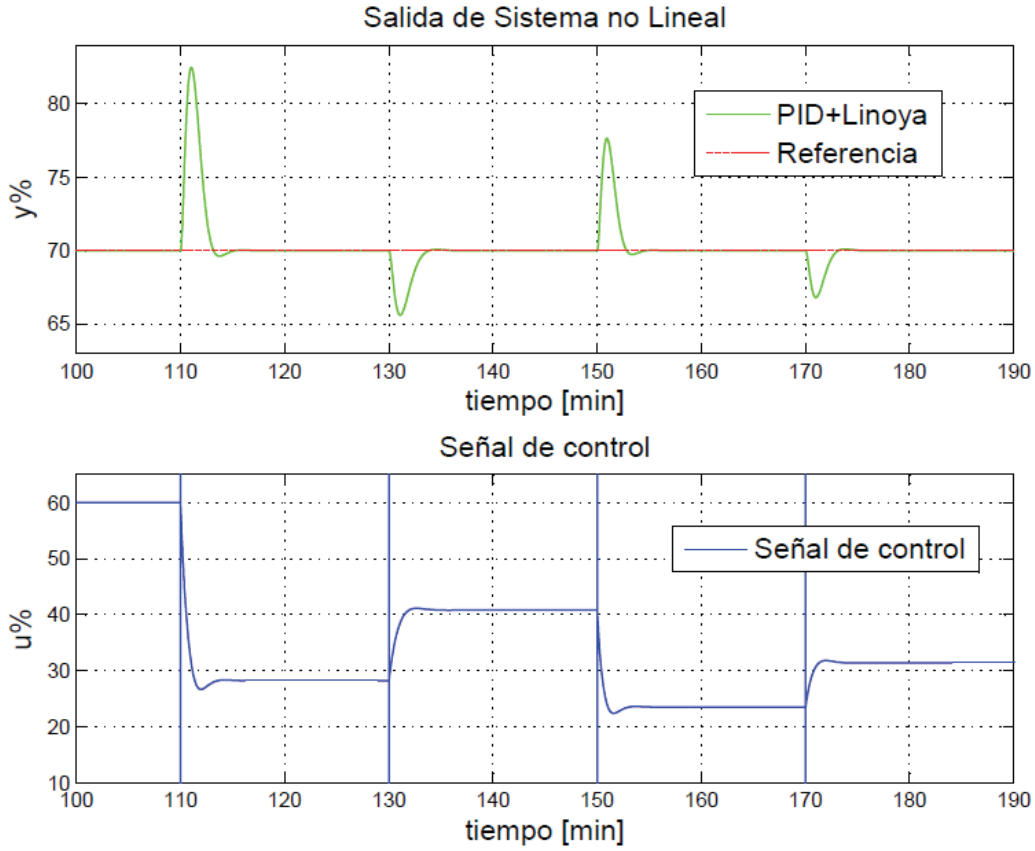


Figura 3.48 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID, ante la presencia de perturbaciones.

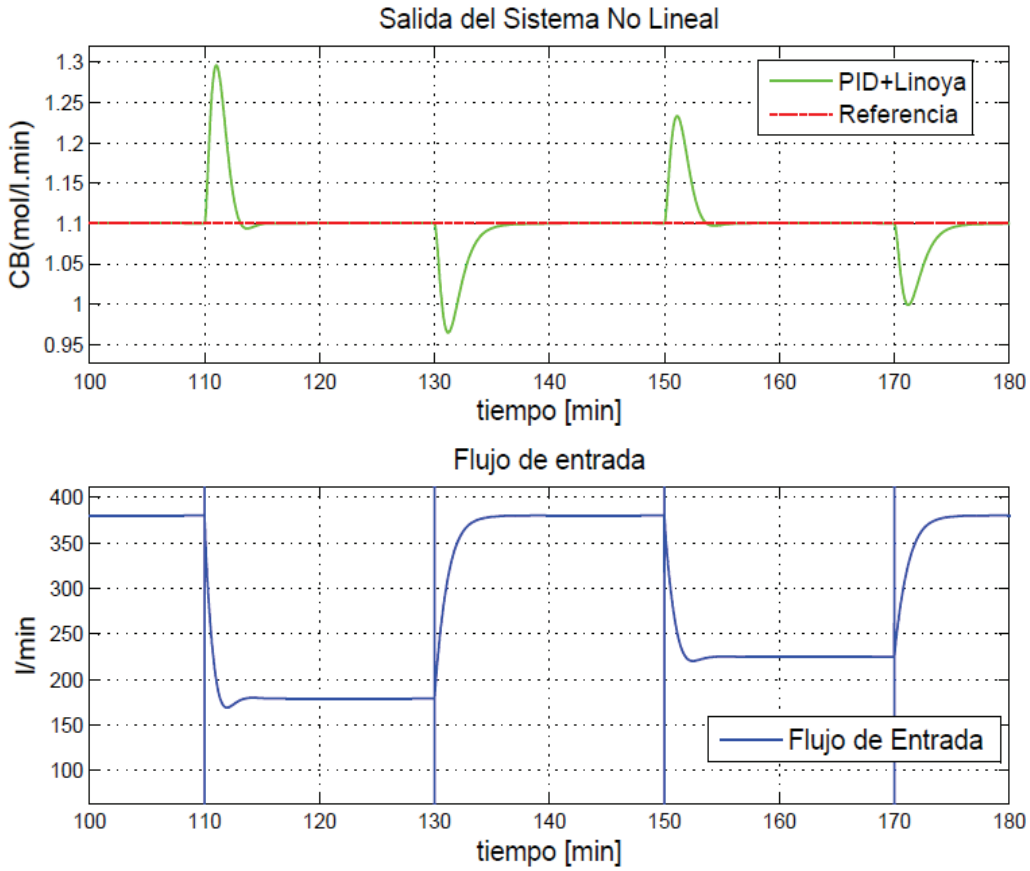


Figura 3.49 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID, ante la presencia de perturbaciones (Unidades físicas).

Las perturbaciones en este sistema de control si bien afectan el comportamiento normal, el controlador logra regresar a su valor de referencia. Se puede observar como la señal de control actúa de manera inmediata ante las cuatro perturbaciones, pero debido al término derivativo al momento de presentarse las perturbaciones existen picos infinitos, lo cual dificulta la implementación con un elemento final de control.

3.2.3.3 Señal con ruido

La Figura 3.50 y Figura 3.51 muestra cómo se comporta el sistema no lineal ante la presencia de una señal de ruido del 9%.

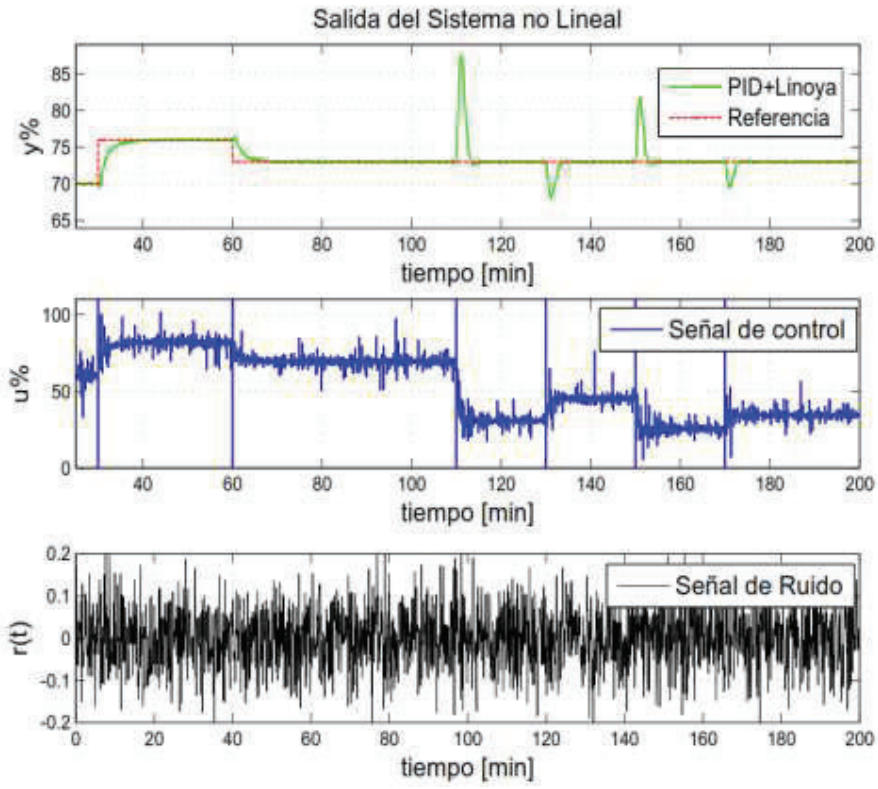


Figura 3.50 Respuesta en lazo cerrado del sistema no lineal ante presencia de ruido, con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID.

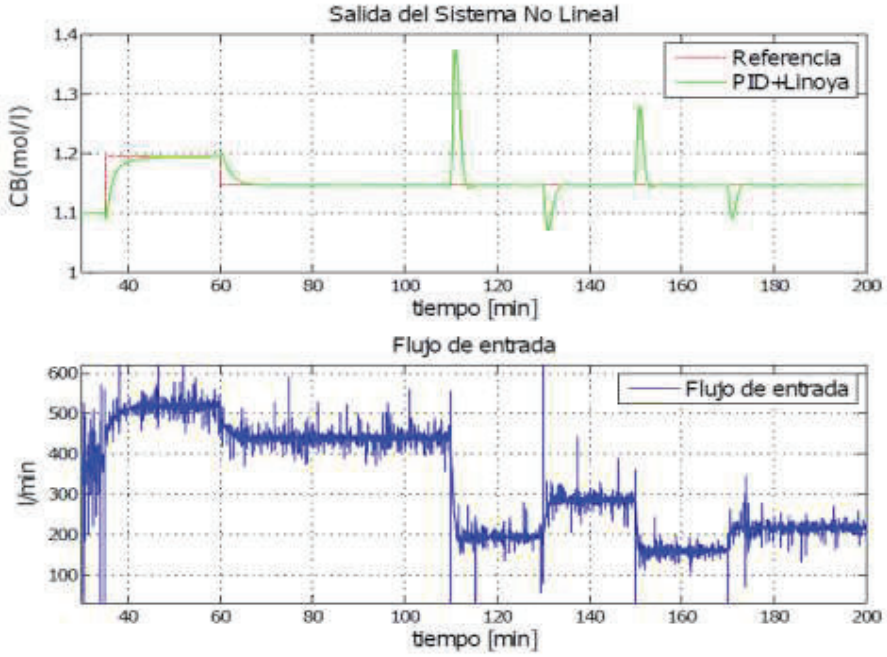


Figura 3.51 Respuesta en lazo cerrado del sistema no lineal ante presencia de ruido, con el compensador de Linoya combinado con el controlador PID (Unidades físicas).

Como se observa en la Figura 3.50 y Figura 3.51 ante la presencia de ruido el sistema no se pueda implementar debido a los sobrepicos infinitos, ya que sobrepasan el 100% de la señal de control.

3.2.4 SIMULACION DEL CONTROLADOR DSMC

El Control en Modo Deslizante Dinámico nos genera la siguiente ley de control:

$$u(t) = \int 1.71\alpha^2 e(t) + \frac{y^*(t)}{0.138} - \frac{u_c(t)}{0.3692} + \int K_D sign(S(t)) \qquad (3.23)$$

3.2.4.1 Sintonización de parámetros

Para la Ley de Control del DSMC se necesita analizar los 3 parámetros de calibración K_D, λ y α. El valor elegido de λ es igual a 2 correspondiente al análisis del capítulo 2.

Para el valor de K_D se toma en cuenta la expresión (2.37) así:

$$K_D = \frac{0.51}{0.374}\left(\frac{0.54}{0.3692}\right)^{0.76} = 1.82 \qquad (3.24)$$

Al igual que para el sistema lineal el valor de K_D será calculado en base al ISE, es decir, para un menor valor de este criterio de desempeño. Por consiguiente, la Tabla 3.15 y Tabla 3.16 contiene los valores de factor multiplicativo, K_D y su relación con ISE, M_i y M_p ante un paso del 7% (0.0109 mol/l de C_B).

Tabla 3.15 Tabla de análisis de K_D en el sistema no lineal(PARTE 1)

Factor	K_D	ISE	M_i (%)	M_p (%)
5,00	9,10	63.48	8.7	9.25
10,00	18,20	59.17	10.65	6.05
15,00	27,30	56.45	12.60	4.15
20,00	36,40	54.59	14.55	2.92
25,00	45,50	53.20	16.50	2.07
30,00	54,60	52.13	18.45	1.48
35,00	63,70	51.27	20.59	1.03
40,00	72,80	50.57	22.22	0.71

Tabla 3.16 Tabla de análisis de K_D en el sistema no lineal (PARTE 2)

Factor	K_D	ISE	M_i (%)	M_p (%)
45,00	81,90	49.98	23.23	0.46
50,00	91,00	49.48	24.31	0.26
55,00	100,10	49.05	25.01	0.13
60,00	109,20	48.68	25.57	0.03
65,00	118,30	48.34	26.01	0.00
70,00	127,40	48.05	26.36	0.00
75,00	136,50	47.79	26.68	0.00
80,00	145,60	47.55	26.94	0.00
85,00	154,70	47.34	27.16	0.00
90,00	163,80	47.15	27.35	0.00
95,00	172,90	46.97	27.51	0.00
100,00	182,00	46.81	27.65	0.00

Las Figura 3.52 muestra la relación entre el factor multiplicativo y el valor cuantitativo de desempeño (relación ISE vs FACTOR).

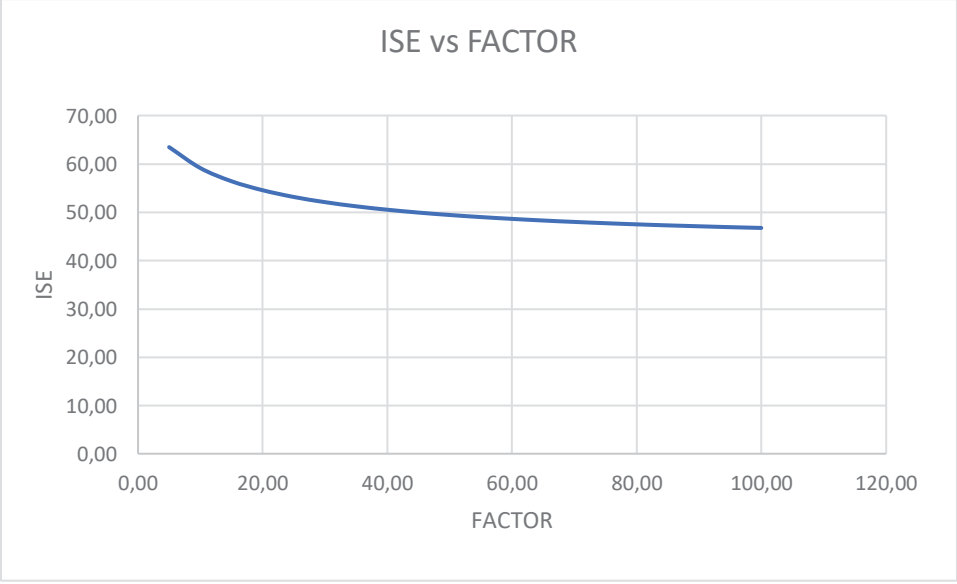


Figura 3.52 Gráfica de análisis de K_D y la influencia del factor multiplicativo en el ISE, en el sistema no lineal.

La Figura 3.52 muestra como varia el índice de desempeño ISE al aumentar el factor multiplicativo, sin tener mucha variación a partir del valor de factor igual a 40.

