



Universidad Popular Autónoma del Estado de
Puebla

Centro interdisciplinario de Posgrados
Investigación y Consultoría
Doctorado en Ingeniería Mecatrónica

“Puesta en operación de un sistema de
entrenamiento de control de procesos
y evaluación de controladores
industriales”

Tesis que para obtener el grado de
Doctora en Ingeniería Mecatrónica
presenta

María Elena Anaya Pérez

Asesor de tesis
Dr. Victor Hugo Benitez Baltazar



UPAEP – Secretaría General

Dirección General de Apoyos Académicos

Dirección del Centro de Recursos para el Aprendizaje y la Investigación.

Biblioteca Central - **Karol Wojtyla**

Tesis Digitales Restricciones de uso:

DERECHOS RESERVADOS ©

PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de textos, imágenes, gráficas, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente de donde la obtuvo mencionando el autor o autores involucrados en el documento.

Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

CARTA DE AUTORIZACIÓN

Hermosillo, Sonora a 6 de abril de 2015

A quien corresponda:

Por medio de la presente, me permito informar que he revisado en su totalidad los capítulos correspondientes al documento de tesis, en mi calidad de Director de Tesis de la **M. C. María Elena Anaya Pérez** con matrícula 89500011, alumna del programa de **Doctorado en Ingeniería Mecatrónica** de la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla, UPAEP.

El contenido del citado documento, cuyo título es "***Puesta en operación de un sistema de entrenamiento de control de procesos y evaluación de controladores industriales***", ha sido revisado exhaustivamente y la maestra Anaya ha atendido oportunamente las observaciones y sugerencias correspondientes.

Por lo tanto, expreso que el documento cumple con la calidad en cuanto a formato y contenido necesario para que se continúen con los trámites administrativos pertinentes.

Sin otro particular manifiesto mi disponibilidad para cualquier duda o aclaración a la presente.

ATENTAMENTE



Dr. Victor Hugo Benitez Baltazar
Profesor de tiempo completo
Universidad de Sonora

DEDICATORIA

A mí querida familia: Jesús Orencio, Leslie Alejandra y Jesús Alberto

A mi padre, hermanas y hermanos

A mis queridísimos y siempre recordados: madre † y Eduardo †

AGRADECIMIENTOS

A Dios, por permitirme llegar a la culminación de esta etapa en mi carrera académica y profesional, muy agradecida por ello.

Y seguiré agradeciendo cada logro que tenga a mi madre quien me enseñó a esforzarme y alcanzar metas con empeño y dedicación. Sigues conmigo.

Por el apoyo incondicional recibido por parte de mi familia, quienes han sido la motivación principal en todo este proceso.

A la Universidad de Sonora por la confianza otorgada para realizar mis estudios.

De manera muy especial, un sincero agradecimiento al Dr. Victor Hugo Benitez Baltazar de la Universidad de Sonora, Asesor y Director de este trabajo de investigación; gracias por la constante enseñanza, dirección y sabios consejos, ya que sin ellos no hubiera sido posible llegar a este momento. Recibe mis respetos y gran admiración.

A la Dra. María del Rubí Salazar Amador, Co-directora de tesis y Directora del programa de Doctorado en Ingeniería Mecatrónica de la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla, quien siempre estuvo pendiente respondiendo en tiempo y forma a las diferentes situaciones presentadas. La admiro y aprecio mucho.

A mis sinodales por sus recomendaciones en la mejora de la presente investigación, agradezco su disponibilidad y apoyo.

A mis hermanas Carmen, Lucía y Pathy, qué más puedo pedir que seguir recibiendo su apoyo en mi recorrido. Las quiero mucho.

A mi familia política, por su comprensión, paciencia y cariño.

A Mis Compañeros, muy apreciados y queridos; sus palabras de motivación, consejos y sugerencias, son siempre de gran ayuda.

A mis siempre Amigos, gracias por su increíble amistad, reciban un gran y sincero aprecio de mi parte.

ÍNDICE

CARTA DE AUTORIZACIÓN.....	ii
DEDICATORIA.....	iii
AGRADECIMIENTOS.....	iv
ÍNDICE.....	v
ÍNDICE DE TABLAS.....	x
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xii
CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. Antecedentes.....	1
1.1.1. Control de Procesos.....	2
1.1.2. Generalidades del Diseño Basado en Modelo (<i>MBD</i>).....	3
1.1.2.1. Ventajas del <i>MBD</i>	4
1.1.3. Diseño basado en una metodología experimental.....	4
1.2. Formulación del problema.....	5
1.2.1. Objetivo General.....	6
1.2.1.1. Objetivos específicos.....	6
1.3. Justificación.....	6
1.4. Delimitaciones.....	8
1.5. Organización de la tesis.....	9
CAPÍTULO II. MARCO TEORICO.....	11
2.1. Introducción.....	11
2.1.1. Definiciones.....	13
2.2. Diseño Basado en Modelo.....	17
2.2.1. Función de transferencia.....	18
2.2.2. Sistema de control de nivel de líquido.....	19
2.2.2.1. Balance de Masa total dentro del tanque.....	20
2.2.3. Sistemas de control de nivel de líquido usados en laboratorios de otras instituciones educativas.....	22

2.3.	Acciones de control.....	23
2.3.1.	Acción de control de dos posiciones.....	23
2.3.2.	Acción de control proporcional.....	23
2.3.3.	Acción de control integral.....	24
2.3.4.	Acción de control proporcional-integral.....	24
2.3.5.	Acción de control proporcional-derivativa.....	25
2.3.6.	Acción de control proporcional-integral-derivativa.....	25
2.3.7.	Estructura de controladores PID en la industrial de procesos.....	27
2.4.	Sintonización de controladores.....	28
2.4.1.	Fórmula empírica para la sintonización de controladores de Ziegler-Nichols.....	30
2.5.	Importancia de la implementación de técnicas de control en sistemas de procesos industriales, para la formación de ingenieros.....	31
2.5.1.	Éxito e impacto.....	33
2.5.2.	Oportunidades futuras y retos.....	34
2.6.	Otras técnicas de control.....	35
2.6.1.	Predictor de Smith.....	37
2.6.2.	Control Predictivo Generalizado-GPC	41
2.6.3.	Control por Modelo Interno-IMC	41
CAPÍTULO III. METODOLOGÍA DE LA TESIS.....		45
3.1.	Metodología de análisis con <i>MBD</i>	46
3.2.	Modelado.....	47
3.2.1.	Modelo Teórico.....	50
3.2.1.1.	Linealización de modelos dinámicos.....	53
3.2.1.2.	Procesos con tiempo muerto.....	53
3.2.2.	Modelo empírico.....	54
3.2.2.1.	Metodología general.....	55
3.2.2.2.	Método gráfico basado en la curva de reacción.....	56
3.2.2.3.	Método estadístico.....	58

3.3.	Adquisición de datos.....	59
3.4.	Determinación de parámetros e identificación de la estructura.....	61
3.4.1.	Ventajas y desventajas de la estimación de parámetros.....	61
3.4.2.	Determinación de parámetros de modelos empíricos.....	61
3.4.3.	Identificación de la estructura.....	64
3.5.	Validación del modelo.....	66
3.5.1.	Dominio de la validez del modelo.....	69
3.6.	Diseño del controlador.....	69
3.6.1.	Configuración de controladores.....	71
3.6.2.	Reglas de Ziegler-Nichols para sintonizar controladores PID.....	74
3.6.3.	Método de Cohen-Coon.....	77
3.6.4.	Enfoque del Lugar Geométrico de las Raíces.....	78
3.6.5.	Método de respuesta en frecuencia.....	81
3.6.5.1.	Procedimiento general para el método de la respuesta en frecuencia.....	81
3.6.5.2.	Técnicas de compensación basadas en el método de la respuesta en frecuencia.....	82
3.6.6.	Optimización de restricciones para el diseño del controlador.....	91
3.6.6.1.	Objetivo de control y estructura de control.....	91
3.6.6.2.	Criterio de optimización.....	92
3.6.6.3.	Optimización de Restricciones.....	93
3.6.7.	Modificaciones de los esquemas de control PID.....	93
3.6.7.1.	Controlador PI-D.....	94
3.6.7.2.	Controlador I-PD.....	95
3.7.	Implementación.....	96
3.7.1.	Muestreo, Discretización y Cuantización.....	96
3.7.1.1.	Muestreo.....	96
3.7.1.2.	Discretización.....	97
3.7.1.3.	Cuantización.....	97

3.7.2. Tecnologías de implementación digital de controladores.....	98
CAPITULO IV. APLICACIÓN DE LA METODOLOGÍA Y RESULTADOS.....	100
4.1. Descripción de la planta.....	101
4.1.1. Sistema de Planta Industrial.....	101
4.1.1.1. Especificaciones técnicas.....	101
4.1.1.2. Partes del sistema.....	102
4.1.2. Puesta en marcha.....	102
4.2. Modelado de la planta.....	102
4.2.1. Modelo analítico.....	106
4.2.1.1. Linealización del modelo.....	106
4.2.2. Modelo experimental.....	110
4.2.2.1. Descripción del experimento.....	110
4.2.2.2. Implementación del experimento para la obtención del modelo.....	111
4.3. Señales de respuesta.....	112
4.3.1. Respuestas del modelo analítico.....	113
4.3.2. Respuestas del modelo experimental.....	114
4.4. Diseño de controladores.....	115
4.4.1. Diseño de controladores P, PI y PID para modelo analítico.....	115
4.4.2. Diseño de controladores P, PI y PID para modelo experimental.....	117
4.4.2.1. Respuesta de controladores P, PI y PID.....	118
4.5. Validación del modelo experimental.....	120
4.6. Robustez.....	123
4.7. Aplicación de la técnica del Predictor de Smith.....	124
4.7.1. Modelo del proceso.....	125
4.7.2. Desempeño del controlador PI.....	126
4.7.3. Implementación de la técnica del Predictor de Smith.....	128
4.7.4. Efectos de robustez en el modelo.....	130
4.7.4.1. Mejora de la robustez.....	131

CAPÍTULO V. CONCLUSIONES Y DISCUSIÓN.....	135
5.1. Conclusiones y discusión.....	135
5.2. Trabajo futuro.....	138
5.3. Productos derivados de la tesis.....	139
BIBLIOGRAFÍA.....	141
ANEXO A: Manual de operaciones del sistema de dos tanques.....	147
ANEXO B: Evidencias de producción académica.....	164

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1.	Formas de onda de prueba para evaluar los errores en estado estacionario de los sistemas de control de posición.....	15
Tabla 2.2.	Guía de selección de un sistema de control de acuerdo a la aplicación.....	26
Tabla 2.3.	Efectos de los términos P, I y D en el desempeño dinámico de un sistema de control.....	29
Tabla 2.4.	Ecuaciones de sintonización de Ziegler-Nichols para planta con tiempo muerto.....	31
Tabla 3.1.	Regla de sintonía de Ziegler-Nichols basada en la respuesta.....	76
Tabla 3.2.	Regla de sintonía de Ziegler-Nichols basada en la ganancia crítica K_{cr} y periodo crítico P_{cr}	76
Tabla 3.3.	Cálculo de parámetros en base al Modelo de Cohen-Coon.....	78
Tabla 4.1.	Partes del sistema de planta industrial.....	103
Tabla 4.2.	Elementos instalados en el gabinete de control.....	104
Tabla 4.3.	Descripción de variables representadas en la Figura 4.2.....	105
Tabla 4.4.	Parámetros para el sistema de dos tanques.....	110
Tabla 4.5.	Puntos de operación de H_1 y H_2 en metros.....	110
Tabla 4.6.	Modelos representativos de comportamiento dinámico del servo-sistema hidráulico.....	112
Tabla 4.7.	Valores obtenidos para L y T.....	115
Tabla 4.8.	Valores de parámetros aplicando el primer método de reglas de sintonía de Ziegler-Nichols.....	116
Tabla 4.9.	Ecuación de transferencia para cada tipo de controlador.....	116
Tabla 4.10.	Parámetros y modelo matemático para controladores P, PI y PID.....	118
Tabla 4.11.	Valores de parámetros de controladores sintonizados.....	119

Tabla 4.12. Perturbaciones aplicadas aleatoriamente.....	123
Tabla 5.1. Resumen de resultados.....	136

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1. Diagrama de bloques de un sistema de control industrial.....	13
Figura 2.2. Error en un sistema.....	14
Figura 2.3. Gráfico de un sistema estable e inestable.....	15
Figura 2.4. Diagrama de bloques de un sistema en lazo cerrado.....	16
Figura 2.5. Diagrama de bloques de un sistema en lazo abierto.....	17
Figura 2.6. Sistema de planta industrial de dos tanques interconectados.....	20
Figura 2.7. Diagrama de bloques de un controlador proporcional-integral-derivativo.....	26
Figura 2.8. Tiempo de respuesta en planta con tiempo muerto.....	31
Figura 2.9. Estructura convencional del Predictor de Smith.....	38
Figura 2.10. Sistema de realimentación convencional para una planta con sin retardo (a) y con retardo (b).....	38
Figura 2.11. Aplicación del Predictor de Smith a) y b).....	40
Figura 2.12. Estrategia de Control de lazo abierto.....	42
Figura 2.13. Esquema del IMC.....	43
Figura 3.1. Diagrama de flujo de la metodología aplicada.....	47
Figura 3.2. Representación gráfica de la linealización de la función $f(x)$	54
Figura 3.3. Tiempo muerto en la tubería de descarga de un tanque.....	54
Figura 3.4. Respuesta de un modelo de primer orden con tiempo muerto.....	57
Figura 3.5. Cadena de medida en supervisión y control.....	60
Figura 3.6. Determinación de K , τ y t_m sobre la curva de reacción.....	63
Figura 3.7. Ciclo de identificación para la estructura del modelo.....	66

Figura 3.8. Procedimiento de validación del modelo.....	68
Figura 3.9. Prueba de la validación.....	69
Figura 3.10. Proceso controlado.....	71
Figura 3.11. Configuraciones de varios controladores en la compensación de sistemas de control: (a) Compensación en serie o cascada, (b) Compensación mediante realimentación, (c) Control mediante realimentación de estado, (d) Compensación en serie-realimentada (dos grados de libertad), (e) Compensación directa con compensación en serie (dos grados de libertad) y (f) Compensación en prealimentación (dos grados de libertad).....	73
Figura 3.12. Curva de respuesta en forma de S.....	75
Figura 3.13. Respuesta a un escalón de $G(s) = \frac{k}{1+sT} e^{-sL}$. Ajuste por Ziegler-Nichols.....	77
Figura 3.14. Curva de reacción - Método Cohen-Coon.....	78
Figura 3.15. (a) Gráfica del lugares de las raíces del sistema de un solo polo, (b) gráfica del lugar de las raíces de un sistema de dos polos, (c) gráfica del lugar de las raíces de un sistema de con tres polos.....	79
Figura 3.16. (a) Gráfica del lugar de las raíces de un sistema con tres polos; (b), (c) y (d) gráficas del lugar de las raíces que muestran los efectos de la adición de un cero al sistema de tres polos	80
Figura 3.17. Diagrama de Bode.....	82
Figura 3.18. Diagrama de Bode de un compensador de adelanto de fase.....	84
Figura 3.19. Sistema de control.....	84
Figura 3.20. Diagrama de Bode de un compensador de retardo de fase.....	86
Figura 3.21. Diagrama de Bode de un compensador de retardo-adelanto.....	88
Figura 3.22. Curvas de respuesta escalón unitario y rampa unitaria: (a) Sistema no compensado, (b) Sistema con compensador de adelanto, (c) Sistema con compensador de retardo y (d) sistema con compensador de retardo-adelanto.....	90
Figura 3.23. Control PID de una planta, con acción de realimentación PD y reinicio manual.....	92