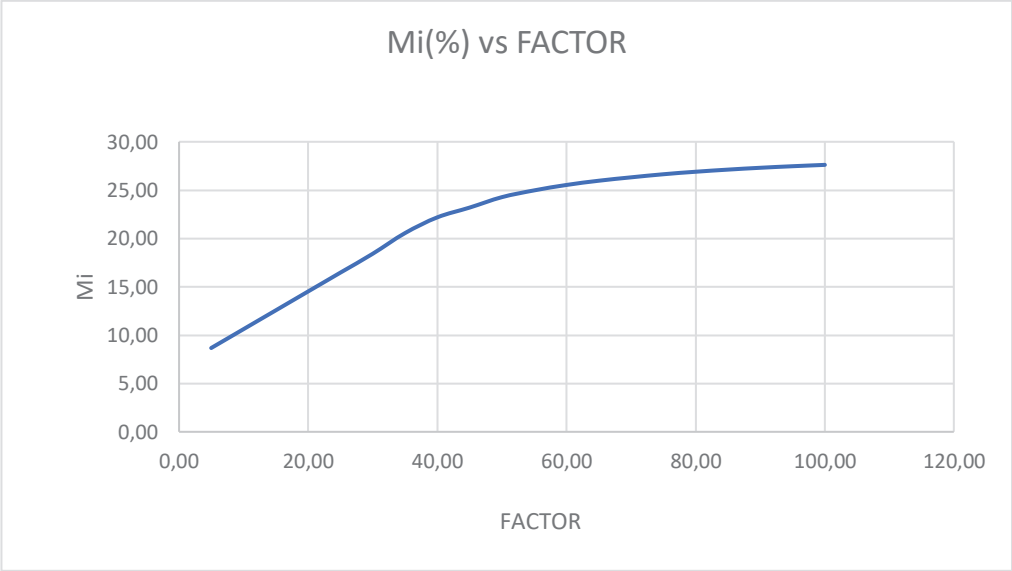


Figura 3.53. Gráfica de análisis de K_D y la influencia del factor multiplicativo en el $M_i(\%)$, en el sistema no lineal.

La Figura 3.53 muestra como varia el $M_i(\%)$, al aumentar el factor multiplicativo, teniendo menor variación en su valor a partir del valor de factor igual a 40.

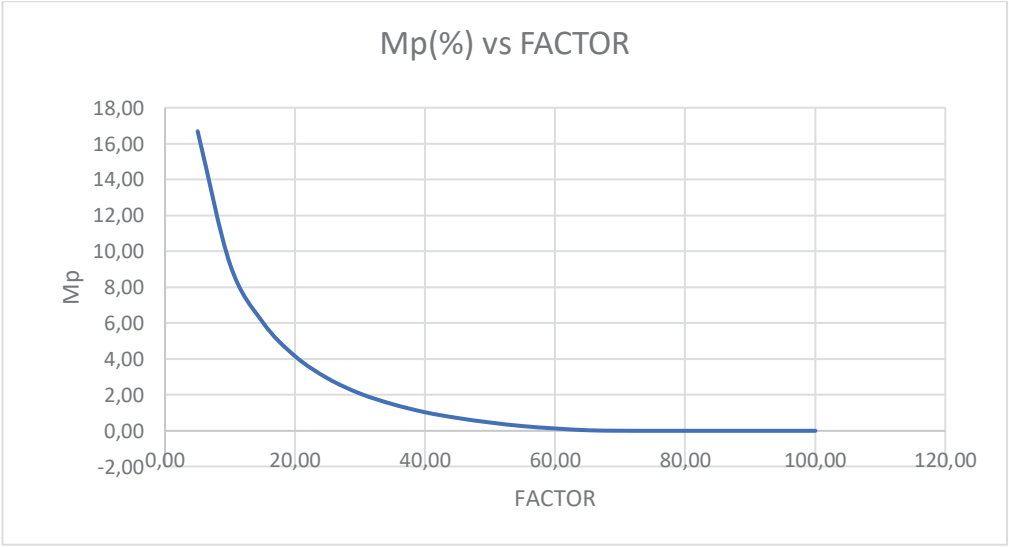


Figura 3.54. Gráfica de análisis de K_D y la influencia del factor multiplicativo en el $M_p(\%)$, en el sistema no lineal.

De acuerdo a la Figura 3.52, Figura 3.53, Figura 3.54, el valor elegido de factor multiplicativo es 40 para realizar las simulaciones del DSMC en el sistema no lineal, debido a que en este punto el sistema tiene un ISE menor y se torna constante. Sin embargo, a valores altos de K_D el sistema empieza presentar *chattering,* el pico inverso ($M_i(\%)$) tiene un valor del 22.2% y el sobreimpulso ($M_p(\%)$) no sobrepasa el valor del 5%.

En el sistema no lineal definidos ya los valores de K_D y λ, por último se va a realizar el análisis del α, manteniendo los otros parámetros fijos, empezando desde un factor multiplicativo que empieza en 0.5 y finaliza en 1.5.

Se analizará la influencia de α con respecto al ISE, $M_i(\%)$, $M_p(\%)$, t_r y t_s, mostrando en la Tabla 3.17 y en las Figura 3.55, Figura 3.56 y Figura 3.57, los resultados al variar α (de igual forma que en el parámetro K_D con un factor multiplicativo) y así elegir el mejor valor.

Tabla 3.17. Tabla de análisis de α en sistema no lineal.

FACTOR	α	ISE	M_i (%)	M_p(%)
0,5	1,035	55,29	15,62	6,7
0,6	1,242	53,71	17,45	5,47
0,7	1,449	52,61	19,2	4,33
0,8	1,656	51,84	20,33	3,31
0,9	1,863	51,15	21,44	2,27
1	2,07	50,57	22,51	1,307
1,1	2,277	50,05	23,52	0,3381
1,2	2,484	49,58	24,51	0,025
1,3	2,691	49,18	25,55	0,0025
1,4	2,898	48,8	26,67	0,0022
1,5	3,105	48,47	27,79	0,0026

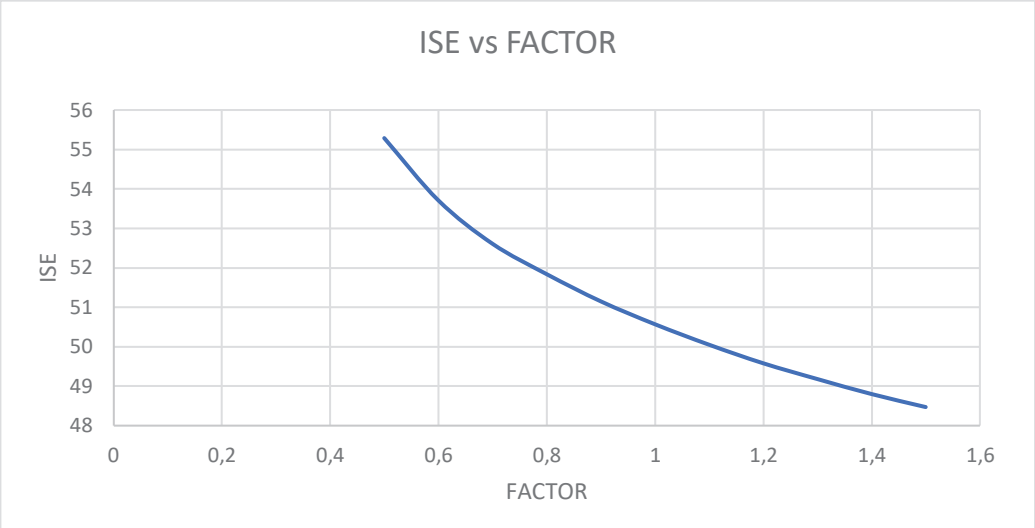


Figura 3.55. Gráfica de análisis de α y la influencia del factor multiplicativo en el ISE, en el sistema no lineal.

La Figura 3.55 muestra como varia el ISE al variar el factor multiplicativo multiplicado por α, teneindo como resultado un descenso del valor ISE a medida que aumenta el factor multiplicativo.

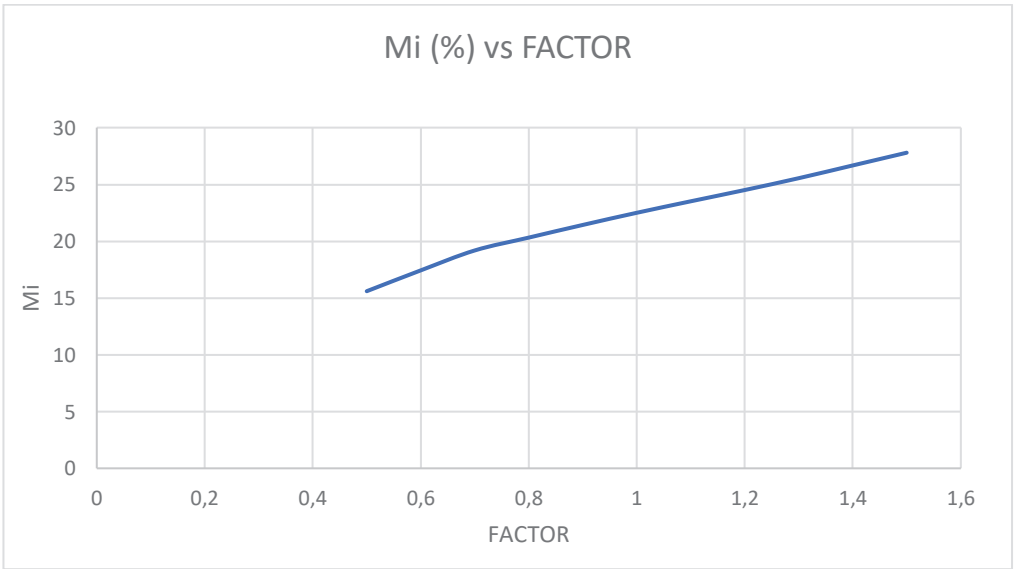


Figura 3.56. Gráfica de análisis de α y la influencia del factor multiplicativo en el $M_i(\%)$, en el sistema no lineal.

La Figura 3.56 muestra que a medida que aumenta el factor multiplicativo aumenta el pico inverso $M_i(\%)$.

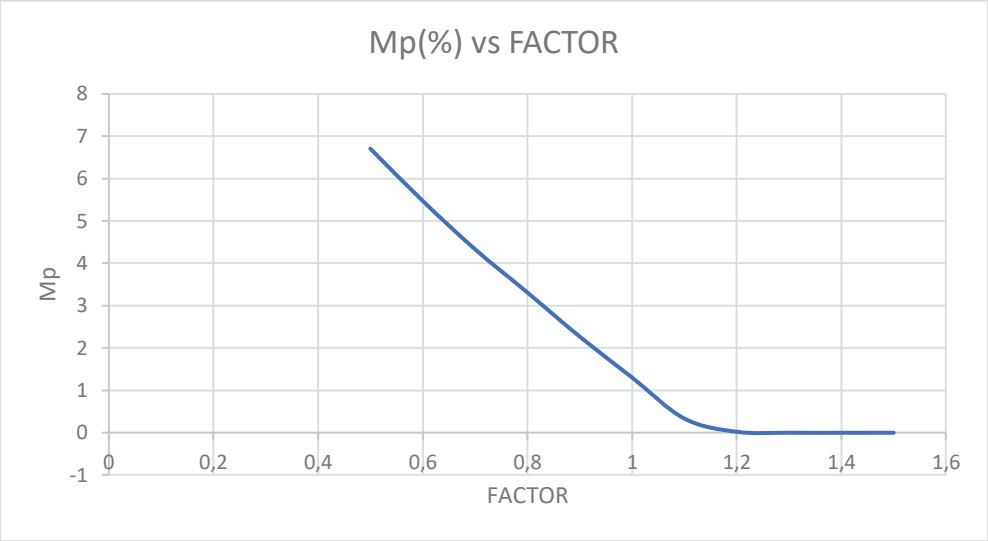


Figura 3.57. Gráfica de análisis de α y la influencia del factor multiplicativo en el $M_p(\%)$, en el sistema no lineal.

La Tabla 3.17 y Figura 3.57 muestra como al aumentar el factor multiplicativo disminuye el sobreimpulso, tornándose constante a partir del valor de factor de aproximadamente 1.

Analizando la Figura 3.55, Figura 3.56 y Figura 3.57, se eligió un factor multiplicativo de 1 para realizar las simulaciones, ya que es un valor medio entre los puestos a prueba ,por lo tanto el valor de α es igual a 2.07

3.2.4.2 Cambios de Referencia

En la Figura 3.58 y Figura 3.59 se presenta un cambio de referencia del 70% al 77% correspondiente a 1.209 mol/l de C_B en la salida y la Tabla 3.18 los parámetros obtenidos a este cambio.

La Figura 3.60 y Figura 3.61 muestran cómo responde el sistema ante dos cambios de referencia uno positivo del 4% (0.0629 mol/l de C_B) y uno negativo del 3% (0.0471 mol/l de C_B) y la Tabla 3.19 los parámetros obtenidos a estos cambios.

Ahora los siguientes cambios de referencia son en pasos del 2% de $y(\mathrm{t})\%$ (0.0314 mol/l de C_B) , como se observa en la Figura 3.62 y Figura 3.63.

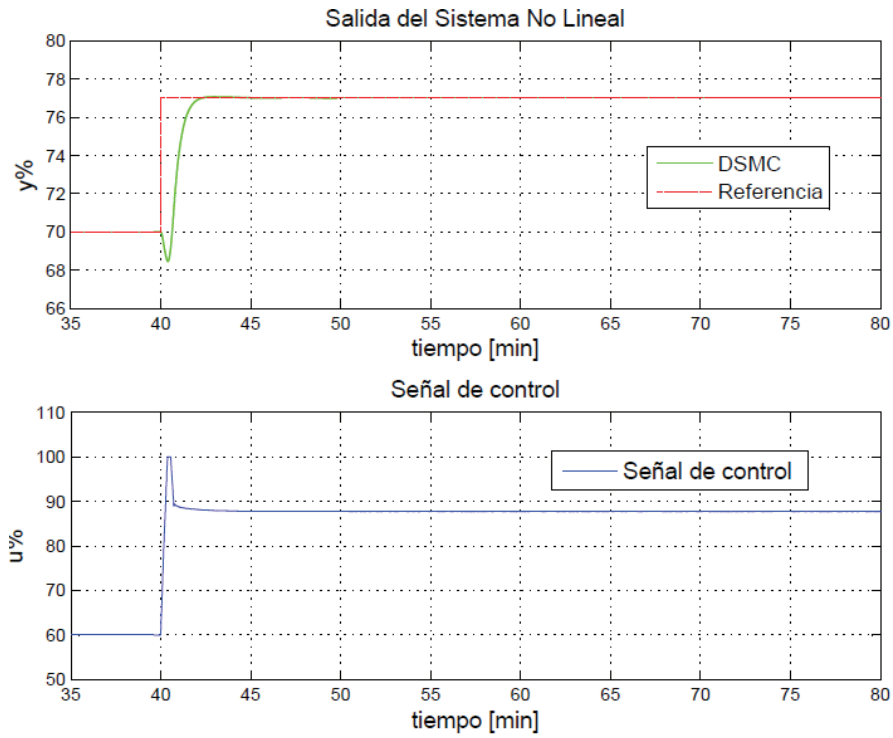


Figura 3.58 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el DSMC, ante un cambio de referencia igual al 7%.

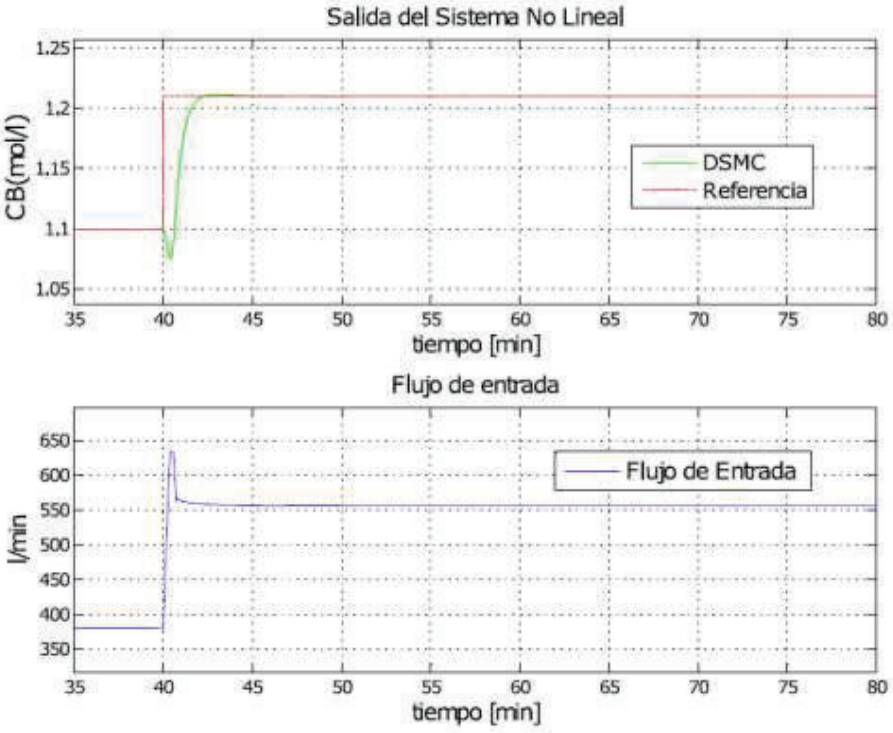


Figura 3.59 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el DSMC, ante un cambio de referencia igual al 7% (Unidades físicas).