Figura 3.24. Diagrama de bloques de un sistema controlado.....	93
Figura 3.25. Sistema de control PI-D.....	94
Figura 3.26. Sistema de control I-PD.....	95
Figura 4.1. Planta Industrial.....	102
Figura 4.2. Diagrama esquemático del sistema de dos tanques.....	105
Figura 4.3. Diagrama de bloques general.....	105
Figura 4.4. Imágenes del experimento realizado: (a) Osciloscopio conectado al módulo ADAM-4022T, (b) Osciloscopio tomando la señal de respuesta de la servo-válvula, (c) Apertura de servo-válvula y (d) Señal de respuesta en osciloscopio para 5 volts.....	111
Figura 4.5. Respuesta de sensor de flujo a entrada de 5 volts basado en modelo experimental.....	111
Figura 4.6. Obtención de los valores para a, k, L y T, basado en modelo experimental.....	112
Figura 4.7. Señal de respuesta para Caso I.....	113
Figura 4.8. Señal de respuesta para Caso II.....	113
Figura 4.9. Señal de respuesta para Caso III.....	114
Figura 4.10. Señal de respuesta a entrada escalón: nivel de operación de 0.2430 metros.....	114
Figura 4.11. Señal de respuesta a entrada escalón: nivel de operación de 0.2755 metros.....	114
Figura 4.12. Señal de respuesta a entrada escalón: nivel de operación de 0.3210 metros.....	115
Figura 4.13. Arquitectura del Controlador utilizando la herramienta <i>RTool</i> de MATLAB®.....	116
Figura 4.14. Respuesta con Controlador Tipo P.....	117
Figura 4.15. Respuesta con Controlador Tipo PI.....	117
Figura 4.16. Respuesta con Controlador Tipo PID.....	117

Figura 4.17. Señal de respuesta controlador tipo P.....	119
Figura 4.18. Señal de respuesta controlador tipo PI.....	119
Figura 4.19. Señal de respuesta controlador tipo PID.....	120
Figura 4.20. Comparativo de modelos experimental vs. simulación.....	120
Figura 4.21. Simulación vs. tiempo real con control tipo P.....	121
Figura 4.22. Simulación vs. tiempo real con control tipo PI.....	122
Figura 4.23. Simulación vs. tiempo real con control tipo PID.....	122
Figura 4.24. Proceso en lazo abierto.....	125
Figura 4.25. Respuesta de una entrada tipo <i>step</i> dada al proceso.....	126
Figura 4.26. Diagrama de bloques incluyendo controlador.....	126
Figura 4.27. Respuesta, en simulación, del sistema con controlador PI.....	127
Figura 4.28. Pérdida de estabilidad del sistema con controlador PI al incrementar los valores de la ganancia K_p	128
Figura 4.29. Representación de la técnica del Predictor de Smith en diagrama de bloques.....	128
Figura 4.30. Comparación del desempeño del controlador PI respecto al Predictor de Smith.....	129
Figura 4.31. Diagrama de Bode de controlador PI comprado con Predictor de Smith.....	130
Figura 4.32. Diagrama de Bode de los procesos nominal (P) y perturbados (P_1 y P_2).....	130
Figura 4.33. Sensibilidad del sistema en lazo cerrado.....	131
Figura 4.34. Diagrama de Bode, del sistema en lazo cerrado, para los modelos P , P_1 y P_2	131
Figura 4.35. Márgenes de estabilidad para el lazo interior.....	132
Figura 4.36. Márgenes de estabilidad para el lazo exterior utilizando el proceso nominal P	132

Figura 4.37. Márgenes de estabilidad para el lazo externo con proceso perturbado P_1	133
Figura 4.38. Reducción del pico de resonancia en la curva de ganancia.....	133
Figura 4.39. Simulación de la respuesta del controlador PI en comparación con el Predictor de Smith mejorado.....	134

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

En la sección 1.1 de este capítulo introductorio, se dan a conocer los antecedentes del problema sobre la evaluación de la respuesta en lazo cerrado de un sistema de control de procesos con un diseño basado en modelo, y la respuesta en lazo cerrado de un sistema de control de procesos con un diseño basado en reglas de sintonización experimentales. Seguido, en el punto 1.2, se presenta la formulación del problema en la cual se incluyen las hipótesis y los objetivos.

La justificación y delimitaciones que enmarcan el desarrollo de la investigación, son expuestas en las secciones 1.3 y 1.4, respectivamente.

El capítulo termina con la estructura del trabajo en el punto 1.5.

1.1. Antecedentes

Un elemento que se ha distinguido en el avance tecnológico de la ingeniería y la ciencia, es el control automático, que entre otras áreas, se ha desarrollado e implementado para la mejora en el desempeño de procesos modernos tanto industriales como de manufactura teniendo, entre ellos, el control numérico de las máquinas-herramienta y el diseño de automóviles y camiones en la industria. Esta disciplina de la ingeniería se ha convertido en una parte esencial de las operaciones industriales como son el control de presión, temperatura, humedad, viscosidad y flujo, en la industria de procesos (Ogata, 2010).

El desafío actual para el ingeniero que se desea especializar en el área de control, es el modelado y control de sistemas interrelacionados y complejos, de los cuales se pueden mencionar los sistemas de control de tráfico, procesos químicos y sistemas robóticos. Quizás la cualidad más característica de la ingeniería de control sea la

oportunidad de controlar máquinas y procesos industriales en beneficio de la sociedad (Dorf & Bishop, 2005). Por lo anterior es de suma importancia que en las Instituciones de Educación Superior (IES), se cuente con la infraestructura de sistemas que representen las funciones de plantas industriales para entrenamiento enfocadas en la práctica del control automático.

1.1.1. Control de Procesos

El control de procesos se refiere al conjunto de tecnologías requeridas para diseñar e implementar sistemas de control en la Industria de Procesos. El objetivo del control de procesos es mantener y regular las condiciones de un proceso dentro del margen óptimo de valores deseados. Las técnicas del control de procesos incluyen el modelado, la simulación computacional, optimización, uso de software y hardware específico (actuadores, instrumentos de medición, entornos de programación, infraestructura de comunicación entre las plantas involucradas, etcétera), diseño de estructuras de control, monitoreo y diagnóstico de procesos, distintos tipos de unidades eléctricas, entre muchas otras más.

Respecto a las unidades eléctricas o los equipos eléctricos su popularidad ha incrementado en el área del control de movimiento de alto rendimiento y servo-sistemas hidráulicos, también se puede encontrar una amplia variedad de aplicaciones en sistemas de movimiento industrial, por ejemplo en procesos de las plantas de mecanizado, robots, simuladores de movimiento, sistemas de pruebas de fatiga, procesamiento de plantas de metales, minería, máquinas de función especial y así sucesivamente.

Debido al aumento de potencia de las computadoras y de la evolución en curso en la teoría de control, las expectativas respecto a modelar el comportamiento dinámico, lineal o no lineal, de un servo-sistema hidráulico han aumentado. Por lo tanto, el control de realimentación convencional, que se ajusta fácil manualmente, sólo es suficiente para algunos casos. Los métodos de control avanzado (basado en el modelo) son necesarios en los casos que se requiere el control de movimiento de alto rendimiento (Jelali & Kroll, 2003).

Es ampliamente conocido el éxito que ha tenido la aplicación del control Proporcional Integral Derivativo (PID) en la industria de procesos (O'Dwyer, 2006). El control PID provee una solución genérica y eficiente para los problemas de control presentes en el mundo real ya que ofrece un tratamiento tanto para respuesta transitoria como en estado estacionario, mediante la sintonización de sus tres términos (Li, et al., 2006). Las estructuras de control de uno y dos lazos con arquitectura en cascada siguen

dominando la mayor parte de las aplicaciones del control de procesos, y la amplia aplicación del control PID ha estimulado y sostenido la investigación y el desarrollo para obtener lo mejor de este (Omar, et al., 2011), y la búsqueda continúa con la finalidad de encontrar la próxima clave en tecnología o metodología para la sintonización de estructuras de éste tipo (Marsh, 1998), (Jelali & Kroll, 2003).

1.1.2. Generalidades del Diseño Basado en Modelo (*MBD*)

El Diseño Basado en modelo (*MBD* por sus siglas en inglés) es un método matemático de abordar los problemas asociados con el diseño de procesamiento de señales y el control de los sistemas complejos. En el *MBD* de sistemas de control, el desarrollo se manifiesta en los siguientes cuatro pasos:

1. Modelado de una planta.
2. Análisis y síntesis de un controlador para la planta.
3. La simulación de la planta y el controlador.
4. La integración de las fases mencionadas en los pasos del 1 al 3.

Estos modelos ya contruidos y utilizados con herramientas de simulación pueden conducir a la creación rápida de prototipos, pruebas, y verificación. No sólo es el proceso de prueba y de verificación mejorada, sino también en algunos casos, el hardware en la fase de simulación puede ser utilizado con el nuevo paradigma de diseño para realizar pruebas de efectos dinámicos en el sistema, de manera más rápida y mucho más eficiente que con la metodología de diseño tradicional (Reedy & Lunzman, 2010), (Ahmadian, et al., 2005).

En (Lennon, 2007) se menciona que el *MBD* simplifica el desarrollo de sistemas mecatrónicos, proporcionando un entorno común para el diseño y la comunicación a través de diferentes disciplinas de la ingeniería. Las raíces del diseño basado en modelo, comenzaron a principios de 1990 con la industria aeroespacial y automotriz.

A mediados de la década de 1990, la simulación de algoritmos de control dio lugar a la generación automática de código a partir del modelo matemático. El uso exitoso del *MBD* por las industrias, demostró que la simulación y la generación automática de código para sistemas embebidos son enfoques económicos y eficientes en tiempo para el desarrollo de los sistemas mecatrónicos. Durante los últimos cinco años, otros sectores involucrados en el desarrollo de mecatrónica han descubierto *MBD*.

1.1.2.1. Ventajas del *MBD*

Algunas de las ventajas notables del *MBD* son (Murray, 2010):

- Estos modelos ofrecen un entorno de diseño común, que facilita la comunicación en general, el análisis de datos y la verificación del sistema entre los grupos de desarrollo y la aplicación de electrónica de potencia.
- Los ingenieros pueden localizar y corregir errores durante el diseño del sistema, con lo que el tiempo y el impacto financiero de la modificación del sistema se reducen al mínimo.
- Se facilita la reutilización del diseño para las actualizaciones y para sistemas derivados con capacidades ampliadas.

1.1.3. Diseño basado en una metodología experimental

En el análisis y diseño experimental de sistemas de control, se debe tener una base de comparación del comportamiento dinámico, lo cual es posible de realizar al especificar las señales de entrada de prueba y comparando las respuestas respectivas a estas señales de entrada. El uso de señales de prueba se justifica porque existe una correlación entre las características de respuesta de un sistema para una señal de entrada de prueba común, el orden del sistema y su capacidad de manejar las señales de entrada reales.

Las señales de prueba que de manera regular se usan son funciones escalón, rampa, parábola e impulso. Con estas señales de prueba, es posible realizar con facilidad análisis matemáticos y experimentales de sistemas de control, ya que las señales son funciones del tiempo muy simples, además de que al utilizar estas señales es posible inferir el orden y estructura del modelo matemático de la planta. Por citar un ejemplo de diseño basado en una metodología experimental, considere el caso del método de Ziegler-Nichols o el método de Cohen-Coon.

La característica más importante del comportamiento dinámico de un sistema de control es la estabilidad absoluta, es decir, si el sistema es estable o inestable:

- Estable, si la salida termina por regresar a su estado de equilibrio cuando el sistema está sujeto a una condición inicial.
- Críticamente estable, si las oscilaciones de la salida continúan de forma indefinida.

- Inestable si la salida diverge sin límite a partir de su estado de equilibrio cuando el sistema está sujeto a una condición inicial.

Existe una amplia clasificación de controladores industriales, pero de acuerdo a sus acciones de control, es posible presentar la siguiente clasificación:

- De dos posiciones o controladores *ON-OFF*.
- Controladores proporcionales.
- Controladores integrales.
- Controladores proporcionales-integrales.
- Controladores proporcionales-derivativos.
- Controladores proporcionales-integrales-derivativos.

Como casi todos los controladores PID se ajustan en el sitio de forma experimental, a lo cual se le conoce como sintonización, se pueden encontrar propuestas de muchos tipos diferentes de reglas de sintonización, que permiten llevar a cabo una sintonización precisa de los controladores PID en el sitio.

La utilidad de los controladores PID estriba en que se aplican en forma casi general a la mayoría de los sistemas de control. En particular, cuando el modelo matemático de la planta no se conoce y, por lo tanto, no se pueden emplear métodos de diseño analíticos, es cuando los controles PID resultan útiles. En el campo de los sistemas para control de procesos, es un hecho bien conocido que los esquemas PID básicos y modificados han demostrado su utilidad para aportar un control satisfactorio, aunque tal vez en muchas situaciones específicas no sea un control óptimo (Ogata, 2003).

1.2. Formulación del problema

HIPÓTESIS

Se consideran H1 y H2 como las hipótesis de trabajo:

H1 La respuesta en lazo cerrado de un sistema de tanques interconectados con un diseño basado en modelo, y la respuesta en lazo cerrado de un sistema de tanques interconectados con un diseño basado en reglas de sintonización experimentales, es significativamente* igual respecto a la salida.

H2 Si la respuesta en lazo cerrado no es significativamente* igual en ambas estrategias de control, se establece como segunda hipótesis que el controlador

basado en modelo deberá tener un mejor desempeño por su carácter de diseño analítico.

* Las pruebas del sistema en lazo cerrado se establecerán en tiempo real y se evaluará su respuesta en el tiempo, evaluando el estado estable y transitorio para darle un carácter cuantitativo. Se realizarán pruebas de rechazo de perturbaciones para comprobar la robustez.

1.2.1. Objetivo General

Modelado, diseño, análisis y control de un proceso industrial de control de nivel de líquido usando estructuras P, PI y PID, así como su implementación en tiempo real llevando a cabo la puesta en marcha del sistema para comparar los controladores diseñados bajo las metodologías de:

- Diseño Basado en Modelo.
- Sintonización Experimental.

1.2.1.1. Objetivos específicos

- Análisis y síntesis de un modelo matemático con la finalidad de representar la dinámica del sistema en estudio.
- Adecuación de infraestructura en un laboratorio de control, a través de la puesta en marcha del equipo de planta de dos tanques.
- Diseño de controladores P, PI y PID utilizando la técnica de Ziegler-Nichols basado en modelo.
- Instrumentación y mediciones para el diseño del modelo experimental y sintonización experimental.
- Implementación de los controladores P, PI y PID, utilizando el diseño en base a modelo y el experimental.

1.3. Justificación

El área de control y automatización es fundamental dentro del ámbito de las ingenierías. Actualmente el Departamento de Ingeniería Industrial de la Universidad de Sonora, no cuenta con un laboratorio que dé servicio dentro de la automatización. Desde el punto de vista académico, contar con un laboratorio de control con este tipo de tecnologías

permitirá atender los diferentes planes curriculares tanto de Ingeniería Industrial, Ingeniería Mecatrónica y Sistemas de Información. De igual forma, se contará con una instalación que permita ofrecer servicios a investigadores y docentes de otros departamentos.

El impacto que se espera tenga un laboratorio de esta naturaleza, es el de permitir y fortalecer el crecimiento del Departamento de Ingeniería Industrial con la futura inclusión de programas de posgrado en Ingeniería; al ofrecer instalaciones que permitan el desarrollo de experimentos, se contribuirá de manera importante en la formación de recursos humanos de alto nivel, tomando en cuenta que (Santana Ch., 2012), en lo referente a aspectos prácticos, se deben realizar prácticas de laboratorio enfocadas al modelado y linealización de sistemas, y al análisis dinámico en el dominio de la frecuencia y del tiempo. Una de las actividades prácticas más importantes que se debe realizar es la sintonía y el diseño de controladores además del diseño de estructuras de control. Con lo anterior el laboratorio deberá equiparse con la infraestructura necesaria para poder realizar las siguientes actividades:

- Prácticas de laboratorio.
- Cursos de teoría de control.
- Asesorías.
- Diseño de experimentos de automatización.
- Mediciones utilizando sensores.
- Diseño de controladores.

Dentro de las actividades anteriormente señaladas, el laboratorio de control tendrá la capacidad tecnológica de apoyar en los siguientes temas de control y automatización:

- Análisis, diseño e implementación de algoritmos de control industrial.
- Plantas didácticas de control.
- Equipo de medición.

Para cumplir con dichos temas se deberá diseñar una infraestructura nueva, que incluya instalaciones y equipo de vanguardia en el área del control automático. Entre los equipos que se han adquirido para el fin antes mencionado, se tiene el de un sistema de planta industrial de tanques interconectados para control de nivel de líquido, el cual será la base de estudio e investigación para este proyecto, incluyendo su puesta en marcha.

Respecto a los algoritmos de control, uno de los más utilizados en sistemas de control lineal y no lineal, es el Control PID (Kelly & Moreno, 2001). El éxito del control PID

en los procesos industriales está basado en la habilidad de estabilizar y controlar el 90% de los procesos existentes (O'Dwyer, 2006). Sin embargo, esta importancia se ha opacado por la falta de rendimiento en algunas aplicaciones, ya que se ha reportado que un porcentaje significativo de los controles PID instalados, son operados en el modo manual (Espinoza, et al., 2006). Como se menciona en los párrafos anteriores, hoy en día los sistemas de control PID son muy utilizados industrialmente, aunque en muchos de los casos se utilizan métodos empíricos para lograr el funcionamiento con la combinación de los valores en las variables que entran en juego, lo que provoca que el conocimiento de esas combinaciones realizadas se encuentre solamente en la persona que las realiza.

Por lo anterior la metodología de evaluación que en esta investigación se desarrollará tendrá un impacto positivo en el sentido de comprobar que el método analítico tiene la posibilidad de lograr obtener un desempeño igual, o al menos significativamente similar que un método experimental con la finalidad de motivar y promover el diseño de controladores industriales en la industria mexicana.

La formación de recursos humanos, por otro lado, es un aspecto muy importante dentro de las motivaciones del actual proyecto. Al contar con una planta de entrenamiento en operación, se espera incidir directamente en la formación de ingenieros especializados en el análisis y sintonización de controladores industriales para contribuir a cubrir la amplia demanda que existe de profesionistas altamente capacitados en las diferentes industrias en México.

Además, y de manera muy particular, se tendrá la ventaja de estar desarrollando un proyecto dentro del área de automatización la cual es una línea de investigación del Cuerpo Académico "Optimización y Automatización", aprobado por PROMEP en el 2010, agregando la capacitación de docentes en una planta de procesos industriales del laboratorio de control, con la finalidad de satisfacer una necesidad actual en el Departamento de Ingeniería Industrial de la Universidad de Sonora.

1.4. Delimitaciones

Durante el desarrollo de las etapas de este proyecto se realizará modelado, análisis, diseño y control, además de finalizar con una evaluación comparativa. El proyecto estará delimitado a desarrollar una metodología que consiste en las siguientes actividades:

- Se realizará el estudio de las estructuras de control: Proporcional (P), Proporcional – Integral (PI), y Proporcional –Integral – Derivativo (PID).

- Modelado matemático de la planta y de las estructuras de control P, PI y PID.
- Simulación computacional del comportamiento dinámico del sistema en lazo cerrado.
- Análisis de las simulaciones.
- Puesta en marcha de un sistema de entrenamiento de control de procesos de nivel de líquido.
- Diseño e implementación de experimento para caracterizar la servo válvula.
- Codificación de algoritmos.
- La respuesta del sistema deberá ser evaluada mediante instrumentos de medición.
- Diseño de los controladores empleando dos metodologías: diseño basado en modelo y diseño basado en métodos experimentales.
- Evaluación, en tiempo real, de los controladores desarrollados con ambas metodologías por medio de un sistema digital basado en instrumentación virtual, así como su aplicación al sistema de entrenamiento de control de procesos.

1.5. Organización de la tesis

La presente tesis se encuentra organizada en cinco capítulos, de los cuales, este primer capítulo hace referencia a una introducción del trabajo mencionando los objetivos y actividades planteadas, además de la justificación e impacto del mismo.

El segundo capítulo presenta el estudio del arte del tema central de la tesis.

Continuando con el capítulo tercero, en el cual se da a conocer la metodología planteada para la obtención de los modelos de los controladores, así como su diseño e implementación.

En el capítulo número cuatro se tiene la exposición de la aplicación respecto a la metodología y los resultados obtenidos.

El último capítulo, que es el quinto, se enfoca en la presentación de los resultados previamente descritos en el capítulo cuarto, así como una breve discusión la cual incluye el

trabajo futuro que puede realizarse a partir de la presente investigación. También en este capítulo se hace mención de la productividad académica.

CAPÍTULO II

MARCO TEÓRICO

En este capítulo se presenta el marco teórico tomado como referencia para la tesis. La información se ha organizado en seis secciones las cuales se describen a continuación de manera breve.

La sección 2.1 introduce los conceptos fundamentales de la teoría de control incluyendo definiciones de temas básicos.

La sección 2.2 contiene detalles sobre el tema de Diseño Basado en Modelo con dos subtemas; uno detalla el estado del arte y el otro es sobre el sistema de control de nivel de líquido.

Una discusión de la clasificación de las acciones de control y la presentación de información referente a sus aplicaciones, es lo que se expone en la sección 2.3.

En la sección 2.4 se aborda el tema de sintonización de controladores detallando con un subtema la técnica de sintonización para el diseño de controladores desarrollada por Ziegler-Nichols.

La sección 2.5 presenta trabajos realizados sobre la importancia de la implementación de técnicas de control en equipos industriales, para la formación de futuros ingenieros.

Para finalizar, en la sección 2.6, se incluyen opciones de técnicas avanzadas de control que pueden ser aplicadas a la planta en estudio.

2.1. Introducción

La importancia de los conceptos fundamentales de la teoría de control es un tema clave para el ingeniero que desea especializarse en el área de control de procesos, siendo esta una oportunidad existente en el ámbito industrial, tanto en la implementación directa

para el caso de plantas industriales ya existentes, como en la investigación para el diseño, desarrollo y modificación de equipos experimentales y control de sistemas interrelacionados y complejos (Dorf & Bishop, 2005). Se puede observar que los sistemas de control han asumido un papel cada vez más importante en el desarrollo y avance de la civilización moderna y la tecnología. Prácticamente, cada aspecto de las actividades de nuestra vida diaria está afectado por algún tipo de sistema de control. Los sistemas de control se encuentran presentes en gran cantidad en todos los sectores industriales, tales como control de calidad de los productos manufacturados, líneas de ensamble automático, control de máquinas-herramienta, tecnología espacial y sistema de armas, control por computadora, sistema de transporte, sistemas de potencia, robótica y muchos otros. Aun el control de inventarios y los sistemas económicos y sociales se pueden visualizar a través de la teoría de control automático (Kuo, 1996).

Dentro de las diferentes clasificaciones existentes de los sistemas de control, el Control de Procesos se distingue por ser una disciplina de amplia aplicación en el desarrollo de la industria moderna. El objetivo del control automático de procesos es mantener en determinado valor de operación los estados del proceso. Los procesos son de naturaleza dinámica, en ellos siempre ocurren cambios y si no se aplican las acciones de control pertinentes a las variables importantes involucradas, es decir, aquellas que se relacionan con la seguridad, la calidad del producto y los índices de producción; no cumplirán con las condiciones de diseño (Smith & Corripio, 1997).

Así, la función de un controlador automático es comparar el valor real de la salida de una planta con la entrada de referencia o valor deseado, determinar la desviación y producir una señal de control que reduzca la desviación a cero o a un valor pequeño. La manera en la cual el controlador automático produce la señal de control se define como una acción de control. En la Figura 2.1 se muestra el diagrama de bloques de un sistema de control industrial que consiste en un controlador automático, un actuador, una planta y un sensor. El controlador detecta la señal de error amplificándola a un nivel suficientemente alto. La salida de este controlador alimenta a un actuador, siendo este último el que a su vez, alimenta con su salida a la planta. El sensor o elemento de medición, es un dispositivo que convierte la variable de salida en otra variable manejable, como una presión o un voltaje, que pueda usarse para comparar la salida con la señal de referencia (Ogata, 2010).

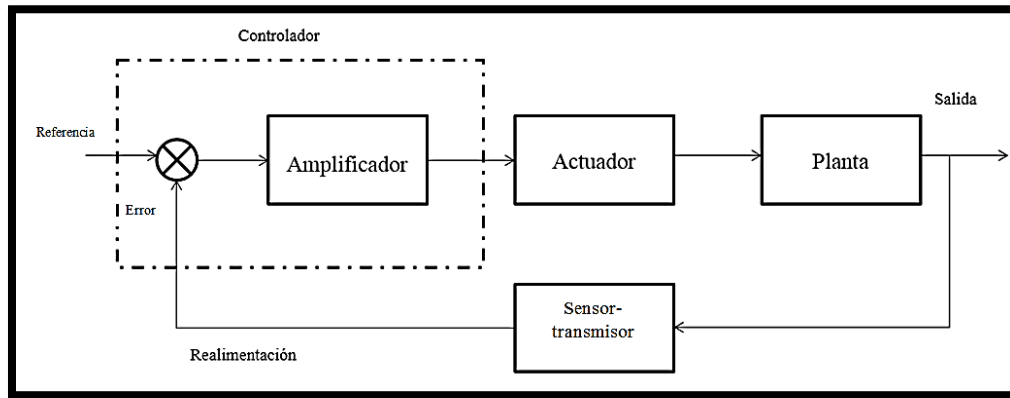


Figura 2.1. Diagrama de bloques de un sistema de control industrial.

2.1.1. Definiciones

Siendo los conceptos básicos de los sistemas de control el punto de partida para comprender su estudio, a continuación se presentan las definiciones de algunos de ellos en el análisis de sistemas de control de acuerdo a (Ogata, 2010) y otros autores.

Variable controlada y señal de control o variable manipulada. La variable controlada es la cantidad o condición que se mide y controla. La señal de control o variable manipulada es la cantidad o condición que el controlador modifica para afectar el valor de la variable controlada. Normalmente, la variable controlada es la salida del sistema. *Controlar* significa medir el valor de la variable controlada del sistema y aplicar la variable manipulada al sistema para corregir o limitar la desviación del valor medido respecto del valor deseado.

Planta. Sistema físico que se va a controlar, como un horno de calefacción, un reactor químico, algún dispositivo mecánico o servo hidráulico. Una planta puede ser una parte de un equipo, como un conjunto de elementos de una máquina que funcionan juntos y cuyo objetivo es efectuar una operación particular.

Procesos. El concepto de procesos se refiere a cualquier operación que se va a controlar. Algunos ejemplos son los procesos industriales, químicos, económicos y biológicos. Cuando se habla de controlar un proceso se refiere a cómo controlar variables inherentes del mismo para reducir la variabilidad del producto final, incrementar la eficiencia y/o mantener el proceso dentro de los límites de seguridad que corresponda, entre otras.

Sistema. Un sistema es una combinación de componentes que actúan juntos y realizan un objetivo determinado. La palabra *sistema* debe interpretarse en un sentido amplio que comprenda sistemas físicos, biológicos, económicos y similares.

Perturbación. Una perturbación es una señal que tiende a afectar negativamente el valor de la salida de un sistema. Si la perturbación se genera dentro del sistema se denomina interna, mientras que una perturbación externa se genera fuera del sistema y es una entrada.

Error. Es la diferencia entre la entrada y la salida del sistema. *El error en estado estacionario* es la diferencia entre la entrada y la salida en un sistema de control para una prueba de entrada predeterminada cuando el tiempo tiende a infinito (Nise, 2004). El error en estado estacionario es una medida de la exactitud de un sistema de control para seguir una entrada dada una vez que la respuesta transitoria desaparece. El error en estado estacionario es aquel que permanece después de que ha desaparecido el transitorio, (Figura 2.2). Los tipos de entradas de prueba utilizados para el análisis y diseño del error en estado estacionario, se presentan a modo de resumen, en la Tabla 2.1, (Lara H. & Rocha N., 2011).

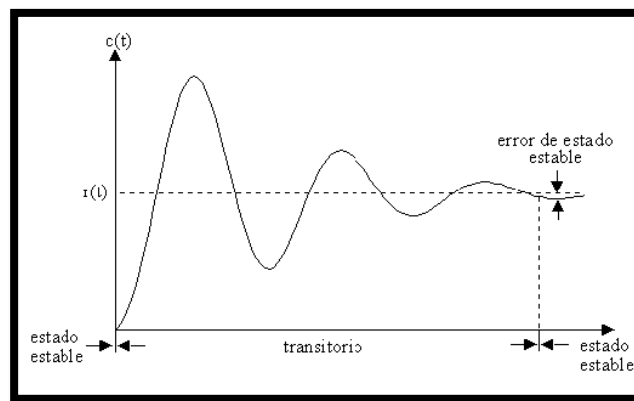
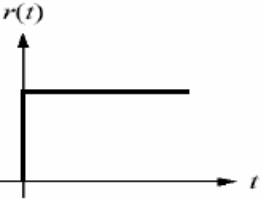
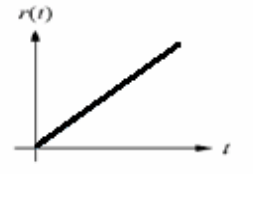
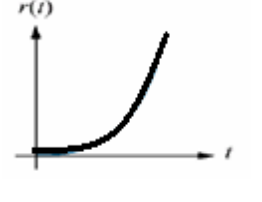


Figura 2.2. Error en un sistema.