Tabla 3.18. Tabla de parámetros de respuesta del sistema no lineal ante un cambio de referencia del 70% al 77%, para el DSMC.

Paso positivo: 77%
$M_p(\%) = 1.29\%$
$M_i(\%) = 22.52\%$
$t_r = 0.86min$
$t_s = 1.91min$

Ante este cambio máximo de referencia observado en Figura 3.58 y Figura 3.59 en el sistema se pudo observar que el DSMC disminuye el sobrepico en la respuesta y a su vez la señal de control no muestra picos que no serían capaces de controlar al mismo y la Tabla 3.18 muestra los parámetros de desempeño del DSMC ante un cambio de referencia de 77% en el sistema no lineal sin sobrepasar un sobreimpulso del 5% y un pico inverso de 23%

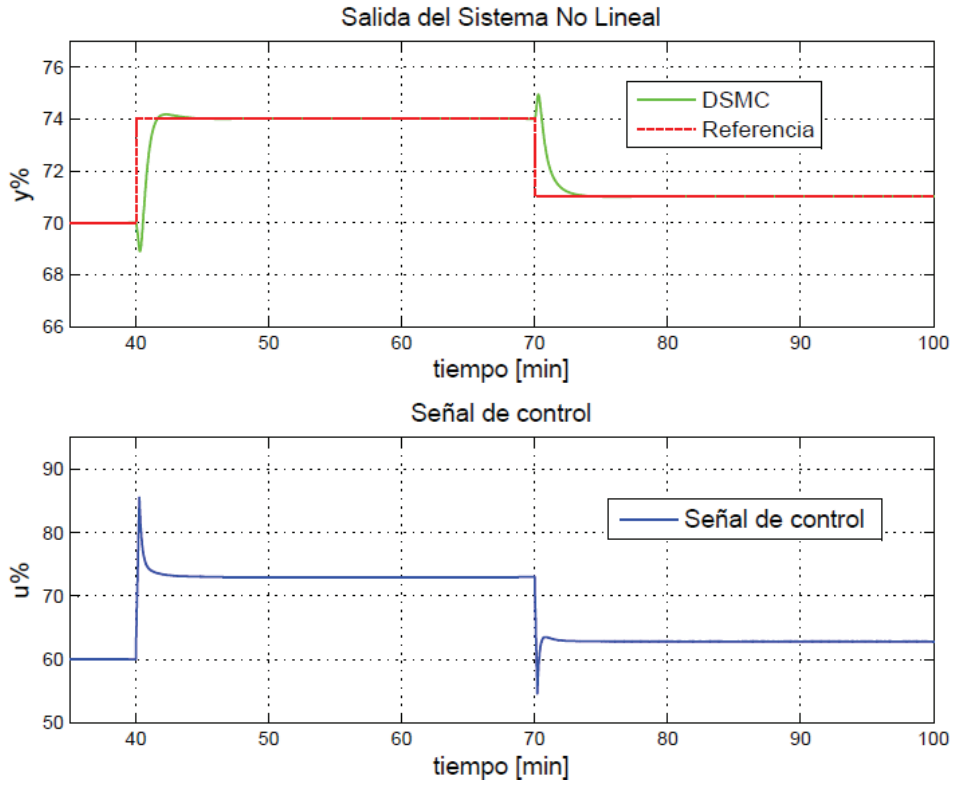


Figura 3.60 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el DSMC, ante cambios de referencias combinados.

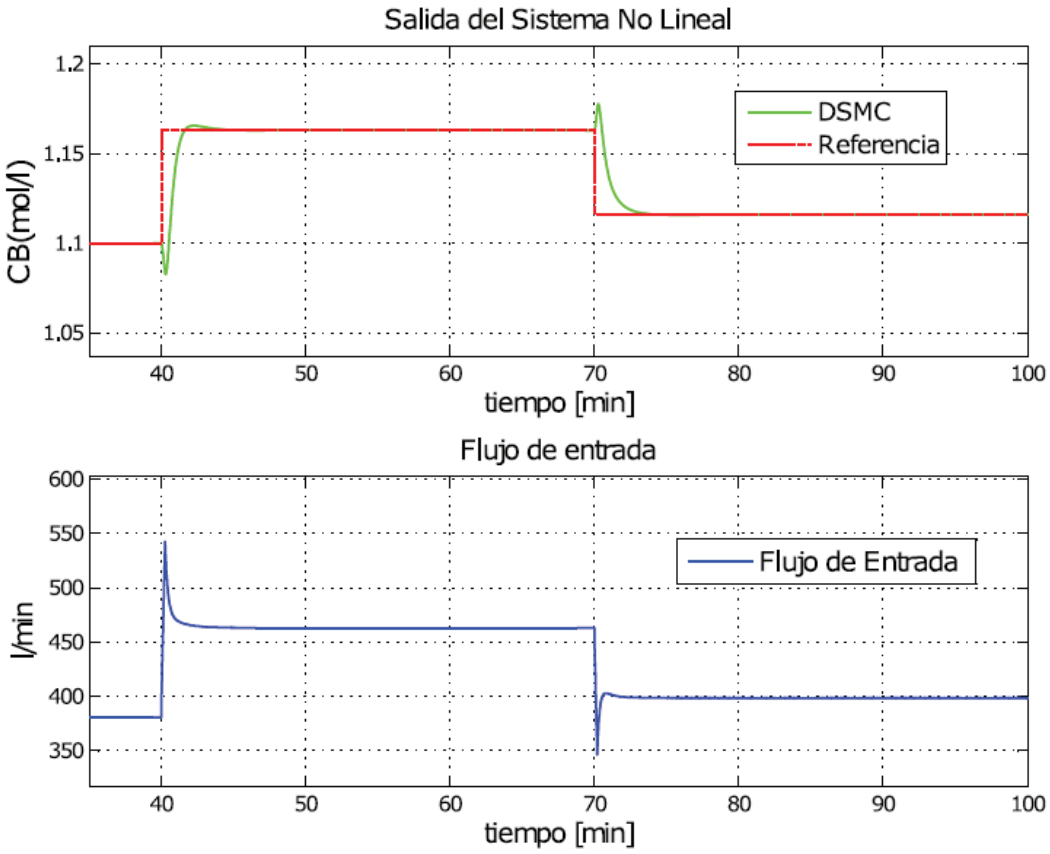


Figura 3.61 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el DSMC, ante cambios de referencias combinados (Unidades físicas).

Tabla 3.19. Tabla de parámetros de respuesta del sistema no lineal ante un cambio de referencia del 70 al 74% y del 74% al 71%, para el DSMC.

Paso positivo 4%	**Paso negativo 3%**
$M_p = 4.33\%$	$M_p = 0\%$
$M_i = 27.50\%$	$M_i = 24.98\%$
$t_r = 0.7min$	$t_r = 1.51min$
$t_s = 3.23min$	$t_s = 3.15min$

La Figura 3.60, Figura 3.61 y la Tabla 3.19 muestran el desempeño del DSMC en el sistema no lineal ante cambios de referencia positivos y negativos, manteniendo un sobreimpulso no mayor al 5% y un pico inverso no mayor al 28%.

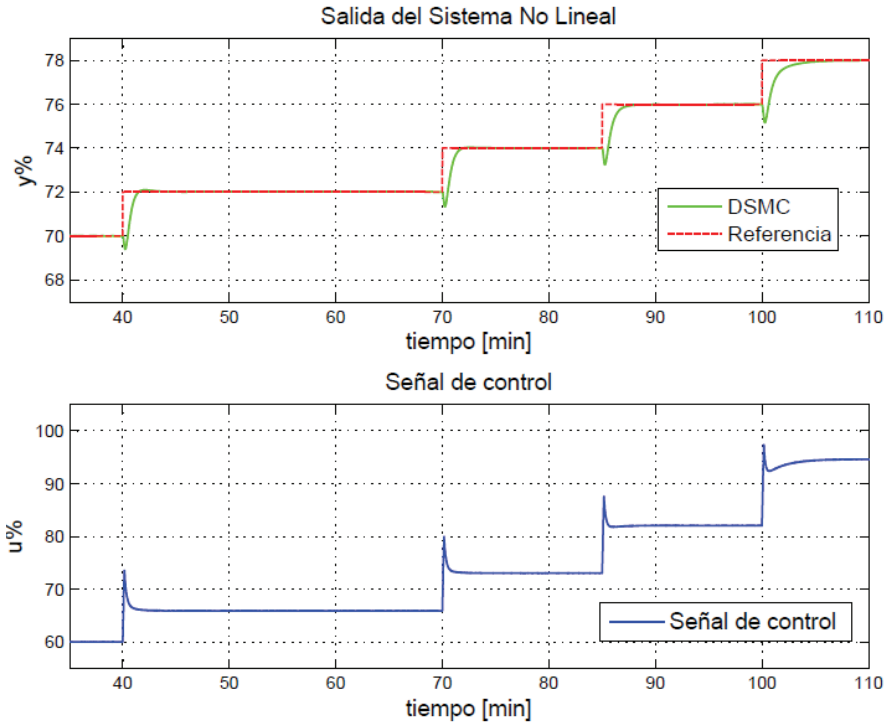


Figura 3.62 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el DSMC, ante cambios de referencias en pasos de 2%.

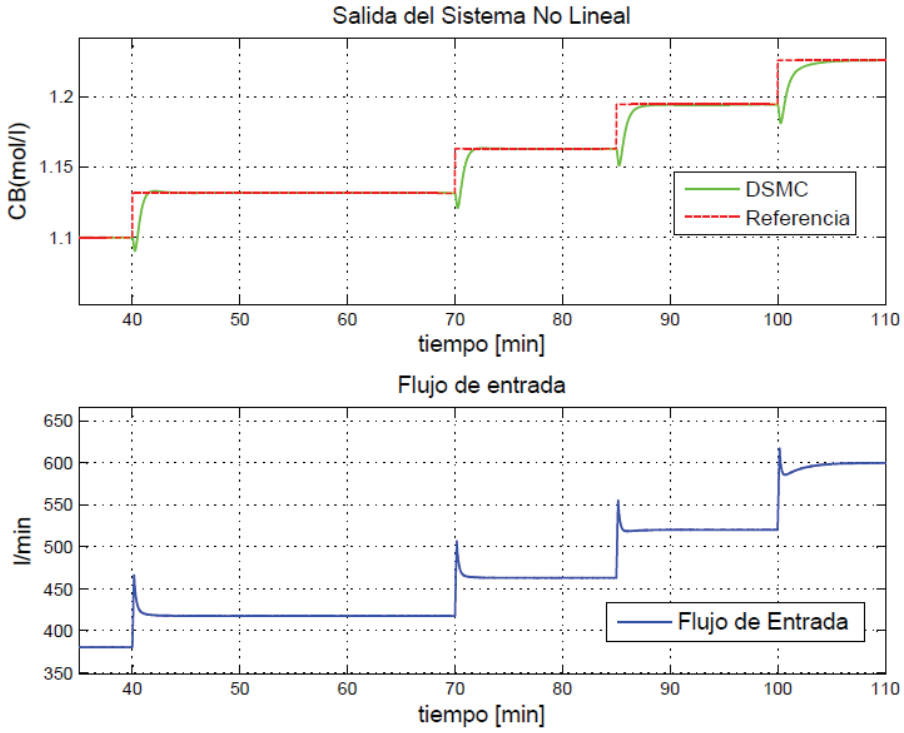


Figura 3.63 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el DSMC, ante cambios de referencias en pasos de 2% (Unidades físicas).

Para cada uno de los cambios el sistema consigue alcanzar el valor de referencia sin máximo sobrepico como se puede notar en los parámetros de respuesta del sistema de la Figura 3.58, Figura 3.59, Figura 3.60, Figura 3.61, Figura 3.62 y Figura 3.63. De la misma manera, con estos parámetros se puede notar que si bien el pico inverso no se ha eliminado este si ha disminuido y en cuanto a rapidez en respuesta es evidente como el DSMC mejora tiempos de establecimiento y tiempo de crecimiento.

3.2.4.3 Perturbaciones

En la Figura 3.64 y Figura 3.65 se presenta la respuesta del sistema ante perturbaciones de del $\pm 5\%$ y $\pm$ 3% de CA_i.

Como se puede ver en la figura el DSMC actúa de una manera adecuada ante las perturbaciones, haciendo que la señal de salida del sistema no se aleje por mucho tiempo de la señal de referencia, convirtiéndolo en implementable.

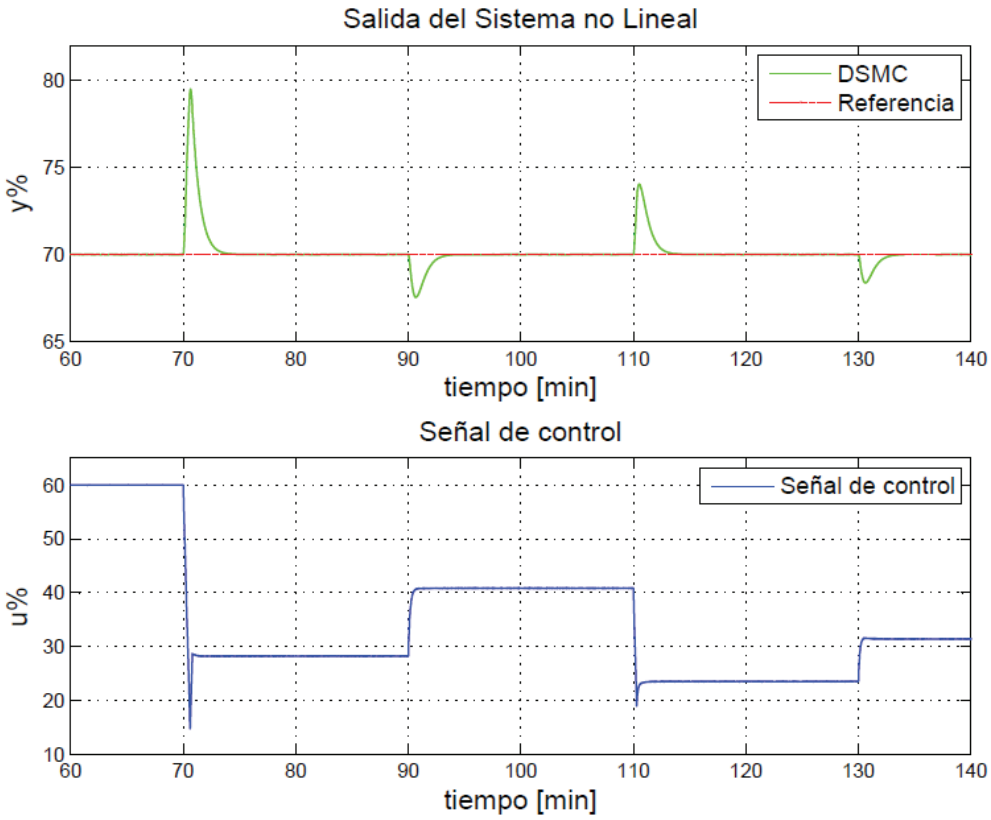


Figura 3.64 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el DSMC, ante la presencia de perturbaciones.

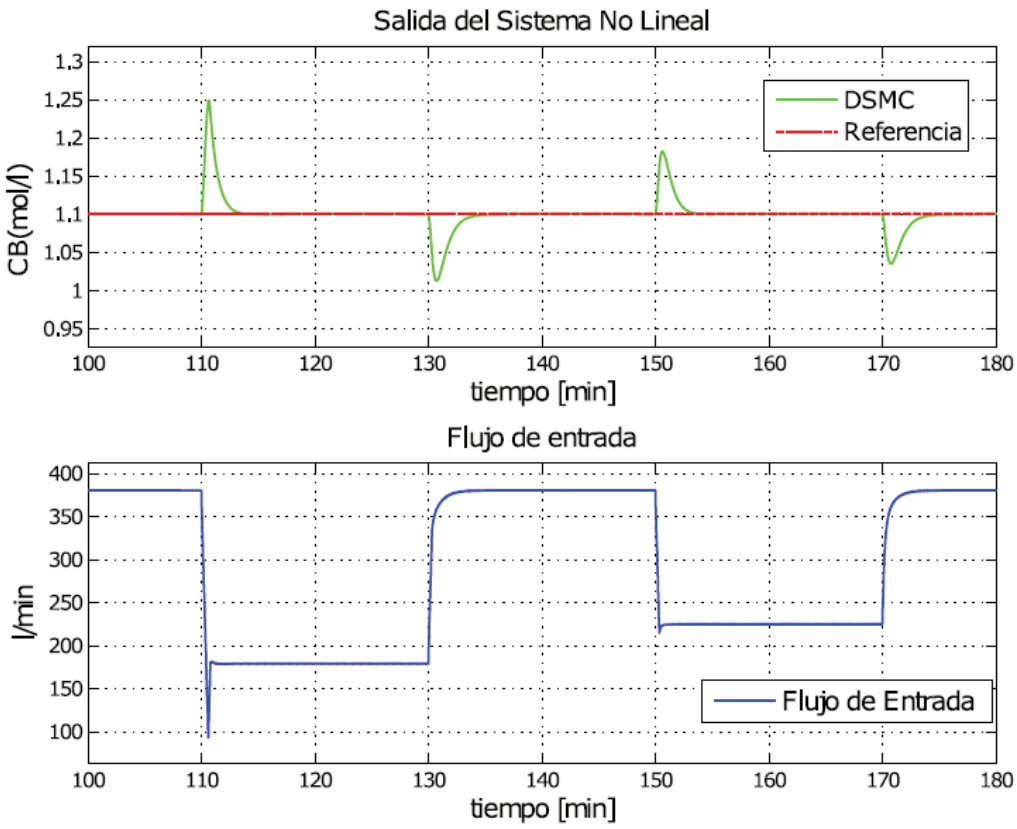


Figura 3.65 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal con el DSMC, ante la presencia de perturbaciones (Unidades físicas)

3.2.4.4 Señal con ruido

En la Figura 3.66 y Figura 3.67 se muestran el resultado al introducir una señal de ruido a la salida del proceso, al igual que el controlador PID y el compensador de Linoya del 9%, de tal forma que se puede observar que ante la presencia de ruido el sistema responde adecuadamente.

El Controlador en Modo Deslizante Dinámico no pierde el desempeño a pesar de situaciones como cambios de referencia, perturbaciones en la concentración del producto A, y señal de ruido a la salida del sistema, como se puede observar ya no existen picos en la señal de control a diferencia que en otros controladores (el PID y el compensador de Linoya combinado con el controlador PID), siendo este controlador el más idóneo para implementar en este proceso.

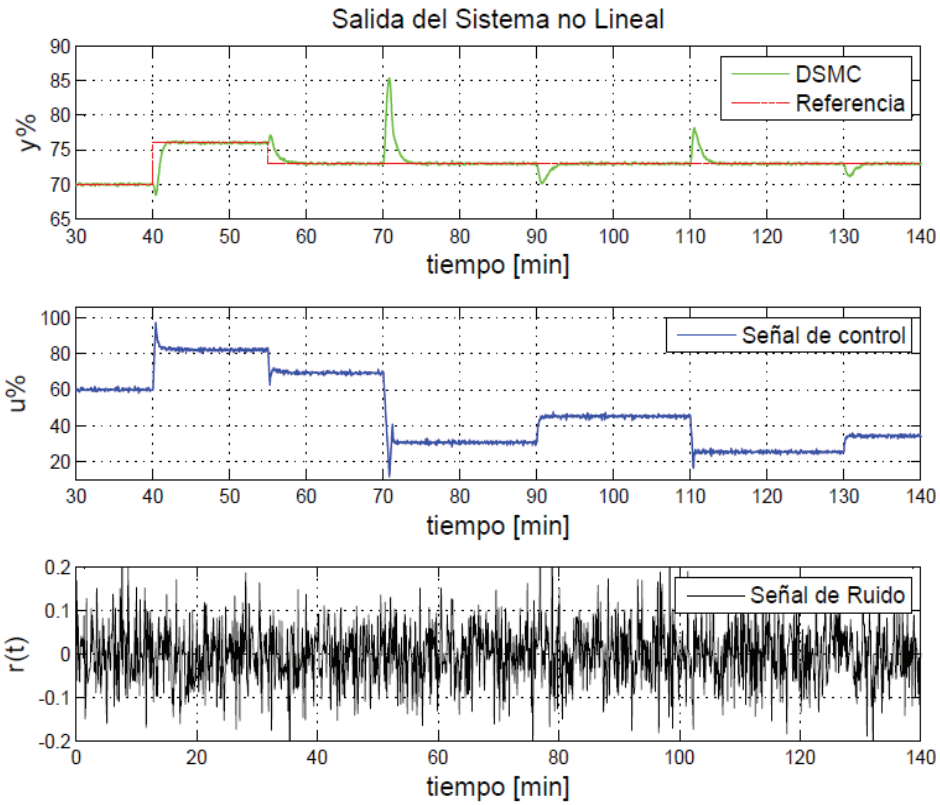


Figura 3.66 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal ante presencia de ruido, con el DSMC.

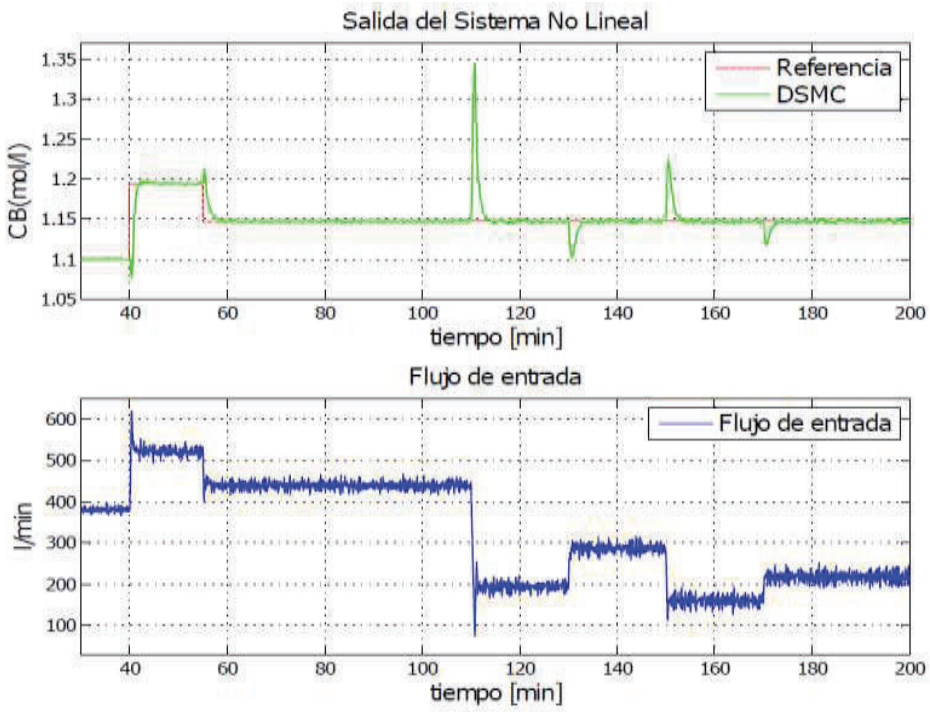


Figura 3.67 Respuesta a lazo cerrado del sistema no lineal ante presencia de ruido, con el DSMC (Unidades físicas).

CAPÍTULO 4

ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este capítulo se analizará el desempeño de los 3 tipos de controladores desarrollados en el capítulo 3 para el sistema lineal y no lineal, mediante el criterio la integral cuadrada del error (ISE). En consecuencia, se realizan 3 tipos de pruebas a los sistemas, las cuales son: cambios de referencia, perturbaciones a la salida del sistema y presencia de ruido. De tal manera, concluir cual es el controlador que presenta mejores características de desempeño.

4.1 RESULTADOS DEL SISTEMA LINEAL

En este apartado el sistema lineal es afectado por varios tipos de perturbaciones, a continuación, se puede observar como los controladores responden ante estas. El análisis de desempeño se realizará en base al criterio ISE.

4.1.1 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA BRUSCOS

En la Figura 4.1 se muestra la salida del sistema lineal con el uso de los controladores (PID, compensador de Linoya combinado con el controlador PID, y el DSMC) , y así también, la salida de la señal de cada controlador.

Para tener un criterio cuantitativo con cual comparar a cada controlador, se presenta el índice de desempeño ISE de cada uno de los controladores en la Tabla 4.1.

Los cambios de referencia se aplican a partir de un estado estacionario cuando la salida del controlador esta en valor igual a 0.5, los cambios toman los siguientes valores en los siguientes tiempos:

- t = 70 s: 0.5
- t = 150 s: -0.6
- t = 250 s: 0.3
- t = 350 s: -0.2

Tabla 4.1 Tabla de índice de desempeño ISE ante cambios de referencia bruscos.

CONTROLADOR	ISE
PID	9.37
PID + Linoya	12.28
DSMC	8.77

Los valores obtenidos en la Tabla 4.1 permiten comparar al DSMC con respecto a los otros controladores. En relación al ISE se tienen los siguientes resultados: para el controlador PID mejora en un 6.84% y para el compensador de Linoya en un 40.02%.

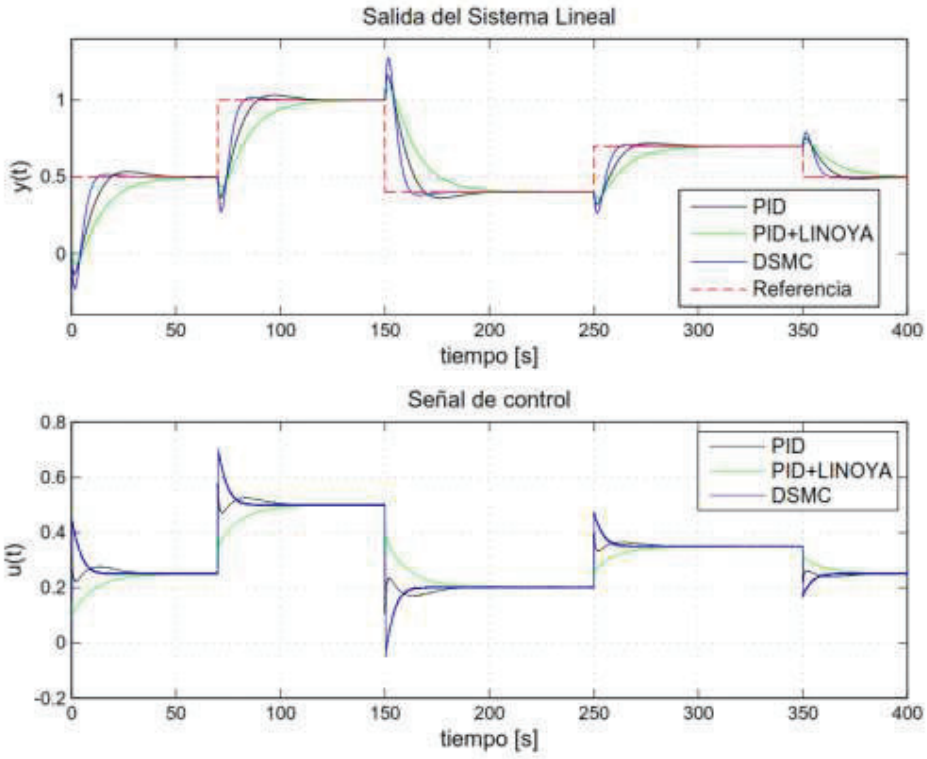


Figura 4.1 Comparación de controladores en sistema lineal sometidos a cambios bruscos de referencia.

El DSMC a pesar de presentar sobre impulso, es menor al del controlador PID, sin embargo, es mayor que el compensador de Linoya (Figura 4.1). La salida del sistema con el controlador el DSMC presenta mayor respuesta inversa, por otro lado, es el controlador más rápido como lo indica la Figura 4.1. Para la salida del controlador se puede observar que, ante cada cambio de referencia, el DSMC

presenta picos, no obstante, estos no sobrepasan el 100% de la señal de control en ningún caso. La señal de control más suave es la del compensador de Linoya.

4.1.2 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES ANTE PRESENCIA DE PERTURBACIONES

La Figura 4.2 muestra las perturbaciones introducidas a la salida del sistema, y al igual que a los cambios de referencia se evalúa el índice de desempeño ISE, cuyos valores se pueden observar en la Tabla 4.2 Las perturbaciones que se aplican al sistema lineal en estado estable y el valor de estos son los siguientes:

- t = 120 s: 0.1
- t = 160 s: -0.1
- t = 210 s: 0.1
- t = 270 s: -0.3

Los valores ISE ante la presencia de perturbaciones muestran que el DSMC es el del menor valor ISE y el que más rápido regresa a condiciones estables. Dados los valores de la Tabla 4.2 se puede inferir que el DSMC tiene una mejora en el ISE con relación al PID en 7.33% y al compensador de Linoya en un valor del 35.77%.

Tabla 4.2 Tabla de índice de desempeño ISE ante perturbaciones

CONTROLADOR	ISE
PID	3.51
PID + Linoya	4.44
DSMC	3.27

Para las señales de control se puede notar como el controlador PID, y compensador de Linoya presentan picos de valores muy altos ante cada perturbación a diferencia del DSMC que presenta una señal de control similar a la de cambios de referencia, es decir presenta una señal de control más suave.

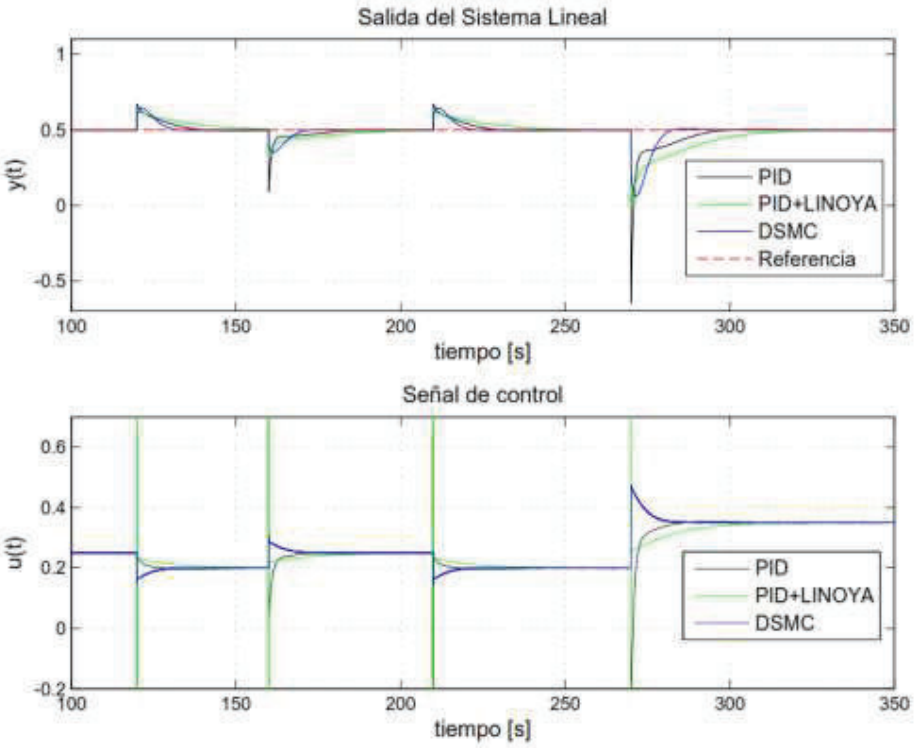


Figura 4.2 Comparación de controladores en sistema lineal sometidos a perturbaciones.