Estabilidad. Se dice que un sistema es estable cuando después de transcurrido un tiempo t , su valor de respuesta (salida) permanece constante. A este tiempo se le denomina tiempo de establecimiento (*setting time*), y al valor alcanzado se le denomina valor en estado estable (*steady state value*), el cual puede ser un valor oscilante dentro de un margen porcentual mínimo, definido a criterio del programador. Un sistema se considera inestable cuando su respuesta luego de transcurrido un tiempo t se mantiene oscilando, variando entre un rango de valores periódicos o simplemente se obtiene cualquier valor aleatorio. El gráfico de la Figura 2.3 muestra dos curvas, una de un sistema estable, y la otra de un sistema inestable, logradas luego de aplicar una entrada escalón unitario (Mendiburu D., 2003).

. Tabla 2.1. Formas de onda de prueba para evaluar los errores en estado estacionario de los sistemas de control de posición.

Forma de onda	Nombre	Interpretación física	Función del tiempo	Transformada de Laplace
	Escalón	Posición constante	1	$\frac{1}{s}$
	Rampa	Velocidad constante	t	$\frac{1}{s^2}$
	Parábola o impulso	Aceleración constante	$\frac{1}{2}t^2$	$\frac{1}{s^3}$

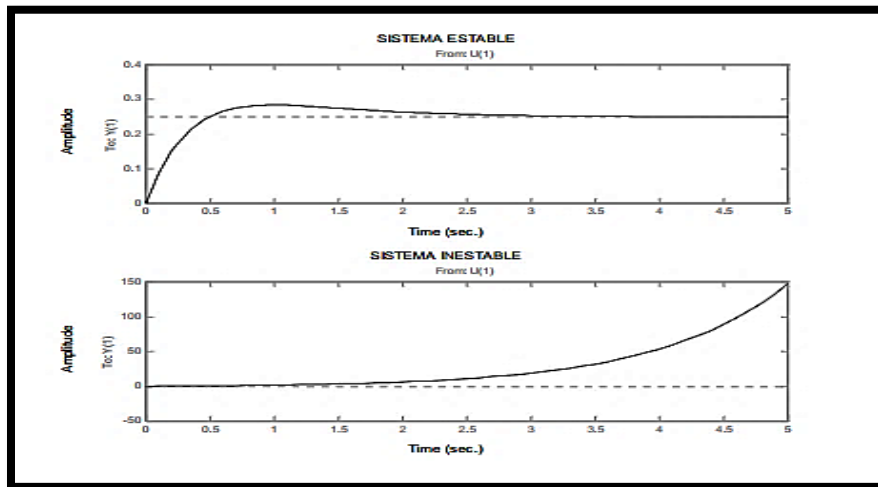


Figura 2.3. Gráfico de un sistema estable e inestable.

Comportamiento robusto. La robustez se refiere a cómo un sistema reacciona a las entradas erróneas, fallas o perturbaciones. Parte de la incertidumbre en un sistema de control se debe a estos factores (Rollins, 1999).

Respuesta en el tiempo de sistemas de control dinámicos. La respuesta dinámica de un proceso se entiende como el tiempo necesario para alcanzar su valor final (Ollero de Castro & Fernández C., 2006). Esta respuesta en el tiempo de un sistema de control, se divide en dos partes: la respuesta transitoria y la respuesta en estado estacionario. Sea $y(t)$ la respuesta en el tiempo de un sistema en tiempo continuo; entonces en general se puede escribir:

$$y(t) = y_t(t) + y_{ss}(t) \quad (2.1)$$

en donde $y_t(t)$ indica la respuesta transitoria; y $y_{ss}(t)$ indica la respuesta en estado estable.

La respuesta transitoria de un sistema de control frecuentemente presenta oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar el estado estacionario.

La *respuesta en estado estacionario* es la parte de la respuesta total que permanece después que la transitoria ha desaparecido (Kuo, 1996).

Sistema de control en lazo cerrado. Los sistemas realimentados se denominan también sistemas en lazo cerrado. En un sistema de control en lazo cerrado, se alimenta al controlador con la señal de error, que es la diferencia entre la señal de entrada y la señal de realimentación, con el fin de reducir el error y llevar la salida del sistema a un valor deseado. En la Figura 2.4 se presenta un diagrama de bloques de un sistema en lazo cerrado (Ogata, 2010).

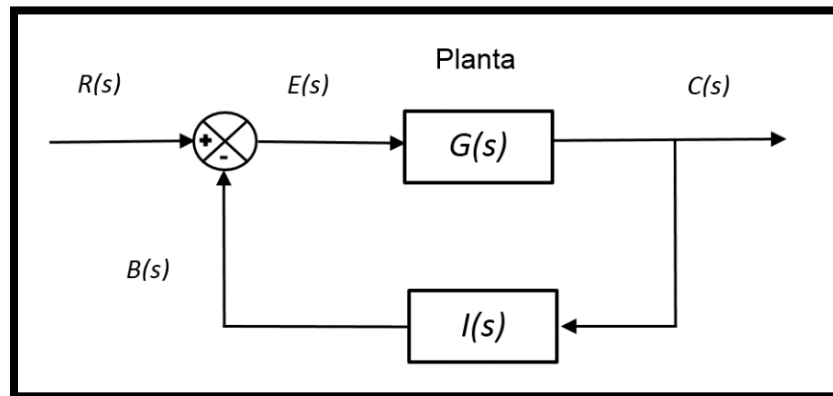


Figura 2.4. Diagrama de bloques de un sistema en lazo cerrado.

Sistema de Control en lazo abierto. Los sistemas en los cuales la salida no tiene efecto sobre la acción de control se denominan sistemas de control en lazo abierto. Es decir que en este tipo de control la salida no se realimenta para compararla con la entrada. Por lo tanto, a cada entrada de referencia le corresponde una condición operativa fija; lo que

obliga a que la precisión del sistema sea dependiente de la calibración del mismo. En la Figura 2.5 se presenta un diagrama de bloques de un sistema en lazo abierto.

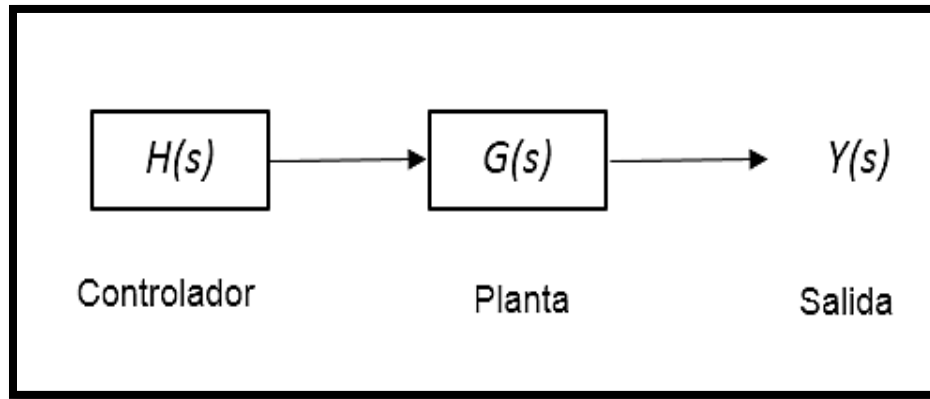


Figura 2.5. Diagrama de bloques de un sistema en lazo abierto.

2.2. Diseño Basado en Modelo

La teoría de control moderna, basada en el análisis en el dominio del tiempo y la síntesis a partir de variables de estados, se ha desarrollado para manejar la creciente complejidad de las plantas modernas y los requisitos cada vez más exigentes sobre precisión, peso y coste en aplicaciones militares, espaciales e industriales. Estas plantas pueden ser sistemas sencillos o muy complejos, a los cuales se les llama así debido a que están formados por una combinación de componentes que actúan juntos y realizan un objetivo determinado.

Con la finalidad de entender un sistema, se debe llevar a cabo una representación abstracta de él; tal representación es el modelado del sistema a través de un *Modelo Matemático*, definiéndosele como un conjunto de ecuaciones que representan el comportamiento dinámico con precisión o, al menos, suficientemente cercano a cierto grado de precisión requerido. Es importante tomar en cuenta que un modelo matemático no es único para un sistema determinado ya que éste puede representarse de varias formas diferentes a través de muchos modelos matemáticos, dependiendo de cada perspectiva o necesidad.

Refiriéndose a la dinámica de sistemas como mecánicos, eléctricos, térmicos, económicos, biológicos, y muchos más, el modelo matemático se describe en términos de ecuaciones diferenciales o a diferencias, dependiendo de la naturaleza continua o discreta

del sistema, las cuales, se obtienen a partir de leyes físicas que gobiernan un sistema determinado.

Dependiendo del sistema del que se trate y de las circunstancias específicas, un modelo matemático puede ser más conveniente que otro, por lo que una vez obtenido el modelo, se usan diversos recursos analíticos, así como computadoras para estudiarlo y sintetizarlo (Ogata, 2010).

En algunos casos (Maldonado, 1999), uno de los problemas para la implementación de sistemas de control automático es la necesidad de contar con un modelo que describa la dinámica del sistema a ser controlado. Normalmente este modelo no está disponible o es demasiado complicado para propósitos de diseño. Por ello es importante disponer de un modelo suficientemente simple para trabajar con él, pero que retenga las características esenciales del proceso. Los modelos lineales pueden ser obtenidos mediante la linealización del sistema no lineal alrededor de diferentes puntos de operación o, si el modelo no es bien conocido, a través de una identificación entrada-salida alrededor de esos puntos.

De manera particular (Ogata, 2003), el análisis de sistemas de fluidos y sistemas térmicos son de interés especial por ser el medio más versátil para transmitir señales y potencia, los fluidos tienen un amplio uso en la industria. Los sistemas de nivel de líquido se utilizan frecuentemente en el control de procesos industriales.

2.2.1. Función de transferencia

Un aspecto muy importante dentro de los sistemas de control es su estabilidad, es decir, se busca que a pesar de las perturbaciones el sistema vuelva a un estado de equilibrio. Las leyes físicas que gobiernan los principios de operación de sistemas en la vida real pueden resultar bastante complejas, por lo que generalmente son no lineales, sin embargo es posible aproximarlos a través de medios matemáticos; es por ello que analizar la respuesta transitoria de la planta es el primer paso a tomar en cuenta para poder implementar las acciones de control. El análisis de la respuesta transitoria nos da como resultado la función de transferencia que nos representará la planta que se va a controlar. La función de transferencia de un sistema lineal invariante con el tiempo se define como la transformada de Laplace de la respuesta al impulso, con todas las condiciones iniciales iguales a cero (Kuo, 1996), es decir, las funciones de transferencia se usan para caracterizar las relaciones de entrada-salida de componentes de un sistema que se

describen mediante ecuaciones diferenciales lineales invariantes en el tiempo (Ogata, 2010).

Una función de transferencia $G(s)$, es una herramienta de modelado exclusiva de sistemas lineales que se define como el cociente entre la salida $y(s)$ y la entrada $u(s)$ considerando que todas las condiciones iniciales del sistema son cero. Los sistemas representados en el dominio de la frecuencia (s), se caracterizan por ciertas propiedades que permiten realizar análisis de sus dinámicas. Una de las propiedades que se usará durante este trabajo de investigación será el orden del sistema; elegir adecuadamente un orden de la planta permitirá realizar un análisis y síntesis más eficiente y representativo del sistema físico.

Un sistema de primer orden se puede modelar con la siguiente función de transferencia:

$$F(s) = \frac{k}{\tau s + 1} \quad (2.2)$$

La constante k es la ganancia de estado estacionario, la cual entrega el valor que toma la respuesta del sistema para un tiempo que tiende a infinito, y la constante τ es la constante de tiempo.

Un sistema de segundo orden tiene como función de transferencia la ecuación que se muestra a continuación:

$$F(s) = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.3)$$

donde:

ω_n es la frecuencia natural de oscilación

ε es el coeficiente de amortiguamiento

k es la ganancia de estado estacionario

La ganancia de estado estacionario corresponde al valor constante que toma el sistema para un tiempo que tiende a infinito. Esta ganancia puede ser calculada a través del teorema del valor final de la función de transferencia $F(s)$.

2.2.2. Sistema de control de nivel de líquido

Es de particular importancia para esta investigación presentar información detallada sobre el sistema de control de nivel de líquido, ya que la implementación se realiza en un

sistema de planta industrial de dos tanques interconectados a los cuales se requiere controlar el nivel de líquido. En esta subsección se detalla la obtención del modelo matemático de un sistema de tanques.

El nivel de líquido es la integral de la diferencia entre el flujo de entrada y el flujo de salida del tanque o depósito, en donde el primero representa la carga y el segundo la variable manipulada, como se aprecia en la Figura 2.6.

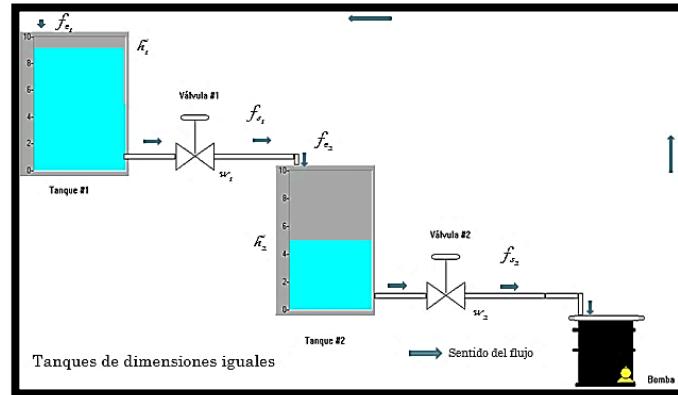


Figura 2.6. Sistema de planta industrial de dos tanques interconectados.

2.2.2.1. Balance de Masa total dentro del tanque

La expresión para obtener la masa total dentro de un tanque es:

$$MasaTotal = \rho V = \rho A_t h \quad (2.4)$$

donde:

ρ es la densidad del líquido

V es el volumen del líquido

A_t es el área transversal del tanque

h representa la altura del nivel del líquido en el tanque

El balance de masa es necesario para obtener el modelo dinámico del tanque, aplicando la ecuación de la ley de conservación de la masa total aplicada a un volumen fijo en el espacio con corrientes de salida y entrada (Ollero de Castro & Fernández C., 2006). Esto se muestra como:

$$\left[\begin{array}{c} \text{Tasa de acumulación} \\ \text{de masa en el proceso} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} \text{Flujo de masa de} \\ \text{entrada al proceso} \end{array} - \left[\begin{array}{c} \text{Flujo de masa de} \\ \text{salida del proceso} \end{array} \right] \right]$$

$$\frac{d(\rho A_t h)}{dt} = \rho f_e - \rho f_s \quad (2.5)$$

Aquí se tiene que f_e y f_s representan los flujos de entrada y salida respectivamente.

Si ρ y A_t , son constantes, de la ecuación (2.5) se tiene que:

$$A_t \frac{dh}{dt} = (f_e - f_s) \quad (2.6)$$

Considerando que la válvula se encuentra colocada en la salida del tanque (Maldonado, 1999), el flujo a la salida de la válvula queda representado por la siguiente expresión:

$$f_s = C_v C_c A_0 \sqrt{2gh} \quad (2.7)$$

donde

C_v : coeficiente de velocidad o flujo

C_c : coeficiente de contracción

A_0 : área del orificio

g : gravedad atmosférica

Si se define $w = C_v C_c A_0 \sqrt{2g}$, entonces la ecuación (2.7) se reduce a la siguiente expresión:

$$f_s = w \sqrt{h} \quad (2.8)$$

En (2.8) se tiene que w representa el factor de apertura de la válvula.