4.1.3 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES ANTE PRESENCIA DE RUIDO.

La Figura 4.3 muestra la salida del sistema cuando se ve afectado por cambios de referencia continuos, perturbaciones, y una señal de ruido constante de un valor de 5% de la $y(t)$. La Tabla 4.3 presenta los valores de ISE de cada controlador para este caso.

Dados los valores de la Tabla 4.3 se puede observar que en presencia de ruido la mejora del desempeño del DSMC con respecto a los demás controladores es del 5.18% para el controlador PID y del 37.20% para el compensador de Linoya.

Tabla 4.3 Tabla de índice de desempeño ISE ante señal de ruido

CONTROLADOR	ISE
PID	12.58
PID + Linoya	16.41
DSMC	11.96

La señal de ruido provoca picos en la señal del controlador PID y el compensador de Linoya, detallado con una línea negra y una línea verde, respectivamente (la señal del compensador de Linoya se sobrepone a señal del controlador PID). Estos picos resultan de la alta frecuencia a la que se produce el ruido, por lo tanto, hacen que estos dos controladores no se puedan implementar. El DSMC, por otro lado, presenta una señal de control que si se puede implementar debido a que no presenta picos y se mantiene en la referencia.

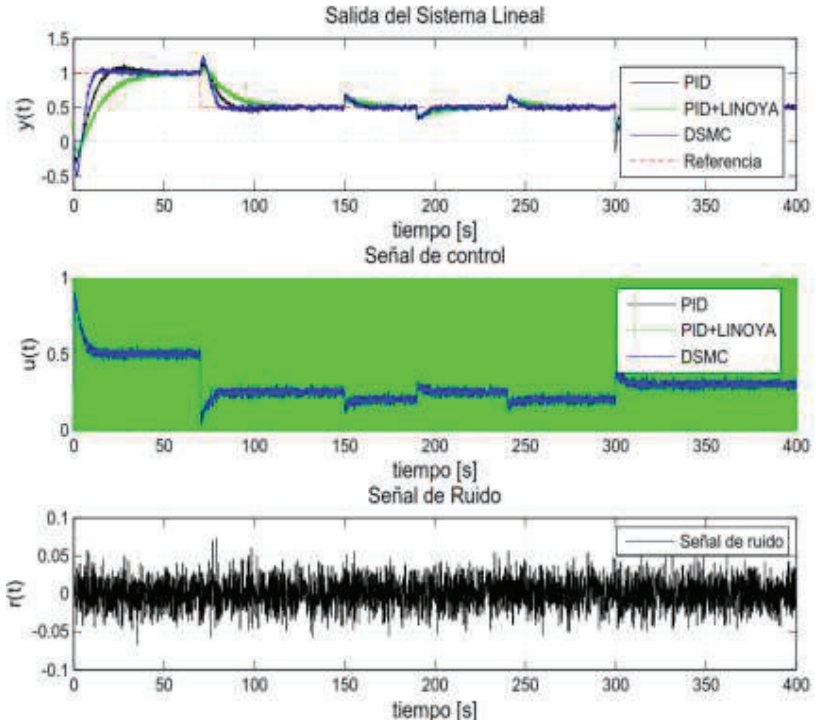


Figura 4.3 Comparación de controladores en sistema lineal sometidos a una señal de ruido r(t).

4.1.4 ANÁLISIS DE ROBUSTEZ DE LOS CONTROLADORES

Para realizar el análisis de robustez se va a modificar las plantas, de tal forma simular una mala calibración del transmisor. En base a esto se realizan pruebas de cambios de referencia con perturbaciones para comparar el desempeño de los controladores con el parámetro ISE.

Para el sistema lineal se va a introducir una ganancia de 0.9 lo que correspondiente a una mala calibración del 10% en la ganancia de la planta. en la Figura 4.4 se muestra la modificación de la planta lineal.

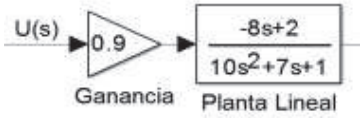


Figura 4.4 Esquema de planta modificada

De acuerdo a los valores obtenidos en la Tabla 4.4 el controlador que mejor responde ante modificaciones del modelo es el DSMC, ya que presenta una mejora del 8.57% con respecto al controlador PID y de 45.96% con respecto al compensador de Linoya.

Tabla 4.4 Tabla de índices de desempeño del sistema lineal sometido a modificaciones en el modelo.

CONTROLADOR	ISE
PID	12.92
PID + Linoya	17.37
DSMC	11.9

Se analiza el ISE ante cambios de referencia y perturbaciones mostrado en la Figura 4.5. En Figura 4.5 se observa como la señal de control del DSMC actúa inmediatamente ante las perturbaciones a las que sometió al sistema, sin que se generen sobrepicos, como sucede con los otros controladores diseñados.

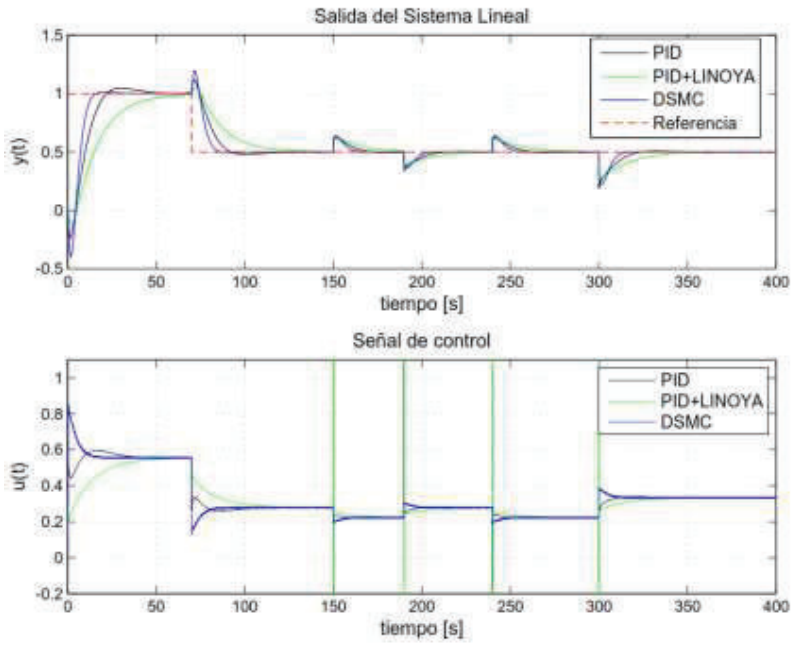


Figura 4.5 Respuesta del sistema lineal sometido a modificaciones en el modelo.

4.2 RESULTADOS DEL SISTEMA NO LINEAL

En esta sección se somete a sistema no lineal (reacción de Van der Vusse) a varios tipos pruebas y a su análisis respectivo de la misma manera que se hizo con el sistema lineal.

4.2.1 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA BRUSCOS

En la Figura 4.6 se muestra la salida del sistema no lineal, con la salida de cada controlador. De tal manera, se observa como responden los controladores cuando se somete al proceso a los siguientes cambios de referencia en los tiempo mostrados a continuación:

- t = 40 s: 5.5 %(0.0785 de C_B)
- t = 55 s: - 4 %(0.0628 de C_B)
- t = 70 s: 2 %(0.0314 de C_B)
- t = 85 s: - 3 %(0.0471 deC_B)

Al comparar el ISE de cada acción de los controladores el DSMC presenta una mejora del 2.23% con respecto a controlador PID y de 35.29% con respecto al compensador de Linoya.

Tabla 4.5 Tabla de índice de desempeño ISE ante cambios de referencia bruscos.

CONTROLADOR	ISE
PID	62.69
PID + Linoya	82.69
DSMC	61.32

El DSMC presenta sobreimpulsos de valores muy bajos e incluso de valor 0% como se ve en la Figura 4.6 y Figura 4.7, además, es el controlador más rápido y el pico inverso es parecido al resto de los controladores. Como se observa en el gráfico la acción del DSMC presenta una mayor sobrepico, sin embargo, este se mantiene en el rango permitido por la válvula (no sobrepasa el 100%) ante un cambio brusco.

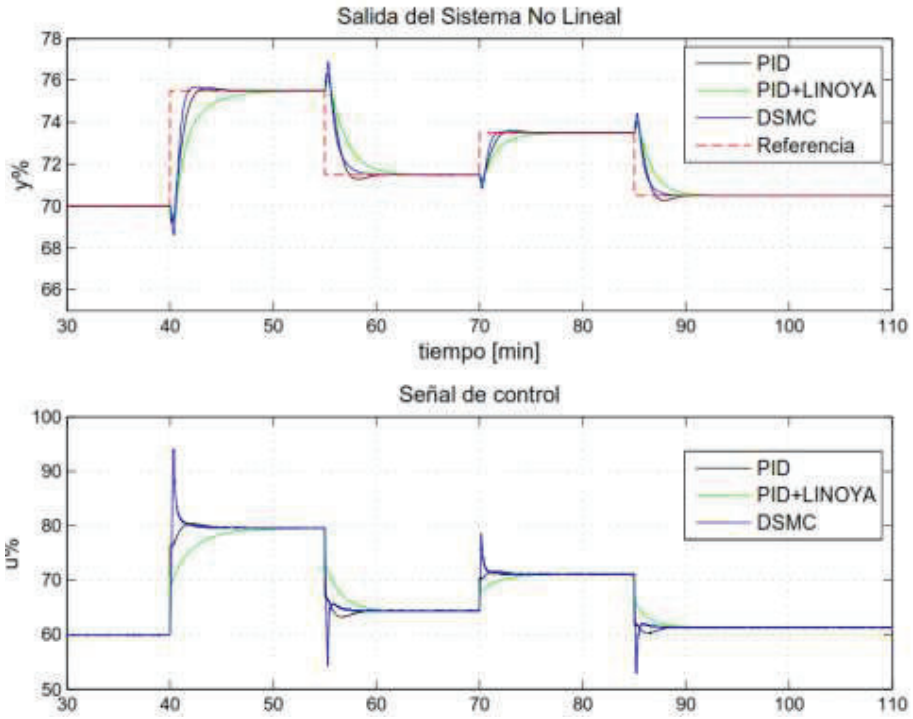


Figura 4.6 Comparación de controladores en sistema no lineal sometidos a cambios bruscos de referencia.

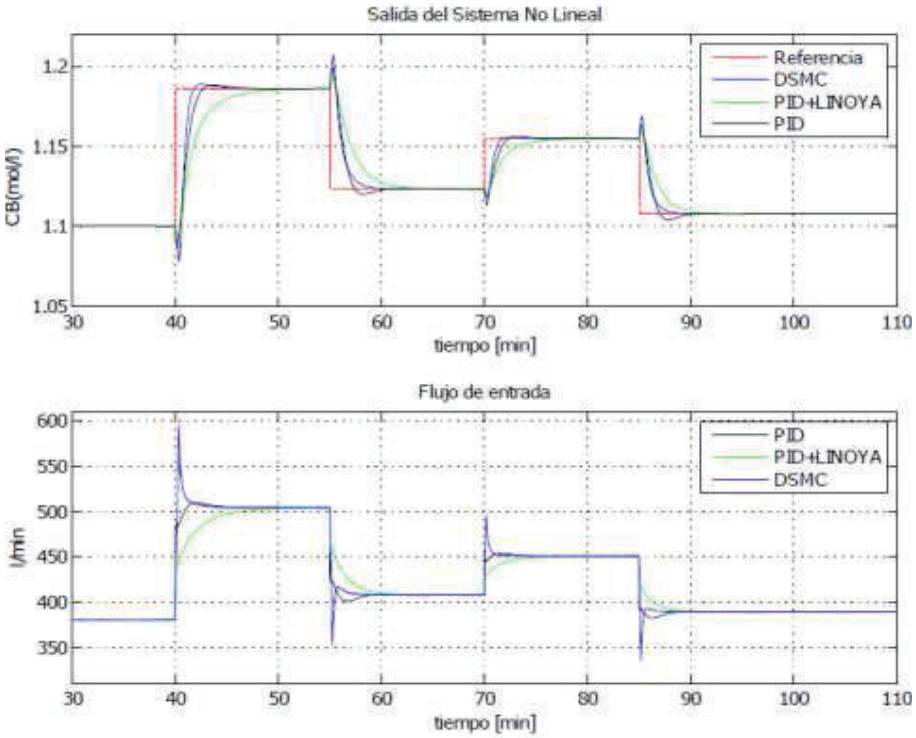


Figura 4.7 Comparación de controladores en sistema no lineal sometidos a cambios bruscos de referencia (Unidades físicas).

4.1.2 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES ANTE PRESENCIA DE PERTURBACIONES

La F05igura 4.8 y Figura 4.9 muestran las perturbaciones introducidas a la salida del sistema, y al igual que a los cambios de referencia se evalúa el índice de desempeño ISE, cuyos valores se pueden observar en la Tabla 4.6. Las perturbaciones que se aplican al sistema lineal en estado estable igual al 70% de y% y el valor de estas perturbaciones son las siguientes:

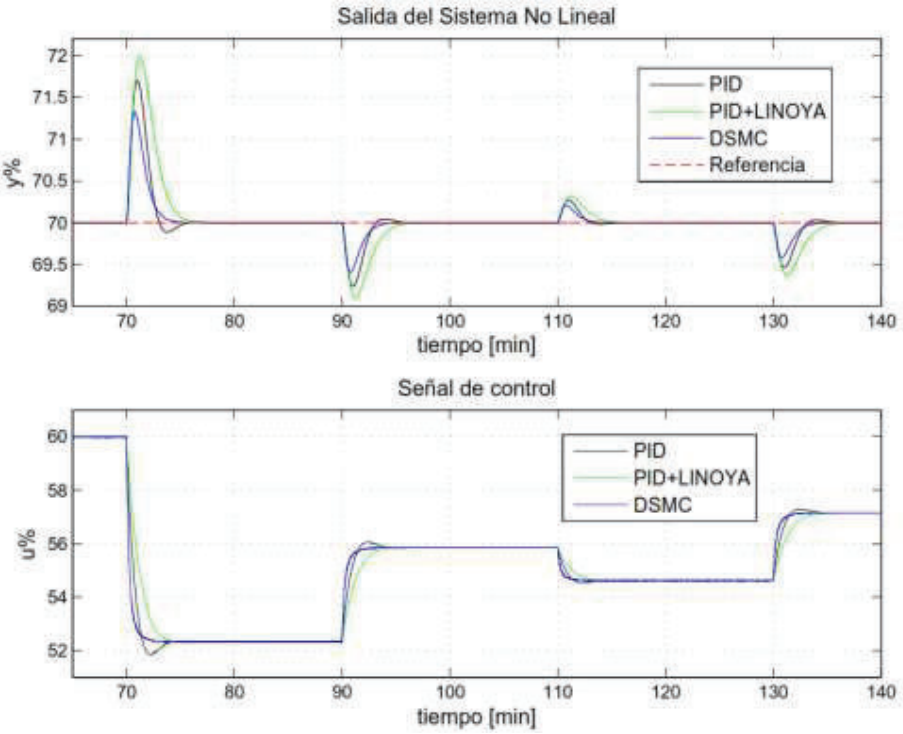
- t = 70 s: 0.6
- t = 90 s: - 0.3
- t = 110 s: 0.1
- t = 130 s: - 0.2

La Tabla 4.6 permite realizar la comparación de los desempeños de los controladores aplicados al sistema no lineal, con lo que se puede identificar que el DSMC mejora en un 80% con respecto al controlador PID, en 243% con respecto al compensador Linoya, esto se debe a que el DSMC regresa de manera más rápida a la referencia y de manera menos agresiva.

Tabla 4.6 Tabla de índice de desempeño ISE de los controladores sometidos a perturbaciones.

CONTROLADOR	ISE
PID	4.60
PID + Linoya	8.76
DSMC	2.55

En la F05igura 4.8 y Figura 4.9 se nota como ante las perturbaciones a las que se somete a los diferentes controladores, el DSMC es el que menos se aleja de la referencia. Al observar la salida de los controladores se distingue la señal del DSMC, ya que resulta ser la señal más suave y que mejor responde ante cualquier perturbación que se le presentó, de esta forma seleccionándose como el mejor controlador.



F05igura 4.8 Comparación de controladores en sistema no lineal sometidos a perturbaciones.

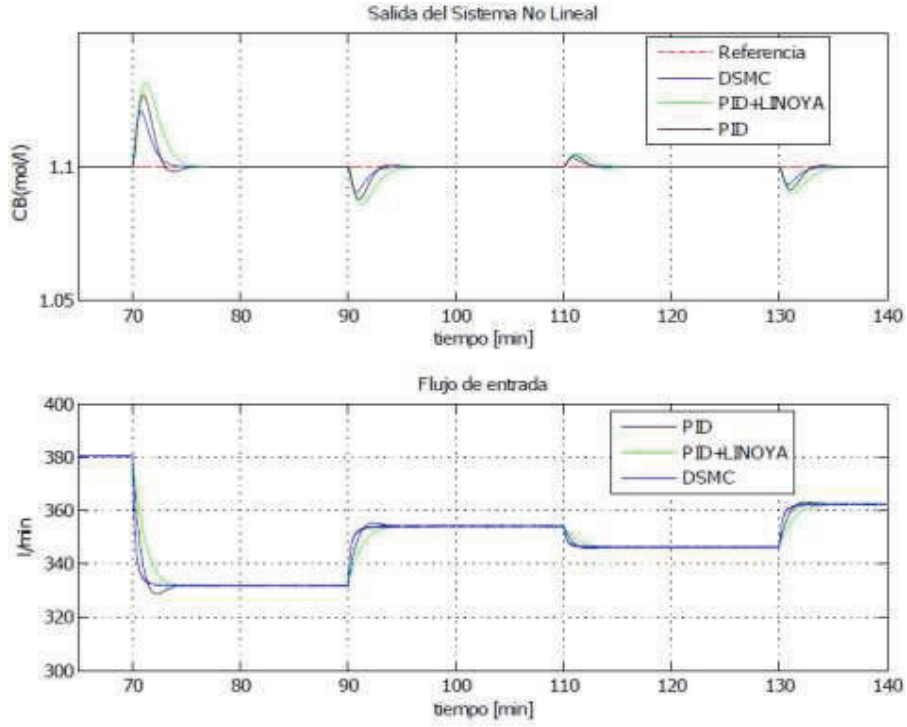


Figura 4.9 Comparación de controladores en sistema no lineal sometidos a perturbaciones (Unidades físicas).

4.1.3 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE CONTROLADORES ANTE PRESENCIA DE RUIDO.

La última prueba que se realiza al sistema es introducirle una señal de ruido del 5%, de tal forma que se pueda observar cómo responden cada uno de los sistemas de control diseñados.

Tabla 4.7 Tabla de índice de desempeño ISE ante señal de ruido.

CONTROLADOR	ISE
PID	55.27
PID + Linoya	75.89
DSMC	52.53

Para comparar el desempeño de los controladores se utiliza la Tabla 4.7, con los valores obtenidos se puede comprobar que el DSMC es el que mejor realiza el control al sistema no lineal, pues el ISE mejora con respecto al controlador PID es un 5.21% y con respecto al compensador de Linoya en un 44.46%.

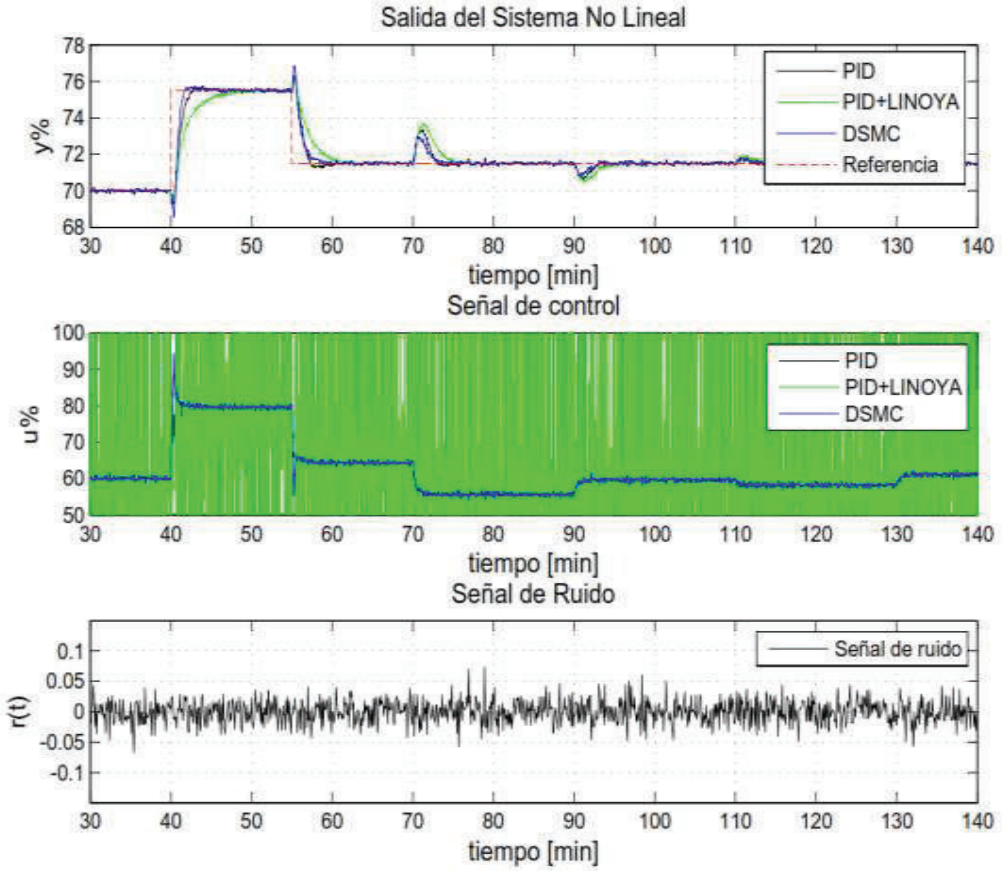


Figura 4.10 Comparación de controladores en sistema no lineal sometidos a una señal de ruido r(t).

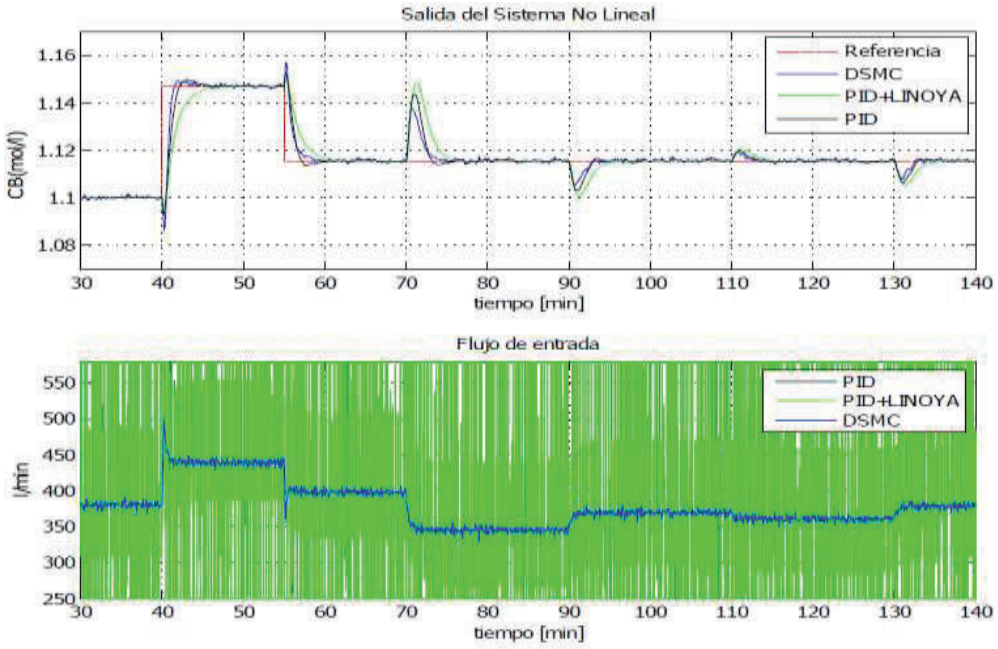


Figura 4.11 Comparación de controladores en sistema no lineal sometidos a una señal de ruido r(t) (Unidades físicas).

En la Figura 4.10 y Figura 4.11 se aprecia como los controladores hacen que el sistema no lineal siga a la referencia y que funcione adecuadamente aún ante perturbaciones. Sin embargo, al analizar la señal de controlador PID (color negro) y del compensador de Linoya (color verde), se nota que existen sobrepicos, que hacen que estos controladores no se puedan implementar. Por el contrario, el DSMC genera una señal de control sin sobrepicos, convirtiéndolo en una buena opción de implementación.

4.1.3 ANÁLISIS DE ROBUSTEZ DE LOS CONTROLADORES

El análisis de robustez del proceso no lineal se va a modificar la planta con una ganancia al igual que el sistema lineal modificando la ganancia del transmisor, lo cual se asume como mala calibración del 5%.

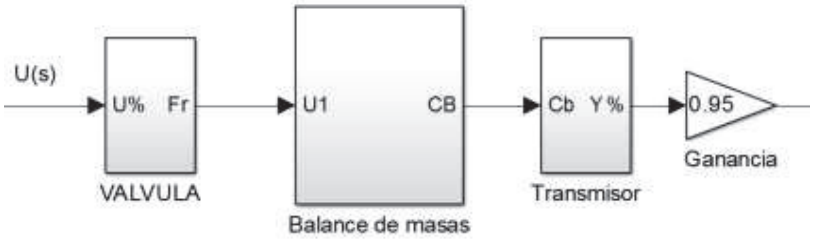


Figura 4.12 Esquema de Planta modificada (sistema no lineal).

Con los resultados presentados en la Tabla 4.8 se puede concluir que el DSMC presenta un mejor desempeño que el controlador PID y el compensador de Linoya en un 15.24% y 68.74% respectivamente.

Tabla 4.8 Tabla de índices de desempeño del sistema no lineal sometido a modificaciones en el modelo.

CONTROLADOR	ISE
PID	37.87
PID + Linoya	55.45
DSMC	32.86

Colocada la ganancia se cambia el modelo de la planta, obteniendo los siguientes efectos mostrados en la Figura 4.13 y Figura 4.14. Donde se puede evidenciar que el desempeño de los controladores en general no ha disminuido. En el caso del DSMC es el controlador que permite alcanzar el valor de referencia de una manera más rápida. En cuando a la señal de cada controlador, el PID y el compensador de Linoya presentan una señal más suave que el DSMC, lo que explica el hecho de la rapidez del DSMC.

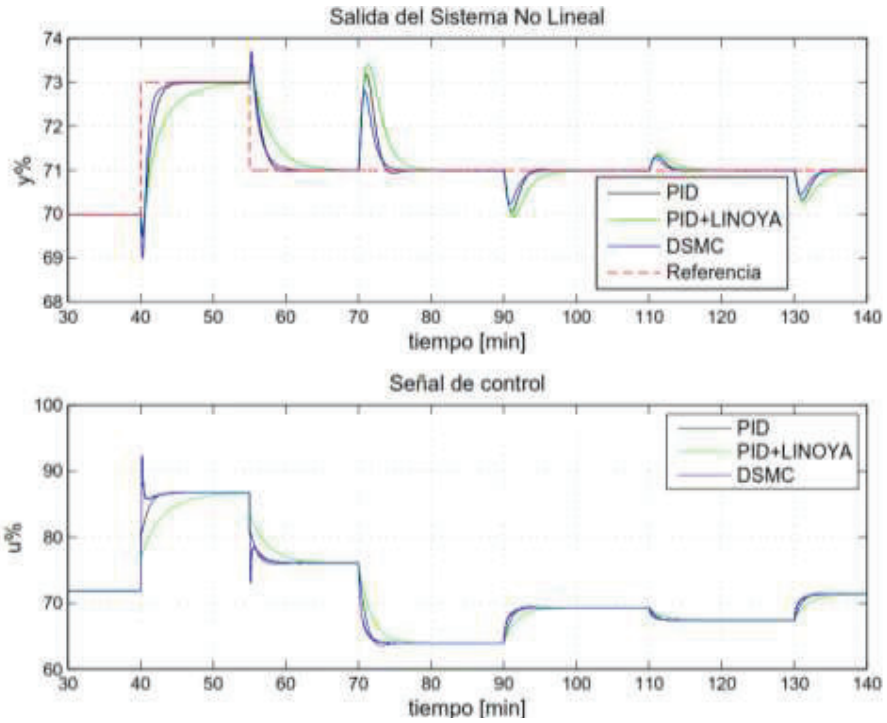


Figura 4.13 Respuesta del sistema lineal sometido a modificaciones en el modelo.

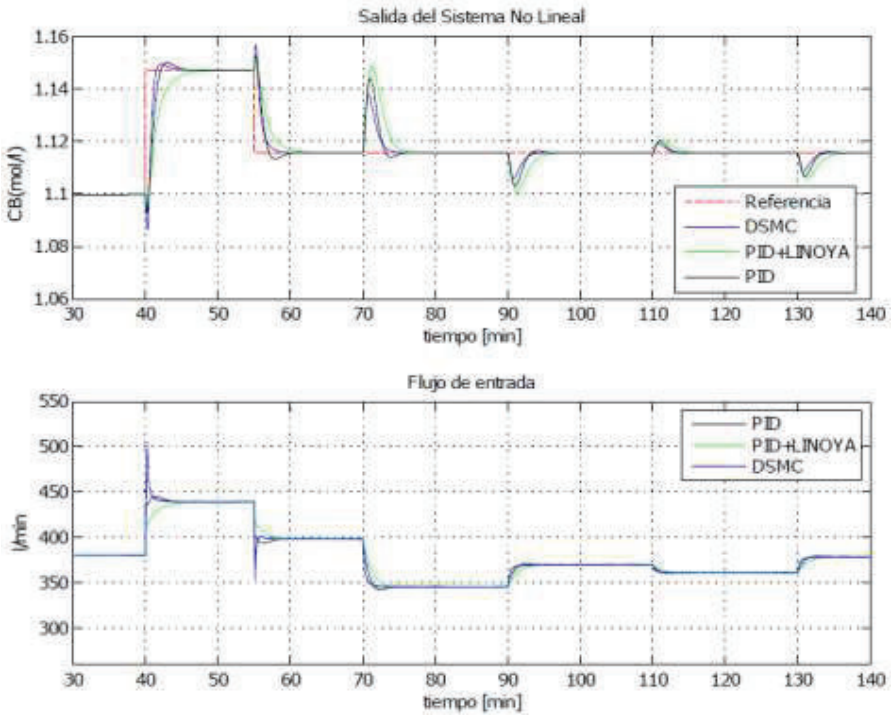


Figura 4.14 Respuesta del sistema lineal sometido a modificaciones en el modelo (Unidades físicas).

CAPITULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES

- Se determinó que un sistema con respuesta inversa se compone de dos sistemas con dinámicas diferentes. En consecuencia, existen diferentes condiciones (relaciones de constantes de tiempo y ganancias) que permiten identificar a este tipo de procesos. Además, el esquema de control para estos procesos debe ser capaz de manejar la dinámica compleja de estos sistemas, mejorando su respuesta y reduciendo el pico inverso que se forma.