Sustituyendo (2.8) en (2.6), se obtiene la ecuación que describe el comportamiento dinámico del tanque y la válvula, lo cual se presenta como:

$$A_t \frac{dh(t)}{dt} = f_e - w(t) \sqrt{h(t)} \quad (2.9)$$

A partir de (2.6) y sustituyendo los valores correspondientes a las variables de cada tanque, se obtiene el comportamiento dinámico para el sistema de dos tanques conectados en cascada, considerando que $f_{s1} = f_{e2}$, para el segundo tanque se tiene:

$$\dot{h}_1(t) = \frac{f_{e1}}{A_t} - \frac{f_{s1}}{A_t} \quad (2.10)$$

$$\dot{h}_2(t) = \frac{f_{s1}}{A_t} - \frac{f_{s2}}{A_t} \quad (2.11)$$

2.2.3. Sistemas de control de nivel de líquido usados en laboratorios de otras instituciones educativas

En esta parte del capítulo se da a conocer el estado del arte de otros trabajos de investigación relacionados ya sea con el diseño de algún tipo de controlador para el control de nivel de líquido de un sistema de tanques o con la implementación de actividades experimentales en laboratorios de Instituciones de Educación Superior (IES).

En (Rahamat & Rozali, 2008) se indica que el principal objetivo de ese proyecto es determinar el modelo matemático de un sistema de tanques interconectados utilizando dos métodos no paramétricos para ser aplicados en el caso que se estudia: se realiza, en primer lugar, un análisis de la respuesta transitoria utilizando la entrada por pasos como fuerza de excitación, para después seguir con un análisis de correlación que utiliza la Secuencia Binaria Pseudo Aleatoria o *PRBS* (por sus siglas en inglés), presentando como tercera parte el diseño del controlador PID con Lógica Difusa para el sistema del caso. Por último compara y analiza el uso que ambos controladores tienen en aplicaciones industriales.

De acuerdo a (Holič & Veselý, 2011), se realiza el diseño de un controlador robusto tipo PID para un proceso de tanques interconectados en el dominio de la frecuencia y utilizando dos enfoques de control, se comparan los resultados de cada uno de ellos identificando el que presenta mejores resultados. En la sección de conclusiones se menciona que los resultados obtenidos serán utilizados en el área de educación.

En (Laubwald, s.f.) y (Jaafar, et al., 2014), se hace énfasis en la importancia de aplicar la teoría de control en un sistema de tanques acoplados, mencionando que el sistema de control de nivel de líquido es encontrado frecuentemente ya sea en procesos industriales, en el funcionamiento del cuerpo humano o en algún sistema de manejo de fluidos. Por lo anterior se considera como esencial que los ingenieros de control entiendan cómo trabaja el control del flujo en un tanque y cómo es resuelto el problema del control de nivel de líquido.

Como se puede observar, en los trabajos antes mencionados, se presentan distintos casos de implementación de métodos o técnicas de diseño de controladores, coincidiendo

en la importancia de realizar este tipo de práctica en equipos similares a los industriales, aunque en ninguno de ellos se explica o menciona cómo se llevó a cabo la puesta en marcha del equipo para después poder realizar la implementación del modelo del controlador diseñado, independientemente de las técnicas utilizadas, así como el detalle del análisis de los resultados. En los capítulos posteriores de este trabajo de tesis, se presenta, tanto el proceso sobre la puesta en marcha del sistema de planta industrial de dos tanques en el laboratorio de control de la Universidad de Sonora, como el desarrollo del diseño de controladores P, PI y PID utilizando el diseño basado en modelo y el diseño experimental basado en una técnica de sintonización de controladores; todo ello con la finalidad de analizar ambas técnicas y llevar a cabo su evaluación.

2.3. Acciones de control

En esta sección se presenta la definición de la clasificación de controladores industriales previamente mencionada en el capítulo I, de acuerdo a sus acciones de control.

2.3.1. Acción de control de dos posiciones

Un sistema de control de dos posiciones es simple y económico. Este mecanismo de control, (Améstegui M., 2001), se puede describir matemáticamente como sigue:

$$u = \begin{cases} u_{max} & e > 0 \\ u_{min} & e < 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

En (2.12) se tiene que $e = y_{sp} - y$ (diferencia entre la referencia especificada por el operador y la salida medida del proceso) es el denominado *error de control*. Esta ley de control implica que siempre se usa la acción correctiva máxima. De esta manera, la variable manipulada tiene su valor más grande cuando el error es positivo y su valor más pequeño cuando el error es negativo. La realimentación de este tipo se llama control “ON-OFF”. Sencillo y sin parámetros que configurar, aparte de las acciones mínima y máxima que se ejecutan en el cálculo de la señal de control. El control ON-OFF muchas veces es apropiado para mantener la variable controlada del proceso cerca del valor de la referencia que fue especificada, pero típicamente resulta en un sistema donde las variables oscilan.

2.3.2. Acción de control proporcional

Para un controlador con acción de control proporcional, la relación entre la salida del controlador $u(t)$ y la señal de error $e(t)$ es:

$$u(t) = K_p e(t) \quad (2.13)$$

o bien, representada por el método de Laplace,

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \quad (2.14)$$

donde K_p se considera la ganancia proporcional.

Cualquiera que sea el mecanismo real y la forma de la potencia de operación, el controlador proporcional es, en esencia, un amplificador con una ganancia ajustable.

De acuerdo a (Santos L., s.f.), este tipo de acción de control sería adecuada para un sistema de control de nivel de líquido en donde el *offset* no es inconveniente, llamándosele *offset* (Arántegui, 2010) cuando existe una diferencia entre la respuesta final obtenida por el lazo de control al aplicar una entrada tipo *step*, y el *set point*; por lo que se necesitaría un valor muy grande de la ganancia del controlador para poder eliminar este *offset*.

En las siguientes secciones se describe el resto de las acciones de control de acuerdo a (Ogata, 2010).

2.3.3. Acción de control integral

En un controlador con acción de control integral, el valor de la salida del controlador $u(t)$ se cambia a una razón proporcional a la señal de error $e(t)$. Es decir:

$$\frac{du(t)}{dt} = K_i e(t) \quad (2.15)$$

o bien

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (2.16)$$

donde K_i es una constante ajustable. La función de transferencia del controlador integral es:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (2.17)$$

2.3.4. Acción de control proporcional-integral

La acción de control de un controlador proporcional-integral (PI) se define mediante:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (2.18)$$

La función de transferencia del controlador es

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.19)$$

donde T_i , se denomina tiempo integral.

2.3.5. Acción de control proporcional-derivativa

La acción de control proporcional-derivativa (PD) se define como:

$$u(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.20)$$

y la función de transferencia es

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p (1 + T_d s) \quad (2.21)$$

donde T_d es el tiempo derivativo.

2.3.6. Acción de control proporcional-integral-derivativa

La combinación de las acciones de control proporcional, integral y derivativa se denomina acción de control proporcional-integral-derivativa. Esta acción combinada tiene las ventajas de cada una de las tres acciones de control individuales. La ecuación de un controlador con esta acción está dada por:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.22)$$

y la función de transferencia es:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.23)$$

El diagrama de bloques de un controlador proporcional-integral-derivativo se aprecia en la Figura 2.7.

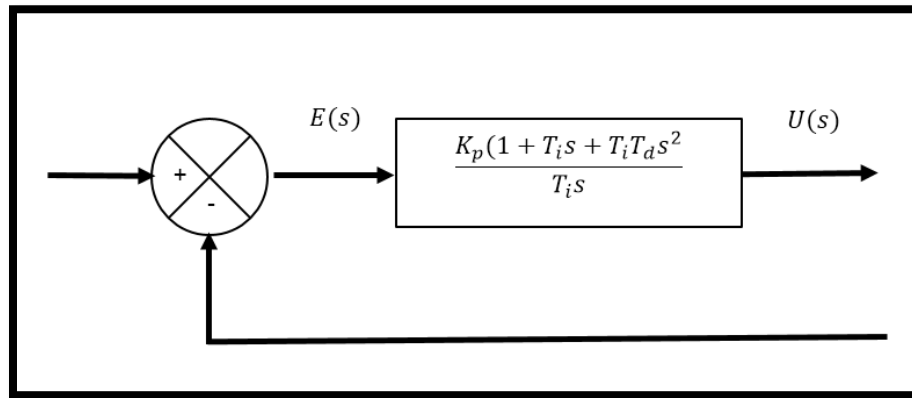


Figura 2.7. Diagrama de bloques de un controlador proporcional-integral-derivativo.

En la Tabla 2.2 se presenta una guía de selección de un sistema de control de acuerdo a diferentes aplicaciones tomada de (Santos L., s.f.).

De acuerdo a (O'Dwyer, 2006), la habilidad de los controladores proporcional integral (PI) y proporcional integral derivativo (PID) de satisfacer la mayoría de los procesos prácticos industriales ha dado lugar a su amplia aceptación en las aplicaciones industriales.

Tabla 2.2. Guía de selección de un sistema de control de acuerdo a la aplicación.

Control	Aplicaciones
ON-OFF	Control de nivel de líquidos conductivos y temperatura en procesos de gran capacidad.
Proporcional	Presión, temperatura y nivel donde el <i>offset</i> no es inconveniente.
Proporcional-Integral	La mayor parte de aplicaciones incluyendo caudal.
Proporcional-Derivativo	Cuando es necesaria una gran estabilidad con un <i>offset</i> mínimo y sin necesidad de acción integral.
Proporcional-Integral-Derivativo	Procesos con cambios rápidos y retardos apreciables (control de temperaturas en intercambiador de calor).

En (Koivo & Tantt, 1991), por ejemplo, se sugiere que quizás existen de 5 al 10% de los lazos de control que no pueden ser controlados por una sola entrada y una sola salida (SISO) por los controladores PI o PID. En particular, estos controladores realizan un buen desempeño para procesos con dinámicas benignas y requisitos moderados de rendimiento (Hwang, 1993), (Aström & Hagglund, 1995). Se ha dicho que el 98% de los lazos de control en la industria de la pulpa y papel, son controlados por los controladores PI - SISO (Bialkowski, 1996) que, en aplicaciones de control de procesos, más del 95% de los controladores son de tipo PID (Aström & Hagglund, 1995).

La implementación de controladores PI o PID se ha recomendado para el control de los procesos de orden bajo o medio, con pequeños tiempos de retraso, cuando el ajuste de parámetros se debe hacer usando reglas de sintonía y cuando la síntesis del controlador es realizada ya sea una vez o más frecuente (Isermann, 1989).

2.3.7. Estructura de controladores PID en la industria de procesos

Es ampliamente conocido el éxito que ha tenido la aplicación del control PID en los procesos industriales. Con su funcionalidad de tres términos ofreciendo tratamiento tanto para respuesta transitoria como para respuesta en estado estacionario, el control PID provee una solución genérica y eficiente para los problemas de control presentes en el mundo real (Espinoza, et al., 2006). Con lo anterior, es importante señalar que más de la mitad de los controladores industriales que se usan hoy en día utilizan esquemas de control PID o PID modificado (Ogata, 2010).

Los controladores PID funcionan de manera exitosa ya que operan en la mayoría de procesos lineales invariantes en el tiempo (*LTI*) y de una entrada una salida (*SISO*). Una vez que se sintoniza un controlador es de interés realizar el proceso de optimización. Existen diferentes técnicas de optimización para sintonizar los controladores, (Smith & Corripio, 1997), entre las cuales se pueden mencionar las de Ziegler-Nichols (1942), Cohen-Coon (1953), O'Connor-Denn (1972), Borresen-Grindal (1990), Connell (1996) y, Sycros-Kooks (2005).

De acuerdo a (Li, et al., 2006) la estructura de la función de transferencia de un controlador PID comúnmente se expresa en su forma ideal como:

$$G_{PID}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.24)$$

En (2.24) la señal de control $U(s)$ está actuando en la señal de error $E(s)$, K_p es la ganancia proporcional, T_i es la constante de tiempo integral, T_d es la constante de tiempo derivativo y s es el argumento de la transformada de Laplace. La señal de control también puede ser expresada por tres términos como:

$$U(s) = K_p E(s) + K_i \frac{1}{s} E(s) + K_d s E(s) = U_P(s) + U_I(s) + U_D(s) \quad (2.25)$$

en donde se tiene que $K_i = K_p/T_i$ es la ganancia integral, y $K_d = K_p T_d$ es la ganancia derivativa.

La función de cada uno de los tres términos incluye:

- El término proporcional provee una acción global de control proporcional a la señal de error a través del factor de ganancia dejando pasar todo tipo de frecuencias: $K_p E(s)$.
- El término integral reduce los errores en estado estacionario a través de compensación de baja frecuencia: $K_i \frac{1}{s} E(s)$.
- El término derivativo mejora la respuesta transitoria a través de una compensación de alta frecuencia: $K_d s E(s)$.

Aunque el término derivativo mejora la respuesta transitoria y la estabilidad (ver Tabla 2.3), este comportamiento generalmente se expone de forma errónea por las razones que a continuación se describen. De acuerdo a (Quevedo & Escobet, 2000) y a (Li, et al., 1998), en diversas aplicaciones de ingeniería se ha encontrado que el término derivativo puede degradar estabilidad cuando existe un retraso de transporte. Más aún, la dinámica del término derivativo tiende a amplificar las señales de alta frecuencia y la implementación en tiempo real puede resultar en la saturación de actuadores y la inestabilidad provocada por el ruido eléctrico.

La dificultad en la sintonización del término K_d ha provocado que en diversas aplicaciones se elimine el término derivativo, así, para un desempeño óptimo, se recomienda que K_p , K_i , y K_d sean sintonizados de manera conjunta. Los efectos individuales de los tres parámetros en un sistema de lazo cerrado de plantas estables, se presentan en la Tabla 2.3. Por ejemplo, cuando K_i y K_d se ajustan, al incrementar K_p solo el tiempo de subida se puede reducir, incrementar el *overshoot*, ligero incremento en el tiempo de ajuste, decremento en el error del estado estable, decremento en los márgenes de estabilidad. Se aclara que como las correlaciones presentadas no son muy precisas debido a que K_p , K_i y K_d son dependientes entre sí, esta tabla solo debe ser tomada como referencia (Li, et al., 2006).

2.4. Sintonización de controladores

A pesar de décadas de trabajo desarrollado con el uso de controladores PID, los resultados de investigación en el estado del arte de la práctica del control industrial, dejan que pensar. Por ejemplo, (Ender, 1993) afirma en su ensayo de miles de lazos de control en cientos de plantas, que ha encontrado a más del 30% de los controladores instalados

operando en modo manual y el 65% operando en modo automático, produciendo menos varianza en el modo manual que en el automático (es decir, los controladores automáticos están sintonizados deficientemente).

Tabla 2.3. Efectos de los términos P, I y D en el desempeño dinámico de un sistema de control.