- Se estudió que existen varias formas de aproximar a los sistemas con respuesta inversa, sin embargo, los procesos que son aproximados a sistemas de primer orden pierden información la misma, que es importante al realizar el control en este tipo de procesos. Debido a esto, se escogió otro método de aproximación en base a la curva de respuesta el cual obtiene un sistema de segundo orden con un cero positivo, de tal forma, se aproxima de mejor manera a un proceso real.

- En los controladores clásicos, el control derivativo toma un papel muy importante cuando se trata de procesos con respuesta inversa, ya que al anticiparse al comportamiento de estos modifican la ley de control, es decir, disminuye la acción de control hasta cuando ha pasado el efecto de dirección contraria al del estado estable. Por esta razón se escogió un controlador Proporcional-Integral-Derivativo para controlar al proceso lineal y no lineal.

- Se observó que la función de transferencia (función desplazante) que forma parte del esquema de Linoya modifica la posición del cero del sistema con respuesta inversa, colocándolo a la izquierda del plano "s". La sintonización del parámetro λ dependerá de los requerimientos del

proceso, puesto que si el valor de λ aumenta, la respuesta inversa se incrementa y el tiempo de establecimiento del sistema disminuye. Por lo tanto, se tomó como referencia de sintonización de λ un valor igual a dos veces la constante de tiempo del cero.

- Se determinó que la ley de control del DSMC se genera al utilizar como modelo del proceso una función de transferencia que posee un cero. Por lo tanto, hace que aparezca un término que cambia la señal de control en el tiempo (du(t)/dt), sin embargo, no se puede implementar un controlador inestable (con un cero positivo), de manera que se combina con el compensador de Linoya haciendo que el cero sea estable. El término derivativo en el controlador hace que, al integrarse la señal de control no se requiera funciones especializadas en suavizar esta señal, dando como resultado la reducción del *chattering*.

- La sintonización de los parámetros del DSMC K_D, α se hizo en base al efecto que tenía el cambio de cada parámetro con respecto al máximo sobreimpulso, pico inverso y el factor de desempeño (ISE). Donde se observó que K_D se puede mover en un amplio rango de valores de tal forma que si aumenta, el sobreimpulso disminuye, el pico inverso aumenta y el ISE disminuye. No obstante un K_D elevado implica aumento de *chattering* en la señal de control. En el análisis de α se observó que el rango de valores muy limitado al que se toma como base, pues si bien sus variaciones tienen el mismo efecto que lo antes mencionado con K_D, en la señal de control se producen cambios muy agresivos generando picos que no permitirán que se implemente el controlador, por esta razón se recomienda sintonizar el controlador con el α obtenido mediante cálculos.

- En las simulaciones se observó que el término derivativo dentro del controlador PID genera una señal de control que es difícil de implementar, pues genera picos en la señal de control. En el caso de las perturbaciones este efecto puede ser resuelto con el uso de saturadores debido a que solo se presenta en el instante que surge la perturbación, por lo contrario

cuando se introduce ruido al sistema el PID realiza un gran esfuerzo de control a pesar de contar con el saturador.

- Se obtuvo la aproximación de la curva de respuesta del proceso no lineal promediando las dos funciones de transferencia obtenidas con una señal paso positiva y negativa, debido a que la no linealidad del sistema no mantiene una ganancia constante al momento de generar señales paso aleatorias positivas y negativas.

- En el proceso químico no lineal, los controladores deben funcionar en un punto de operación con un rango admisible, ya que en la industria por lo general no hay grandes cambios en la referencia si se requieren concentraciones exactas de alguna sustancia.

- Al ser EL DSMC un controlador robusto, responde adecuadamente ante perturbaciones, regresando más rápido a su valor en estado estacionario, y teniendo un menor ISE de desempeño, en comparación con los esquemas clásicos, a pesar que su estructura sea de naturaleza IMC el desempeño del controlador ya no se ve afectado de manera sustancial ante errores de modelado.

- Para un sistema no lineal como es el caso de la Reacción de Van der Vusse en un CSTR, es necesario un controlador que sea robusto, que haga que el sistema responda rápido y que disminuya el efecto de respuesta inversa, por lo tanto, el DSMC es el controlador más idóneo, como lo demuestra con su prueba de robustez con un ISE de 32.86 menor al 37.87 del PID y el 55.45 del Compensador de Linoya.

5.2 RECOMENDACIONES

- Se recomienda realizar el método de control a través de la aproximación o identificación de un sistema no lineal, mediante su curva de reacción a lazo abierto.
- Para la sintonización del DSMC, se recomienda generar unas ecuaciones de sintonización para sus tres parámetros existentes los cuales son K_D, λ y α, tomando en cuenta índices de desempeño y parámetros como tiempos de respuesta, y sobreimpulsos, ya que la sintonización de estos fueron realizados de forma empírica, partiendo de las ecuaciones del control por modo deslizante convencional.

- Al momento de realizar las simulaciones, se recomienda usar una versión única de Matlab y no cambiarla, ya que los parámetros de los controladores se colocan en valores de cero al abrir el archivo de simulación con otra versión de Matlab.

- Al momento de realizar un controlador para un sistema no lineal, se recomienda analizar bien los rangos de cambios de referencia en los que puede trabajar debido a que el controlador se calibra para que trabaje alrededor de un punto de operación preestablecido.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] A. Babatunde y Ogunnaike W. , Process dynamics, modeling, and control, K. E. GUBBINS, Ed., New York: Oxford Universities, 1994.

[2] K. Linoya y R. J. Altpeter, «Inverse Response in Process Control,» *INDUSTRIAL AND ENGINEERING CHEMISTRY,* vol. 54, nº 7, pp. 39-43, 1962.

[3] G. Stephanopoulos, Chemical process control: an introduction to theory and practice., Noida: Pearson India Education Services, 2015.

[4] C. Smith y A. Corripio, Control Automático de Procesos Teoría y Práctica, México: Limusa, 1991.

[5] H. Huang, M. Lee y C. Chen, «A system of procedures for identification of simple models using transient step response,» *Industrial And Engineering Chemistry Research,* vol. 2, nº 8, pp. 1903-1915, 2001.

[6] P. Balaguer, V. Alfaro y O. Arrieta, «Second order inverse response process identification from transient,» *ISA TRANSACTIONS,* vol. 50, nº 1, pp. 231-238, 2010.

[7] B. A. Francis, Classical Control, Toronto: University of Toronto, 2015.

[8] B. Kuo, Sistemas de control Automático, Mexico: Prentice Hall, 1996.

[9] K. Ogata, Ingenieria de Control Moderna, Madrid: Prentice Hall, 2010.

[10] T. E. Marlin, Process Control Designing Processes and Control Systems for Dynamics Performance, New York: McGraw-Hill, 1995.

[11] O. Camacho y C. Smith, «Sliding mode control: an approach to regulate nonlinear chemical processes,» *ISA TRANSACTIONS,* vol. 122, nº 39, pp. 205-218, 2000.

[12] L. Friedman, Introducción al Control en Modos Deslizantes, Mexico: UNAM, 2012.

[13] J. J. E. Slotine y W. Li, Applied Nonlinear Control, New Jersey: Prentice Hall, 1991.

[14] R. Rojas, W. García y O. Camacho, «ON SLIDING-MODE CONTROL FOR INVERSE RESPONSE PROCESSES,» *IFAC,* vol. 38, nº 1, pp. 525-530, 2005.

[15] O. Camacho, C. Smith y W. Moreno, «Development of an Internal Model Sliding Mode Controller,» *Ind. Eng. Chem.,* vol. 42, nº 3, pp. 568-573, 2003.

[16] A. Ramírez y I. Katime, «Diseño de Reactores de Polimerización,» *Revista Iberoamerica na de Polímeros,* vol. 6, nº 4, pp. 299-320, 2005.

[17] R. Cuevas García, «Departamento de Programas Audiovisuales,» Facultad de Química de la Unam, 1 Septiembre 2009. [En línea]. Available: http://depa.fquim.unam.mx/amyd/archivero/IntroReactores_10564.pdf. [Último acceso: 18 Febrero 2017].

[18] W. Bequette, Process Dynamics: Modeling, Analysis, and Simulation, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 2010.

[19] N. Nise, Control Systems Engineering, California: J. Wiley & Sons, 2015.

[20] J. L. R. Pérez, «UNET,» 04 Febrero 2013. [En línea]. Available: http://www.unet.edu.ve/~jlrodriguezp/linealzn.pdf.

[21] A. Creus Solé, Instrumentación Industrial, Barcelona: Marcombo, 2011.

[22] V. Gómez Garay, «Departamento de Electrónica y Automática,» 15 09 2016. [En línea]. Available: http://dea.unsj.edu.ar/control1/apuntes/accionesdecontrol.pdf.

[23] J. Vojtesek y P. Dostal, «Simuation of Adaptive Control of Continuos Stirred Tank Reactor,» *International Journal of Simulation Modelling,* vol. 8, nº 3, pp. 133-144, 2009.

[24] V. Alfaro, «Identificación de Procesos Sobreamortiguados utilizando técnicas de Lazo cerrado,» *Ingenieria 11,* vol. 1, nº 2, pp. 11-25, 2001.

[25] O. K., Modern Control Engineering, Madrid: Prentice Hall, 2010.

[26] S. Geroge, Chemical Process control An Introduction to Theory and Practice, New Jersey: Prentice Hall, 1984.

[27] O. Camacho, W. García y R. Rojas , «Variable structure control applied to chemical processes with inverse response,» *ISA TRANSACTIONS,* vol. 38, nº 3, pp. 55-72, 1999.

ANEXO A

MANUAL DE USUARIO DE INTERFAZ GRÁFICA

En esta sección se presenta la guía para la utilización de la interfaz gráfica en la que se puede realizar la simulación de los sistemas con respuesta inversa (tanto lineal como no lineal) junto a cada uno de los controladores desarrollados, con la posibilidad de variar cada uno de los parámetros de los controladores (en el caso que se requiera). La interfaz fue desarrollada mediante la herramienta matemática Matlab 2013b (entorno GUIDE).

A.1 REQUERIMIENTOS GENERALES PARA INICIAR LA SIMULACIÓN

Inicialmente, para garantizar la correcta simulación se debe verificar que los archivos de tipo .Fig (desarrollados en GUIDE), .slx(desarrollados en Simulink), .m y gráficos que se enumeran a continuación se encuentren en la misma carpeta.

- CARATULA.Fig
- VENTANA_INICIO.Fig
- ventana_lineal.Fig
- ventana_no_lineal1.Fig
- Parametros_lineal.Fig
- Parametros_no_lineal.Fig
- CARATULA.m
- VENTANA_INICIO.m
- ventana_lineal.m
- ventana_no_lineal1.m
- Parametros_lineal.m
- Parametros_no_lineal.m
- LINEAL1.slx
- NO_lineal.slx
- FONDO.jpg
- EPN.jpg

- DACI.jpg
- REACTOR.jpg
- CONTENIDO.jpg
- INFORMACION.jpg
- REGRESAR.png

A.2 INICIO DE LA INTERFAZ

Antes de empezar con la explicación, cabe señalar que esta interfaz y programación se realizó sobre la versión de MATLAB 2013b como se muestra en la Figura A.1.

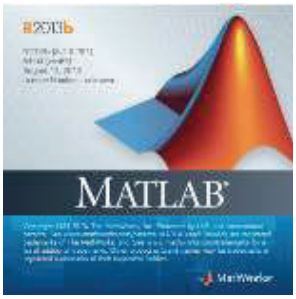


Figura A.1 Acceso directo a Software Matlab 2013b

A continuación, se presentan dos formas para ejecutar la interfaz.

La primera forma es abrir el archivo "**CARATULA.m**" que se encuentra ubicado en la carpeta "**PROYECTO DE TITULACIÓN-DSMC**" como lo muestra la Figura A.2.

Figura A.2 Acceso a Interfaz de Usuario

Una vez abierto, en la barra de menú en la pestaña de "**EDITOR**" seleccionar "**RUN**", de esta manera aparecerá la imagen inicial de la interfaz.

La segunda es abrir el Matlab, en el menú "**HOME"** se ingresa a la opción "**New**" y a partir de eso se debe elegir la opción "**User Graphical Interface"** donde se abre la ventana "**GUIDE Quick Start**".

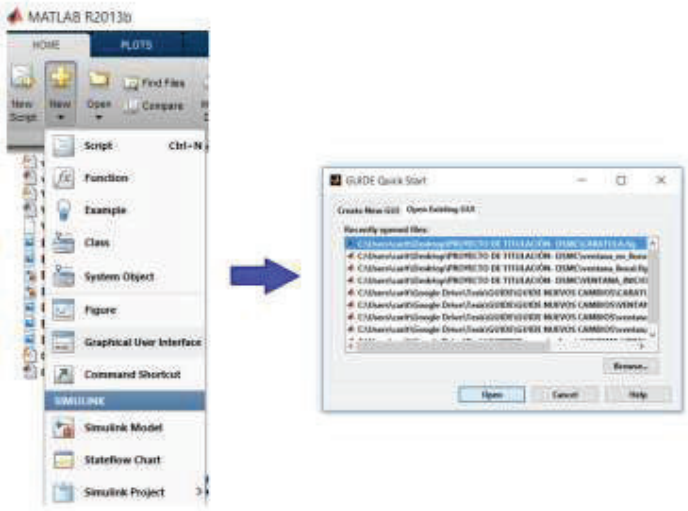


Figura A.3 Ingreso a GUIDE

Se escoge la opción "**Open Existing GUI**" y damos click en "**Browse**", luego en la ventana que aparece se debe ingresar a la Carpeta "**PROYECTO DE TITULACIÓN-DSMC**" y escoger el archivo "**CARATULA**".

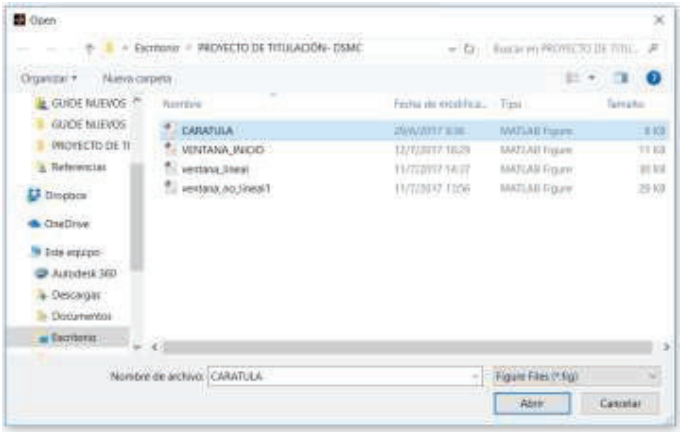


Figura A.4 Búsqueda de archivo que inicia la interfaz de usuario

Una vez abierto el archivo se da click en "**Run Figure**" para que empiece la ejecución de la interfaz.

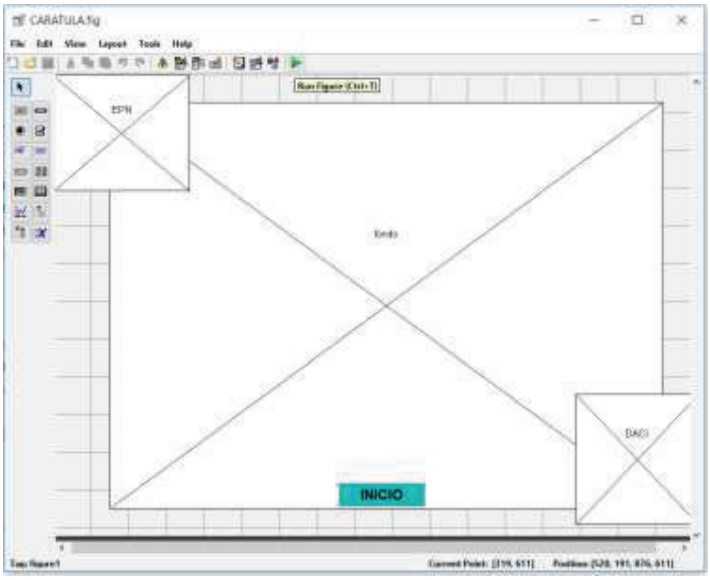


Figura A.5 Ventana que inicia la interfaz de usuario

A.3 SIMULACIÓN DE LOS PROCESOS CON LOS CONTROLADORES

En la primera ventana que aparece al ejecutarse la interfaz se presenta la caratula del proyecto, como lo muestra la **Figura A.6**. Para avanzar pulse el botón **INICIO.**

Figura A.6 Presentación de la interfaz del proyecto

En la ventana que se muestra en la Figura A.7 se tienen las opciones de retornar a la ventana de caratula o avanzar hacia la simulación del proceso lineal o simulación del proceso no lineal.