	Tiempo de Subida	Saturación	Tiempo de estabilización	Error en estado estacionario	Estabilidad
Incrementa K_p	Decremento	Incremento	Pequeño incremento	Decremento	Reducción
Incrementa K_i	Pequeño decremento	Incremento	Incremento	Gran decremento	Reducción
Incrementa K_d	Pequeño decremento	Decremento	Decremento	Cambios menores	Mejora

La situación no parece haber mejorado en los últimos años como se reporta en (Overschee P. & De Moor, 2000), que el 80% de los controladores PID están mal sintonizados, el 30% de los controladores PID operan en la opción manual con otro 30% de los lazos de control aumentando la variabilidad a corto plazo del proceso a controlar (por lo general debido a la intensa acción integral). Los autores afirman que el 25% de todos los lazos de controladores PID utilizan la configuración predeterminada de fábrica, lo que implica que no han sido sintonizados en absoluto.

Estas y otras encuestas bien resumidas por (Yu, 2006), muestran que la determinación de los parámetros de ajuste en los controladores PI y PID es un problema inquietante en muchas aplicaciones. La forma más directa de establecer los parámetros del controlador es con el uso de reglas de sintonía, obviamente, la riqueza de información sobre este tema en la literatura ha sido mal comunicada a la comunidad industrial. Una de las razones es que esta información se encuentra dispersa en una variedad de medios, incluyendo artículos en revistas, documentos de conferencias, sitios web y libros en un período de setenta años.

En (O'Dwyer, 2006) se presenta el registro de 408 fuentes diferentes que incluyen información sobre reglas de sintonía desde que la primera regla fue publicada por (Callendar, et al., 1935/6). Estadísticamente 293 fuentes de reglas de sintonía se han registrado desde 1992, reflejando el aumento del interés en el uso del controlador PID recientemente. Los controladores PI y PID, han estado en el corazón de la práctica de la ingeniería de control por siete décadas. Sin embargo, el controlador PID no había recibido mucha atención por parte de la comunidad de investigación académica hasta los últimos

quince años, cuando el trabajo realizado por K.J. Aström, T. Hagglund y F.G. Shinskey, entre otros, provocó un renovado interés en el uso de esta herramienta de la aplicación del controlador. Hay pruebas sólidas de que los controladores PI y PID siguen siendo poco entendidos y, en particular, mal ajustados en muchas aplicaciones. El autor limita el trabajo a reglas de sintonía que se pueden aplicar para el control de procesos con retrasos en el tiempo; en la práctica, esto no es una restricción significativa, ya que la mayoría de los modelos de proceso tienen un plazo de tiempo de retardo.

De la discusión anterior es evidente la necesidad de contar con ingenieros formados con una comprensión profunda de la sintonización de controladores PID entendiendo muy bien que un sistema de control actúa proporcionando detección, análisis, y el control del proceso físico. Cuando un sistema de control se sintoniza adecuadamente, la variabilidad del proceso se reduce, se maximiza la eficiencia, los costos de energía se reducen al mínimo, y las tasas de producción se pueden incrementar, dando como resultado un mejor desempeño del sistema. Por lo que con una formación adecuada, los ingenieros podrán lograr estos fines. Más adelante, en la sección 2.5, se discutirá detalladamente este aspecto.

2.4.1. Fórmula empírica para la sintonización de controladores de Ziegler-Nichols

Una fórmula empírica de sintonización, fue propuesta por Ziegler y Nichols a principios de 1942. La fórmula se aplica cuando el modelo de la planta se obtiene a partir de una función de primer orden más un tiempo muerto, pudiendo ser expresada por la función de transferencia (2.26) de acuerdo a la Figura 2.8, (Li, et al., 2006).

En sistemas de control de procesos en tiempo real, una gran variedad de plantas pueden ser modeladas aproximadamente por la función de transferencia (2.26). Si el modelo del sistema no puede derivarse físicamente, es posible realizar experimentos con la finalidad de extraer los parámetros para aproximar el modelo (2.10). Por ejemplo, si la respuesta a la entrada escalón en el modelo de la planta, es como la mostrada en la Figura 2.8, entonces los parámetros de k , L y T pueden extraerse de una forma sencilla (Xue, et al., 2007).

$$G(s) = \frac{k}{1 + sT} e^{-sL} \quad (2.26)$$

Con los valores de L y $a = kL/T$, y utilizando la información proporcionada en la Tabla 2.4 sobre las ecuaciones de sintonización, pueden obtenerse los parámetros para los tipos de controladores P, PI y PID.

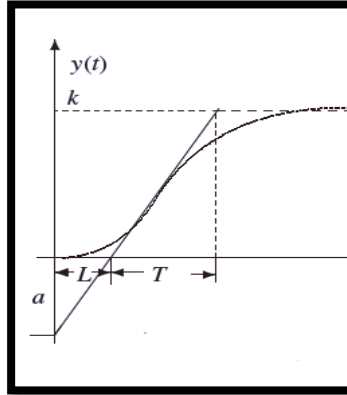


Figura 2.8. Tiempo de respuesta en planta con tiempo muerto.

Tabla 2.4. Ecuaciones de sintonización de Ziegler-Nichols para planta con tiempo muerto.

<i>Tipo de controlador</i>	K_p	T_i	T_d
P	$1/a$	∞	0
PI	$0.9/a$	$3L$	0
PID	$1.2/a$	$2L$	$L/2$

2.5. Importancia de la implementación de técnicas de control en sistemas de procesos industriales, para la formación de ingenieros

En la sección 2.4 se discutió de manera breve, el impacto en la formación de los ingenieros respecto al tema de sintonización de controladores. En esta sección se desarrolla más a detalle ese tema, mostrando información tomada de la literatura.

La mayoría de las universidades utilizan métodos similares en la formación de futuros ingenieros en el área de diseño de sistemas de control, dando una mayor importancia al conocimiento teórico del control que a las habilidades prácticas, y esto es apoyado por libros de texto que tienen un carácter principalmente teórico. El conocimiento matemático de los estudiantes se refuerza de esta manera y pueden adquirir una buena perspectiva de las relaciones teóricas, pero como futuros ingenieros reciben muy poca

formación en resolver problemas reales de implementación diaria. Lo anterior ha provocado la presencia de una situación incongruente, ya que la práctica industrial rechaza los métodos modernos avanzados debido a algunos resultados poco satisfactorios. La experiencia ha sido adquirida de una comparación entre el nuevo algoritmo de optimización del regulador PID modelo-libre y otros procedimientos de sintonización que son fáciles de describir teóricamente, pero que son difíciles de implementar en la práctica. Algunos métodos implementados que han tenido éxito son generalmente considerados como insuficientemente científicos, o permanecen en la propiedad individual de expertos en implementación (Šulc & Vrána, 2009).

Apoyando lo anterior, en (Bristol, 1986), se menciona que el método común para introducir la practica en la formación de un ingeniero, involucra trabajo experimental, el cual es a menudo tristemente descuidado por distintas razones; pero que los métodos pedagógicos experimentales pueden extenderse de tal forma que los ingenieros de control no solo vean sistemas simulados y reales que verifiquen el trabajo teórico, sino más clínicamente, sistemas que muestren las fallas de las posiciones de una manera exagerada, estudiadas teóricamente. Además debido a que las industrias son diferentes, la manera en que cada una de ellas visualiza el control también es diferente. Dentro de estas diferencias, cada sector industrial necesita los diseños de control más simples que sean compatibles con sus objetivos, su entorno competitivo y cualesquier valor agregado. Se sabe que la práctica industrial difiere de la disposición, la técnica de enseñanza teórica en dimensiones obvias como la no linealidad, la dinámica de orden superior, y el proceso de incertidumbre. Pero más sutil son las diferencias en la escala de los diseños industriales más de lo que puede ser enseñado o de los requisitos de compatibilidad con la operación humana y de mantenimiento con el diseño del sistema multidisciplinario. Este es el punto crucial de la brecha entre la teoría y la práctica: en primer lugar, las perspectivas teóricas actuales sólo pueden introducir los temas de la práctica real y no se debe esperar resolverlos.

En segundo lugar, la orientación de la universidad respecto a la teoría se justifica por la eficiencia en la enseñanza, siempre y cuando sus limitaciones en atender las necesidades de práctica sean reconocidas. En particular, el énfasis en tendencias unificadas en la teoría de control con la finalidad de reducir al mínimo las perspectivas de no encajar una aplicación independiente o un modelo teórico. Es importante que los investigadores y los maestros sean conscientes y sensibles a las diferencias entre esos aspectos de la práctica que representan el alejarse del pasado de lo que necesita ser visto por sus estudiantes de ingeniería como elementos esenciales del futuro y relacionados con

un mundo humano. La práctica industrial exitosa depende de capacidades de propiedad única no accesibles a una simple enseñanza.

Siguiendo en este tema, en (Kheir, 1996), se indica claramente como la Educación del Control en Ingeniería (CEE) continúa contribuyendo en la preparación de ingenieros modernos para el mejoramiento de la humanidad y como en el área académica, ésta se ha convertido en una parte importante e integral de los programas en algunas disciplinas de la ingeniería y por el lado de la industria se continúa introduciendo sofisticadas aplicaciones de control en sus productos. Además, debido a que el diseño de control siempre se desprende de algún problema real, es especialmente importante incluir experiencia práctica y asignación de proyectos de aplicaciones reales en los programas. Como parte de la educación del control, la experiencia en laboratorio es extremadamente importante, por la naturaleza interdisciplinaria del campo.

Por lo antes expuesto, se entiende que además de que la teoría de control es un tema de interés tanto en el área científica como para ingenieros interesados en desarrollo con finalidades de optimización de desempeño en sistemas dinámicos, también debe ser un tema importante la manera de enseñarse, incluyendo en todo momento la aplicación de las metodologías y técnicas teóricas que se estudien de acuerdo a los requerimientos de los programas educativos tanto a nivel licenciatura como en posgrado.

2.5.1. Éxito e impacto

En la información proporcionada en (Murray, et al., 2002), respecto a la renovada visión de los retos futuros y oportunidades en el campo del control, en donde la intención de ese informe es plantear la visibilidad global de la investigación en control, destacar su importancia en aplicaciones de interés general, e indicar algunas de las tendencias clave que son importantes para la continua vitalidad del campo; se menciona que la llegada de la electrónica analógica y digital ha permitido que la tecnología de control se extienda mucho más allá de sus aplicaciones iniciales y se ha convertido en una tecnología que se presenta en muchas aplicaciones.

Algunos éxitos visibles de inversiones en el área de control incluyen:

- Sistemas de guía y control de los vehículos aeroespaciales, incluyendo aviones comerciales, misiles guiados, aviones de combate avanzados, vehículos de lanzamiento y los satélites. Estos sistemas de control proporcionan la estabilidad

y el seguimiento en la presencia de grandes incertidumbres ambientales y del sistema.

- Sistemas de control en las industrias de fabricación, desde la automoción hasta los circuitos integrados. Equipos controlados por computadoras proveen la posición precisa y el ensamble requerido para una alta calidad y eficiencia en la fabricación de componentes y productos.
- Sistemas de control de procesos industriales, en particular en las industrias de hidrocarburos y procesamiento químico. Estos mantienen una alta calidad del producto mediante el monitoreo de miles de señales de los sensores y realizando los ajustes correspondientes a cientos de válvulas, calentadores, bombas, y otros actuadores.
- Control de sistemas de comunicación, incluyendo los sistemas telefónicos, teléfonos celulares y el Internet. Los sistemas de control regulan los niveles de las señales de potencia en transmisores y repetidores, proporcionan una cancelación adaptativa de ruido con la finalidad de responder a las diversas características de la línea de transmisión.

Estas aplicaciones han tenido un enorme impacto en la productividad de la sociedad moderna.

Además de su impacto en las aplicaciones de ingeniería, el control también ha logrado contribuciones intelectuales significativas. Los teóricos de control y los ingenieros han hecho un uso riguroso de las contribuciones a las matemáticas, motivados por la necesidad de desarrollar técnicas demostrablemente correctas para el diseño de sistemas de retroalimentación. Ellos han sido defensores consecuentes de la "perspectiva de sistemas" y han desarrollado técnicas confiables para el modelado, análisis, diseño y pruebas que permiten el desarrollo y la aplicación de la amplia variedad y gran complejidad de sistemas de ingeniería que hay en uso hoy en día. Por otra parte, la comunidad de control ha sido una importante fuente y campo de entrenamiento para las personas que tienen esta perspectiva de los sistemas y que deseen dominar el conjunto de conocimientos y habilidades que esto conlleva.

2.5.2. Oportunidades futuras y retos

En (Murray, et al., 2002) claramente se comparte lo que en los párrafos anteriores se ha expuesto, refiriéndose a que el área de control provee los principios y métodos usados

en el diseño de sistemas de ingeniería que mantienen el desempeño deseado por la adaptación automática a los cambios en el entorno. Durante los últimos 40 años, se han visto enormes avances en esta área, el aprovechamiento de las mejoras tecnológicas respecto a la detección por sensores y la computación junto con los avances en las matemáticas. Los sistemas de control ahora juegan un papel crítico en muchas áreas, incluyendo la manufactura, la electrónica, las comunicaciones, el transporte, los sistemas computacionales y las redes, y muchos sistemas militares.

Por otro lado, en (Åström & Östberg, 1986) y (Åström & Lundh, 1992), se expone la situación de que una de las partes más difíciles en la enseñanza de la ingeniería es la conexión entre la teoría y la práctica siendo este problema acentuado en el área de control automático debido al alto nivel de abstracción siendo esta la razón por la cual se hace énfasis en la importancia de que exista un laboratorio de experimentos para esta área en particular, ya que un laboratorio de ese tipo ofrece la oportunidad de introducir más realismo en el proceso de la enseñanza del control automático. Se incluye información sobre algunos tipos de prácticas entre ellas experimentos empíricos con controladores PI y PID, modelado y parámetros de ajuste, diseño, implementación y sintonización de control PID, entre otros.

Adicionalmente se tiene en aportaciones de (Åström & Östberg, 1986), información relacionada con recomendaciones sobre las características de los equipos que se deben tener en los laboratorios experimentales que también son o pueden ser utilizados por personal del área de ingeniería de la industria.

2.6. Otras técnicas de control

El enfoque estándar para controlar sistemas servo-hidráulicos es aplicar métodos de diseño de control de realimentación lineales. El fundamento teórico de estos métodos se puede encontrar en algunos libros del área de control. A continuación se presenta un resumen de estos métodos.

- *Control por realimentación clásico*. Referencias de Merrit (1967), Viersma (1980), Anderson (1988), Backé (1992).
- *Control por realimentación de estado*. von Wierschem (1981), von Feuser (1984), Köckemann et al. (1991), Neumann et al. (1991 a, b).
- *Ampliaciones del control por realimentación (control anticipativo, compensación no-lineal)*. McClamroch (1985), Neumann et al. (1991), de Boer (1992), Lierschaft

(1993), Heintze and van der Weiden (1995), Bobrow and Lum (1996), Polzer and Nissing (2000b), van Schothorst (1997).