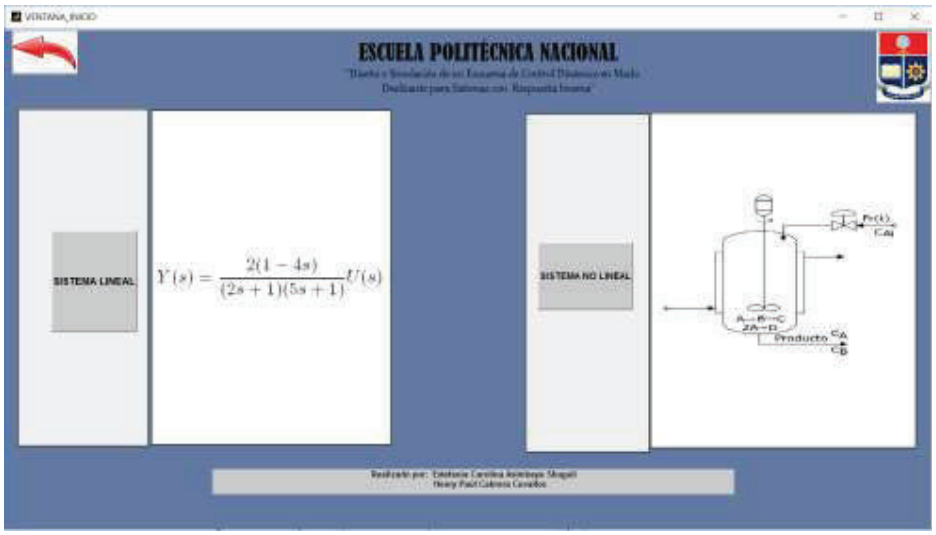


Figura A.7 Ventana de inicio de la interfaz de usuario

La Figura A.8 y la Figura A.9 muestran las ventanas que corresponden a los modelos lineal y no lineal, las cuales contienen las variables que se puede manipular, los controladores que se va a simular y los datos que se desea observar.

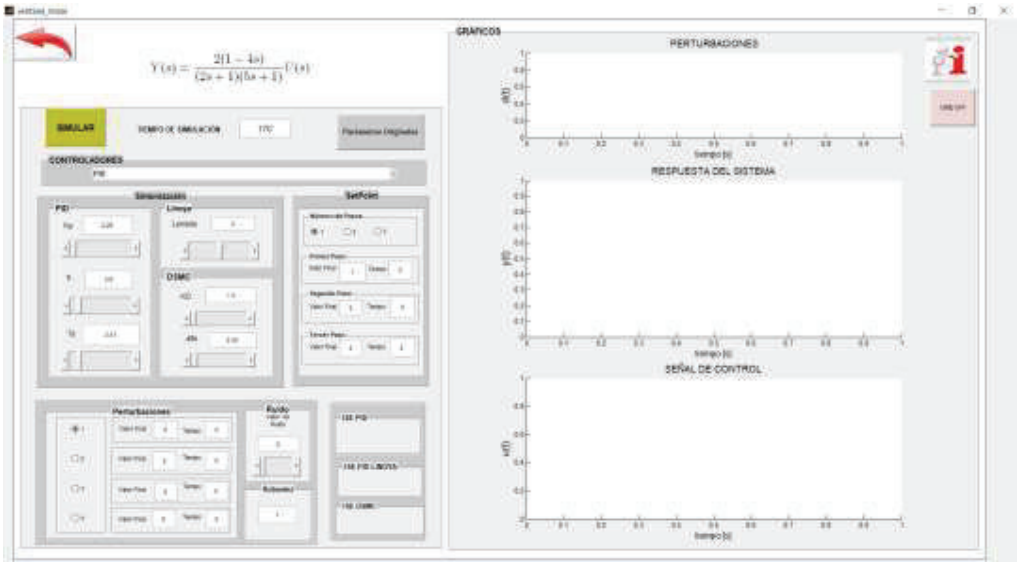


Figura A.8 Ventana que pertenece al sistema lineal.

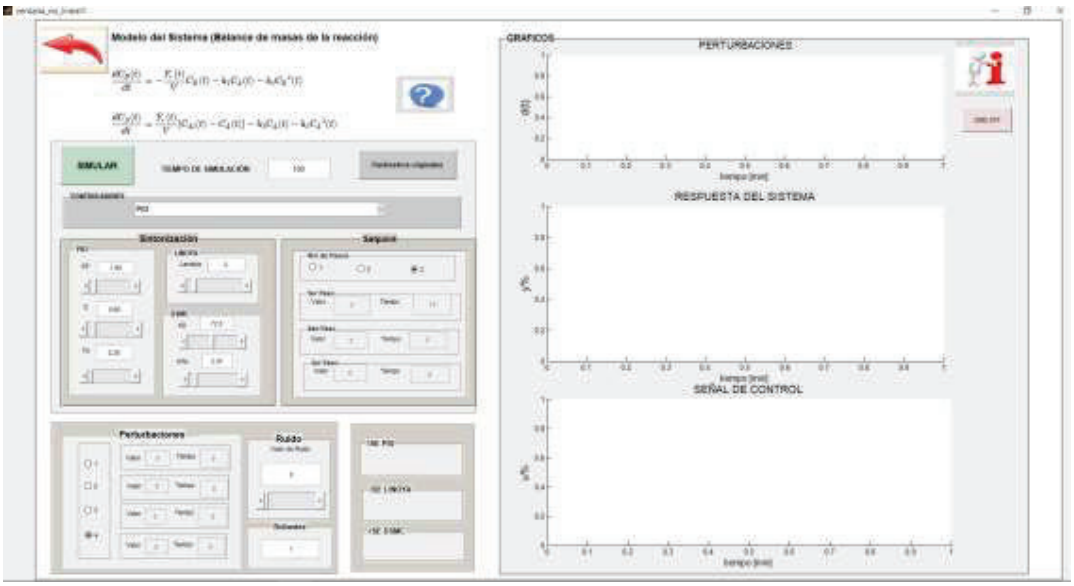


Figura A.9 Ventana que pertenece al sistema no lineal.

Las ventanas que simulan a los procesos lineales y no lineales presentan la siguiente distribución:

- **Función de transferencia o ecuaciones que rigen al sistema con respuesta inversa.**
- **Control de simulación,** en esta sección constan los botones “Simular”, “Parámetros Originales”, y el “Tiempo de simulación”.
- **Selección del controlador,** esta opción permite observar la acción del controlador (PID, Linoya, DSMC, o todos juntos) en el proceso lineal o no lineal.
- **Sintonización de controladores**, los parámetros de calibración de los controladores (PID, del compensador de Linoya y del DSMC).
- **Cambios de referencia,** contiene 3 cambios de referencia los cuales pueden provocarse en diferentes tiempos.
- **Perturbaciones,** permite introducir 4 perturbaciones en diferentes tiempos.
- **Ruido**, el ruido puede ser manipulado en porcentajes de 0-100%.
- **Robustez,** en cualquiera de los sistemas se puede variar de 0-1.
- **ISE**, se presentan los resultados de desempeño de los 3 controladores desarrollados.

- **Gráficos**, se presentan las perturbaciones que se le dé al sistema las señales de salida del sistema y control.
- **Información adicional,** genera una ventana con parámetros adicionales (Mp, Mi, ts y tr).

Al generarse las ventanas de los modelos se establecen los parámetros iniciales calculados en el capítulo 3, valores de setpoint iniciales (está configurado un solo paso), se anulan las perturbaciones, y se establece una señal de ruido del 0%.

Las configuraciones o nuevos cambios de los parámetros de sintonización se pueden hacer utilizando el teclado (ingresando el numero directamente) o moviendo la slider. En el caso que no se ingrese un valor permitido como es el caso del ingreso de letras se tiene el mensaje que muestra la Figura A.10 .

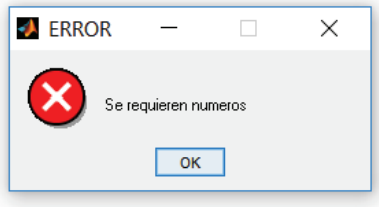


Figura A.10 Mensaje de error en caso que no se haya ingresado un valor numérico

Cada vez que el usuario desee observar los resultados de los controladores con los parámetros que se configuren debe pulsar primero el botón "**SIMULAR**". Mientras se ejecuta la simulación aparecerá una barra de progreso como lo muestra la Figura A.11.

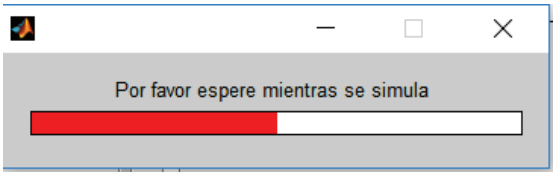


Figura A.11 Barra de proceso de simulación

Cuando se haya finalizado la simulación la barra de progreso estará completa y aparecerá una ventana emergente, solo cuando se haya dado en "**OK**" se podrán observar los resultados gráficos de las señales de salida del sistema y del controlador.

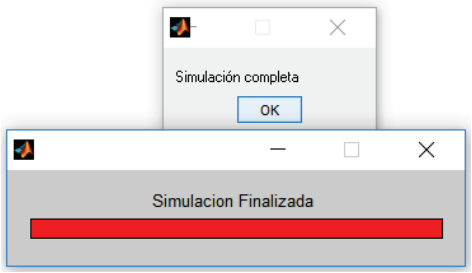


Figura A.12 Ventanas generadas al terminar el proceso de simulación

Para generar las gráficas de la salida del sistema y del controlador se puede escoger entre las opciones: controlador PID, el compensador de Linoya que utiliza como controlador al PID, el DSMC, y por último se puede observar la acción de cada controlador en el sistema en una misma gráfica.

Figura A.13 Selección de controlador a ser observado

En las gráficas se permiten hacer diferentes tipos de acercamientos al dar click derecho, como se ve en la Figura A.14. De la misma manera, si se requiere quitar la grilla de las gráficas basta con presionar el botón "**GRID OFF**"

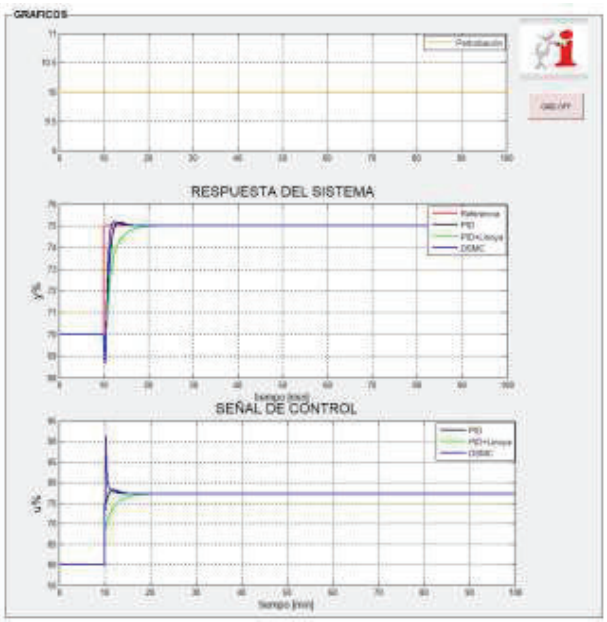


Figura A.14 Manejo de gráficas

En el caso que se desee dar varios valores de referencia estos se activarán siempre y cuando se haya seleccionado el número de pasos, caso contrario los pasos tendrán valor de 0.

Figura A.15 Cambio de Setpoint

Para hacer pruebas utilizando perturbaciones de la misma manera que el cambio de referencia estas se habilitarán cuando se haya escogido el número de perturbaciones caso contrario estas serán de valor 0.

Figura A.16 Cambio de Perturbaciones

En el caso de que se requiera regresar a valores iniciales basta con presionar el botón de "**Parámetros Originales**".

En esta interfaz se da la opción adicional de observar máximo sobreimpulso (Mp%), pico inverso (Mi%), tiempo de establecimiento(ts) y tiempo de crecimiento(tr), para acceder a estos resultados presiones el botón información adicional.

Figura A.17 Botón información adicional

Una vez presionado este botón se tiene la ventana que se muestra en la Figura A.18.

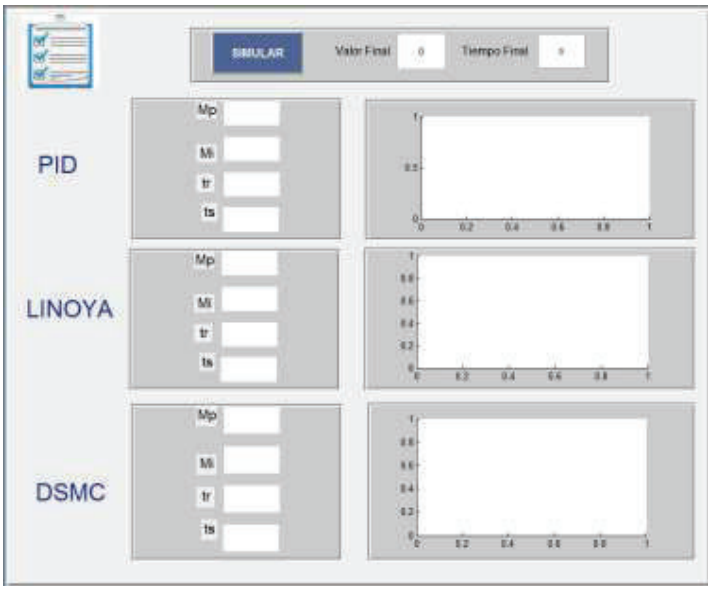


Figura A.18 Ventana de parámetros adicionales.

Para visualizar los parámetros antes mencionados primero se debe ingresar el paso al que se va a evaluar en el tiempo que se desee y luego presionar el botón "**SIMULAR**", de tal forma cuando se haya terminado la simulación se mostrará un anuncio, y los valores se actualizarán automáticamente.

Es importante mencionar que este es el mismo procedimiento tanto para el proceso lineal como en no lineal.

ANEXO B

Tabla B.1. Tabla de Valores de n y m usados para la identificación del sistema de segundo orden con respuesta inversa (PARTE 1).

b	m	n
0,1	0,9094	0,6905
0,2	0,8910	0,6258
0,3	0,8722	0,5597
0,4	0,8532	0,4922
0,5	0,8338	0,4233
0,6	0,8141	0,3530
0,7	0,7940	0,2814
0,8	0,7737	0,2083
0,9	0,7530	0,1338
1,0	0,7320	0,0580
1,1	0,7107	-0,0192
1,2	0,6890	-0,0979
1,3	0,6671	-0,1779
1,4	0,6448	-0,2593
1,5	0,6222	-0,3424
1,6	0,5992	-0,4263
1,7	0,5760	-0,5119
1,8	0,5524	-0,5989
1,9	0,5285	-0,6872
2,0	0,5043	-0,7770
2,1	0,4798	-0,8682
2,2	0,4549	-0,9607
2,3	0,4297	-1,0546
2,4	0,4042	-1,1500
2,5	0,3784	-1,2467
2,6	0,3522	-1,3448
2,7	0,3258	-1,4443
2,8	0,2990	-1,5452

Tabla B.2. Tabla de Valores de n y m usados para la identificación del sistema de segundo orden con respuesta inversa (PARTE 2).

2,9	0,2718	-1,6475
3,0	0,2444	-1,7512
3,1	0,2166	-1,8563
3,2	0,1886	-1,9627
3,3	0,1602	-2,0706
3,4	0,1314	-2,1799
3,5	0,1024	-2,2905
3,6	0,0730	-2,4025
3,7	0,0433	-2,5160
3,8	0,0133	-2,6308
3,9	-0,0170	-2,7470
4,0	-0,0477	-2,8646