- *Control Predictivo*. Kotzev et al. (1994), Stahl and Irle (1999).
- *Control Adaptativo (auto-sintonización/control de aprendizaje)*. Porter & Tatnall (1970), Kulkarni et al. (1984), Finney et al. (1985), Yun & Cho (1985,1988,1991), Saffe (1986), Hori et al. (1988), Goodhart et al. (1991), Köckemann et al. (1991), Boes (1992, 1995), Karar & Rose (1993), Kotzev et al. (1994), Huang & Wang (1995), Bobrow & Lum (1996), Dutton & Groves (1996), Yu & Kuo (1997).
- *Control de estructura variable (control en modo deslizante)*. Lee & Lee (1990), Chem & Wu (1992), Hwang & Lan (1994), Behemenburg (1995).
- *Linealización por realimentación (linealización entrada-salida)*. Hahn et al. (1994), Del Re and Isidori (1995), Vossoughi & Donath (1995), Alleyne (1996), Bernzen (1999a), Pedersen (1999), Sohl & Bobrow (1999), Lemmen & Bröcker (1999,2000), Lemmen et al. (2000), Tunay et al. (2001).
- *Control Difuso*. Klein (1993), Behmenburg (1995), Boes (1995), Zhao & Virvalo (1995), Berger (1997).
- *Control Neuronal*. Burton et al. (1992), Plummer & Vaughan (1996).
- *Control Bilineal*.- Naujoks & Wurmthaler (1988), Guo & Schwarz (1989), Beater (1987), Guo (1991), Yin (1992, 1994), Guo et al. (1994), Del Re & Isidori (1995), Schwartz et al. (1996).

De manera particular, el control PID (Vilanova & Visioli, 2012), es un método de control muy útil y fácil, ya que su estructura es sencilla y el significado de los parámetros diseñados está claro. El rendimiento es ajustado por sintonización de los parámetros PID. Sin embargo, en ocasiones puede resultar bastante difícil encontrar los parámetros óptimos. Por lo tanto (O'Dwyer, 2006) se han propuesto una gran cantidad de métodos para el diseño de los parámetros PID. Estos métodos (Vilanova & Visioli, 2012) comprenden dos clases principales. En la primera, los parámetros están diseñados para satisfacer especificaciones de control dadas como márgenes de amplitud y fase. La segunda clase está basada en comparación y aproximación de controladores diseñados por otros métodos y por un controlador PID.

En los siguientes tres puntos derivados de esta sección, se presenta una breve información sobre el diseño de parámetros PID diseñados de acuerdo al método del Predictor de Smith, el segundo siguiendo las bases del método de Control Predictivo

Generalizado, *GPC* por sus siglas en inglés (*Generalized Predictive Control*), y por último el método Basado en Modelo Interno, *IMB* por sus siglas en inglés (*Internal Model Base*).

2.6.1. Predictor de Smith

El Predictor de Smith (Hang, 2014) es un controlador basado en modelo el cual es efectivo para procesos con un tiempo muerto largo. Tiene un lazo interno con un controlador principal que puede ser simplemente diseñado sin el tiempo muerto. Los efectos de las perturbaciones y errores del modelado son corregidos a través de un lazo externo. El Predictor de Smith también puede ser utilizado para procesos con la dinámica de fase no mínima significativa y por sistemas de un orden alto que exhiben tiempo muerto aparente.

En la Figura 2.9 (Cecube, 2014) se presenta la estructura de control de un sistema con Predictor de Smith a través de un diagrama de bloques. Se requiere disponer de un modelo razonablemente preciso de la planta excluyendo el tiempo muerto y una serie separada de bloques de funciones que estiman el retardo del tiempo muerto acumulado, de la planta. Siempre que exista un conocimiento previo suficiente, el valor estimado del retardo puede ser programado de acuerdo al punto de operación del sistema. Realimentando la salida del modelo sin retardo, el control PID es impulsado por una señal más nueva.

Solamente es agregada una pequeña señal de error, representando un error en el tiempo de respuesta, para finalmente adaptar la respuesta del PID con el objetivo de eliminar las diferencias en el lazo cerrado entre el modelo de referencia y la planta actual. Existen algunas variaciones del esquema del Predictor de Smith para disminuir la sensibilidad del modelo a los errores, pero se debe tener precaución ya que el aumento de la complejidad puede llevar a disminuir el rendimiento o desempeño, y frecuentemente las implementaciones más sencillas son las más efectivas.

De acuerdo a (Warwick & Rees, 1988), el principio detrás del Predictor de Smith puede ser desarrollado considerando los arreglos de realimentación mostrados en la Figura 2.10., en donde se observa, en (a), el diagrama de bloques para una planta libre de retardos y en (b), el diagrama de bloques incorporando un retardo puro de k periodos de prueba.

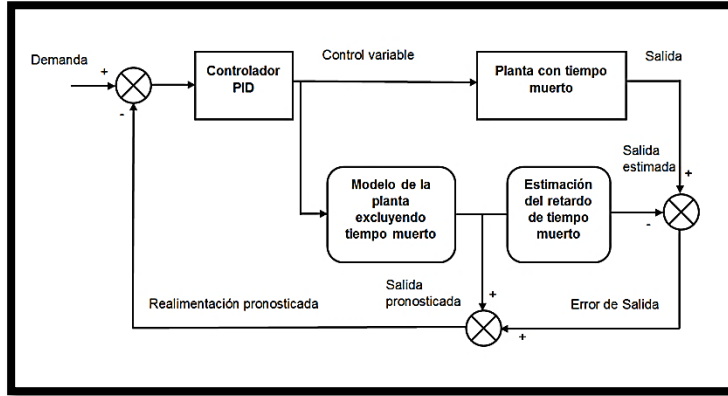
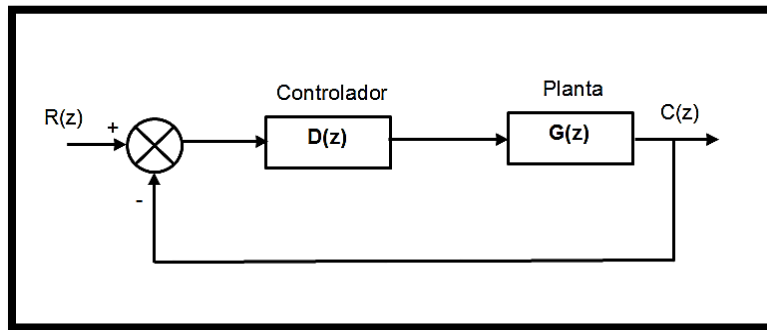
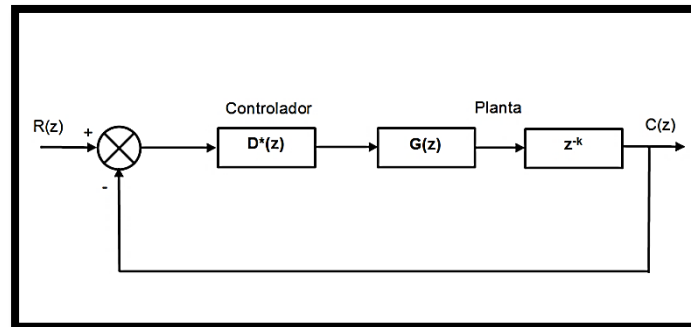


Figura 2.9. Estructura convencional del Predictor de Smith.



(a).- Planta sin retardo.



(b).- Planta con retardo "k".

Figura 2.10. Sistema de realimentación convencional para una planta sin retardo (a) y con retardo (b).

Para la estructura de la Figura 2.10 (a), de realimentación sin retardo, la función de transferencia del lazo cerrado $K(z)$ es:

$$K(z) = \frac{D(z)G(z)}{1 + D(z)G(z)} \quad (2.27)$$

y para la Figura 2.10 (b), en donde se presenta el retardo, $K^*(z)$ está dado por la siguiente función de transferencia:

$$K^*(z) = \frac{D^*(z)G(z)z^{-k}}{1 + D^*(z)G(z)z^{-k}} \quad (2.28)$$

El diseño está basado en seleccionar el controlador $D^*(z)$, de tal forma que se tiene:

$$K^*(z) = z^{-k}K(z) \quad (2.29)$$

Esto significa que el tiempo de respuesta de las dos configuraciones de realimentación mostradas en la Figura 2.10, solamente difiere por un retardo de k periodos, de lo contrario, tienen perfiles idénticos. Conceptualmente, esto puede verse como diseñando el controlador de manera que el tiempo de retardo del proceso es colocado fuera del lazo de realimentación principal.

Se deduce de (2.27) y (2.29) que:

$$K^*(z) = z^{-k} \frac{D(z)G(z)}{1 + D(z)G(z)} \quad (2.30)$$

e igualando la respectiva función de transferencia, se tiene que:

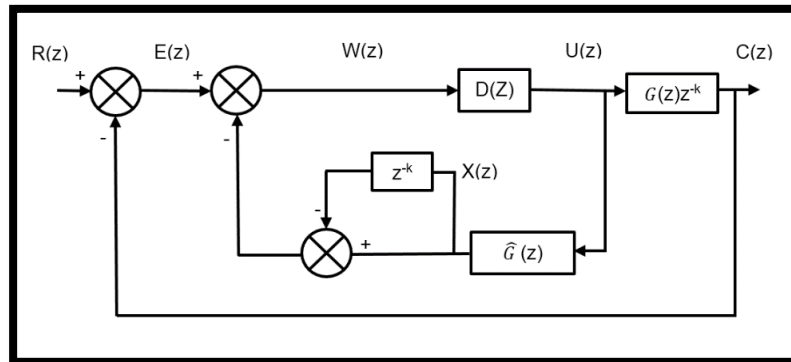
$$\frac{D^*(z)G(z)z^{-k}}{1 + D^*(z)G(z)z^{-k}} = \frac{D(z)G(z)z^{-k}}{1 + D(z)G(z)} \quad (2.31)$$

con lo cual se obtiene lo siguiente:

$$D^*(z) = \frac{D(z)}{1 + D(z)G(z)[1 - z^{-k}]} \quad (2.32)$$

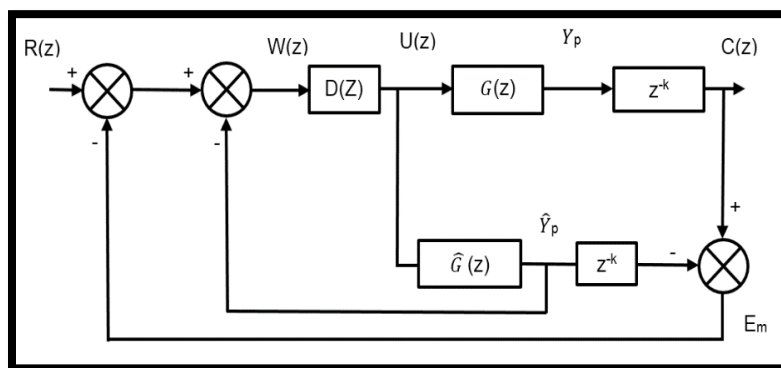
Esta función de transferencia puede ser representada por la configuración de realimentación mostrada en la Figura 2.11 (a). Con la finalidad de entender mejor la estructura relacionada con este controlador, el diagrama de bloques rediseñado es mostrado en la Figura 2.11 (b). En esta configuración se observa que aunque la variable del proceso Y_p no se encuentra accesible para medición, una estimación de Y_p se obtiene a partir del modelo $G(z)$. Puede verse que el modelo $\hat{G}(z)$ recibe la misma señal de accionamiento que la planta, y predice la salida de la planta sin retardo, lo cual es utilizado como señal de realimentación para determinar el error. Debido a errores de modelado o perturbaciones de cargas, la estimación de $\hat{Y}_p$ no siempre reflejará de manera precisa la

variable Y_p , por lo que para compensar estos errores se implementa un segundo lazo de realimentación utilizando la señal del error Em .



(a)

Una manera alternativa de ver esta aplicación, Figura 2.11 (b), es que la salida de la planta con retardo es cancelada con el modelo de predicción y sin esta cancelación el lazo se convertiría en inestable. Si $\hat{G}(z)$ fuera un estimador perfecto, en la ausencia de perturbaciones estas señales cancelarían exactamente ($Em = 0$) y el lazo de realimentación original podría ser removido. Normalmente, el controlador $D^*(z)$, es un controlador convencional PI o PID, el cual ahora puede ser sintonizado con más precisión debido a la eliminación del tiempo muerto en el lazo. Vale la pena señalar que si $D^*(z)$ contiene un integrador, entonces a pesar del menor lazo de realimentación alrededor del controlador, este aun reducirá las compensaciones a cero, ya que en estado estacionario $D^*(z) = D(z)$.



(b)

Figura 2.11. Aplicación del Predictor de Smith (a) y (b) rediseñado.

Partiendo de la consideración anterior, la base del sistema de control del Predictor de Smith es usar información pronosticada en lugar de la salida real de la planta. El éxito de este tipo de aplicación depende mucho de la precisión de la predicción, tanto en términos de parámetros del modelo como en el retardo de tiempo real.

2.6.2. Control Predictivo Generalizado-GPC

El rendimiento de control de un *GPC* se logra mediante un controlador PID con una simple estructura de control, por lo que el controlador obtenido se puede entender intuitivamente y los controladores PID actuales seguirán estando disponibles en el futuro.

El *GPC* (Vilanova & Visioli, 2012) ha sido ampliamente estudiado teóricamente y utilizado en aplicaciones industriales. Se ha formulado en tiempo discreto, pero una planta real con control es un sistema de tiempo continuo. Por lo tanto, un controlador puede ser implementado con muestreo y una acción sostenida, diseñando una forma de velocidad digital del controlador PID sobre la base de *GPC*. Ahora, hablando de este tipo de diseño, se presentan dos problemas por resolver. En primer lugar, los coeficientes de los polinomios de una regla de *GPC* son generalmente mayores que los de un controlador PID, por lo tanto, una regla *GPC* no puede ser reemplazada fácilmente por un controlador PID. En segundo lugar, la trayectoria futura de referencia del *GPC* necesita información futura, pero el control PID consiste esencialmente en datos del presente y del pasado.

El *GPC* frecuentemente es empleado para la compensación del tiempo muerto en el proceso. Para compensar (Tan, et al., 2001) propuso un controlador predictivo PI capaz de compensar el tiempo muerto y compararlo con un compensador Smith, (Smith, 1957) y (Smith, 1959). Posteriormente, el sistema de control PID basado en *GPC* fue diseñado de acuerdo a (Moradi, et al., 2005), (Tan, et al., 2001) y (Tan, et al., 2002/1). En estos métodos, se especifica en (Tan, et al., 2000), (Tan, et al., 2001) y (Tan, et al., 2002/1) (Tan, 2002/2), que para lograr un rendimiento de *GPC* por control PID, las ganancias del PID son variantes en el tiempo en el caso de que los procesos tengan tiempo muerto. Después, de acuerdo a (Tan, 2002/2), fue propuesto un sistema de control PID con base *GPC*. En este método, las ganancias del PID son invariantes en el tiempo.

2.6.3. Control por Modelo Interno-IMC

De acuerdo a (Rivera, et al., 1986), tanto la simplicidad como el obtener resultados óptimos son de igual importancia para la sintonización de controladores. Los tres modos del control común PID, k_c , T_I y T_D , no logran transformar fácilmente en el desempeño

deseado y las características de robustez que el diseñador del sistema tiene en mente. La presencia de simples reglas que relacionan parámetros del modelo y/o datos experimentales para los parámetros del controlador, sirve para simplificar la tarea del diseñador. Así mismo, se presenta un marco más claro y lógico para el diseño de controladores PID el cual es sencillo de entender e implementar utilizando la estructura de *IMC*, que proporciona un marco adecuado para satisfacer estos objetivos. El *IMC* fue introducido por García y Morari en 1982, aunque un concepto similar ya había sido utilizado previa e independientemente por algunos otros investigadores. Usando el procedimiento de diseño de *IMC*, la complejidad del controlador depende exclusivamente de dos factores: la complejidad del modelo y de los requisitos de funcionamiento establecidos por el diseñador.

De acuerdo a (Tham, 2002), la filosofía del *IMC* depende del Principio de Modelo Interno, el cual establece lo siguiente: *“el control puede ser alcanzado solamente si el sistema de control encapsula, ya sea implícitamente o explícitamente, alguna representación del proceso a ser controlado”*. En particular, si el esquema de control ha sido desarrollado basado en un modelo exacto del proceso, entonces, teóricamente el control perfecto es posible. Considerar, por ejemplo, el sistema mostrado en el diagrama de la Figura 2.12, en donde un controlador $G_c(s)$, es utilizado para controlar el proceso $G_p(s)$. Suponer $\tilde{G}_p(s)$ es un modelo de $G_p(s)$. Estableciendo $G_c(s)$ como la inversa del modelo del proceso, como se expresa en (2.33).

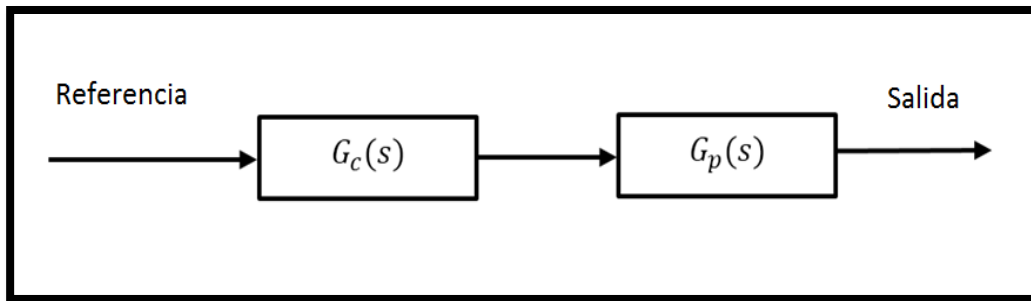


Figura 2.12. Estrategia de Control de lazo abierto.

$$G_c(s) = \tilde{G}_p(s)^{-1} \quad (2.33)$$

Y sí,

$$G_p(s) = \tilde{G}_p(s) \quad (2.34)$$

entonces el modelo es una representación exacta del proceso.

Con lo anterior se entiende que la salida siempre será igual al *set point*. De esta manera se observa que este rendimiento de control ideal se alcanza sin realimentación. Lo anterior indica que si se tiene un conocimiento completo acerca del proceso que está siendo controlado, es posible lograr el control perfecto. Además indica que el control realimentado es necesario solamente cuando el conocimiento respecto al proceso no es exacto o es incompleto.

Sin embargo, en la práctica, es común encontrar diferencia entre el modelo y el proceso; el modelo del proceso puede no ser invertible y el sistema es frecuentemente afectado por perturbaciones desconocidas. Así, la configuración del diagrama de lazo abierto presentado en la Figura 2.12, no será capaz de mantener la salida en el *set point*. No obstante, ésta forma las bases para el desarrollo de una estrategia de control que tiene el potencial de alcanzar el control perfecto. La estrategia antes descrita es conocida como *IMC* y se muestra en la Figura 2.13.

En el diagrama de la Figura 2.13, $d(s)$ es una perturbación desconocida que afecta al sistema. La entrada manipulada $U(s)$ es introducida tanto al proceso como al modelo. La salida del proceso, $Y(s)$, se compara con la salida del modelo, dando como resultado la señal $\hat{d}(s)$.

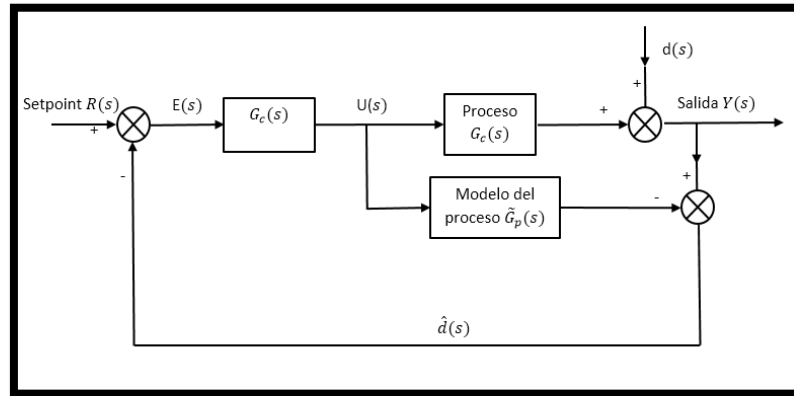


Figura 2.13. Esquema del *IMC*.

Lo anterior se expresa como:

$$\hat{d}(s) = [G_p(s) - \tilde{G}_p(s)]U(s) + d(s) \quad (2.35)$$

Si se supone que $d(s)$ es cero, entonces $\hat{d}(s)$ es una medida de la diferencia en el comportamiento entre el proceso y el modelo. Si $G_p(s) = \tilde{G}_p(s)$, entonces $\hat{d}(s)$ es igual a la perturbación desconocida.

Así $d(s)$ puede ser considerado como la información que falta en el modelo, $\tilde{G}_p(s)$, y por lo tanto puede ser utilizada para mejorar el control. Esto se logra sustrayendo $\hat{d}(s)$ del *set point* $R(s)$, el cual es muy similar a llevar a cabo un ajuste del *set point*. La señal de control obtenida está dada por:

$$U(s) = [R(s) - \hat{d}(s)]G_c(s) = \{R(s) - [G_p(s) - \tilde{G}_p(s)]U(s) - d(s)\}G_c(s) \quad (2.36)$$

así,

$$U(s) = \frac{[R(s) - \hat{d}(s)]G_c(s)}{1 + [G_p(s) - \tilde{G}_p(s)]G_c(s)} \quad (2.37)$$

ya que,

$$Y(s) = G_p(s)U(s) + d(s) \quad (2.38)$$

la función de transferencia del lazo cerrado para el esquema *IMC* es entonces:

$$Y(s) = \frac{[R(s) - \hat{d}(s)]G_c(s)G_p(s)}{1 + [G_p(s) - \tilde{G}_p(s)]G_c(s)} + d(s) \quad (2.39)$$

ó

$$Y(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)R(s) + [1 - G_c(s) - \tilde{G}_p(s)]d(s)}{1 + [G_p(s) - \tilde{G}_p(s)]G_c(s)} \quad (2.40)$$

De esta expresión del lazo cerrado, se puede ver que sí (2.33) y (2.34), se presentan, entonces se logra el seguimiento perfecto del *set point* y el rechazo a la perturbación. Es importante hacer énfasis en que, teóricamente, aunque $G_p(s) \neq \tilde{G}_p(s)$, el rechazo a la perturbación aún se puede realizar dado por (2.33).

CAPÍTULO III

METODOLOGÍA DE LA TESIS

Éste capítulo tiene como finalidad proporcionar la información sobre la base metodológica de la tesis, teniendo como contenido distintas secciones las cuales se mencionan brevemente a continuación.

La primera parte, sección 3.1, presenta la metodología de análisis descrita a través de *MBD* con un diagrama del proceso a seguir en la obtención del modelo que represente la dinámica de un sistema, incluyendo la validación e implementación.

La sección 3.2 detalla la fase de modelado, particularmente sobre el modelo teórico y modelo empírico.

Algunas opciones para la adquisición de datos, son presentadas en el punto 3.3.

Respecto a la obtención de los valores de parámetros involucrados en el modelo del sistema, se presenta información en la sección 3.4.

La validación del modelo es una fase muy importante en el proceso de la metodología, sin dejar de ser importantes las otras fases, y como se discutirá en la sección 3.5 un modelo será útil hasta que haya sido probada su validez.

La sección 3.6 contiene el tema sobre el diseño del controlador el cual incluye distintas técnicas y procedimientos para realizar diseños.

Por último, la sección 3.7 presenta lo relacionado con las opciones de implementación del diseño obtenido, entre las cuales se analiza la opción de utilizar microcontroladores e instrumentación virtual.

3.1. Metodología de análisis con *MBD*

Con la finalidad de llevar a cabo el diseño del sistema de control, para cualesquier tipo de proceso, es muy importante contar con un modelo que describa adecuadamente el sistema a controlar; para tal objetivo se tiene la opción de hacer uso del *MBD*, del cual ya se ha proporcionado información en los capítulos previos.

En la Figura 3.1 se presenta la metodología a seguir, a través de un diagrama de flujo, en el desarrollo de la investigación. La metodología está basada y adaptada de acuerdo al método aplicado a sistemas servo-hidráulicos sugerido en (Jelali & Kroll, 2003). Con el fin de obtener una visión estructural en el comportamiento de este tipo de sistemas, respecto a su dinámica y a las no linealidades relevantes, por lo general, se inicia con la elaboración de modelos teóricos de base física de todo el servo-sistema. El resultado suele ser un modelo dinámico no lineal del sistema servo-hidráulico, incluyendo actuador, servo-válvula, tuberías, y fuente de alimentación. Este modelo se utiliza para realizar diversas simulaciones con parámetros físicos realistas para la aplicación dada, de modo que se puede obtener una percepción estructural en la correspondiente dinámica y no linealidades del sistema.

La visión obtenida se puede utilizar para simplificar y reducir el modelo cuando sea posible, además de ignorar las no linealidades consideradas como irrelevantes, ya que el modelo no debe ser demasiado complejo para ser útil. En esta fase, la linealización del modelo juega un papel muy importante, ya que provee una mejor visión de las características de la dinámica del sistema. Una vez que el modelo ya ha sido linealizado y/o reducido, sus parámetros pueden identificarse a partir de datos experimentales mediante la aplicación de los métodos adecuados de una manera apropiada. Se realiza una validación experimental de los modelos dinámicos identificados mediante su comparación con las mediciones correspondientes.

Hasta esta parte se ha descrito el enfoque de modelado llamado “caja gris”, ya que se trata de la ruta de modelado estándar para un servo-sistema hidráulico. Alternativamente, se pueden obtener modelos basados en “caja negra”, debido a la conveniencia y amplio uso para el diseño de control.

Utilizando los resultados obtenidos de la fase de modelado (provenientes de “caja gris” o “caja negra”) lo siguiente es realizar el diseño del controlador. En ocasiones, el modelo también es modificado en esta fase al llevar a cabo nuevamente evaluaciones de sus características. Una vez que los resultados del diseño del controlador son satisfactorios,

el controlador puede ser implementado, probado y evaluado en el proceso. Puede ser necesario repetir o modificar lo realizado en el paso del diseño del controlador, haciendo iterativo el procedimiento completo de modelado y diseño del controlador.

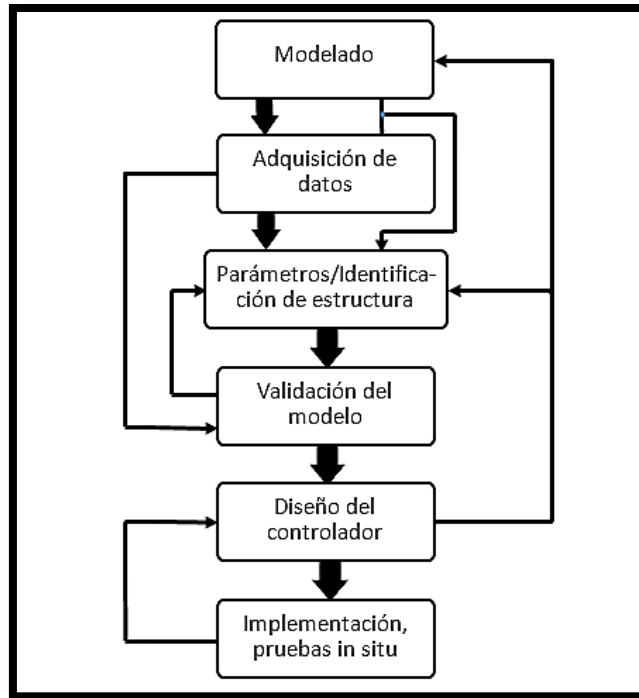


Figura 3.1. Diagrama de flujo de la metodología aplicada.

A continuación se discuten los fundamentos respecto a cada una de las fases del procedimiento mostrado en la Figura 3.1.

3.2. Modelado

El modelo dinámico de un proceso (Ollero de Castro & Fernández C., 2006), es la descripción matemática de las relaciones dinámicas existentes entre las variables de salida (variables a controlar) y las variables de entrada (variables controladas y perturbaciones). Disponiendo de un modelo dinámico del proceso que se quiere controlar, se pueden analizar y evaluar cuatro situaciones clave para diseñar el sistema de control:

- *Relación de variables para formar lazos de control.* Por medio del modelo dinámico del proceso se puede determinar si una variable manipulada afecta o no a una controlada y, consecuentemente, si puede utilizarse para controlarla. El modelo cuantifica también esa relación causa-efecto, cuestión vital para establecer la intensidad de la acción correctora de control.

- *Límites de la acción de control.* El rango de variación de las variables manipuladas es limitado. La válvula de regulación puede cerrarse o abrirse completamente. Estos límites imponen a su vez límites en las variables controladas. El modelo del proceso sirve para delimitar el campo de operación del equipo.
- *Evaluación de la dificultad de control.* En relación con el comportamiento del proceso hay tres aspectos que deben ser conocidos para diseñar el sistema de control y que, a su vez, determinan la mayor o menor dificultad del problema:
 - Signo y sensibilidad de la respuesta. La acción correctora dependerá de si al aumentar la señal de control a la válvula aumenta o disminuye la variable a controlar y de cuánto cambia esa variable ante una modificación en la abertura de la válvula (sensibilidad). Desde el punto de vista de la facilidad de control es esencial que el signo no cambie y que la sensibilidad sea bastante constante a lo largo de todo el campo de operación.
 - Velocidad de respuesta. Para determinar la acción correctora es preciso también conocer la velocidad de respuesta de la variable controlada a cambios en la variable manipulada. Una respuesta lenta puede inducir a provocar una acción correctora excesivamente fuerte que provoque oscilaciones o incluso la inestabilidad del sistema.
 - Forma de la respuesta. Como se ha definido en el capítulo II, la respuesta dinámica de un proceso se entiende como el tiempo necesario para alcanzar su valor final. Así, en un extremo estaría el proceso que responde inmediatamente (sin tiempo muerto), pero de forma suave (lenta) hasta alcanzar el valor final. En el otro, el proceso que tarda en responder (con tiempo muerto) y luego lo hace bruscamente para alcanzar rápidamente el valor final. Este segundo caso puede ser menos fácil de controlar, ya que no hay documentación del efecto producido por el cambio en la variable de entrada hasta transcurrido mucho tiempo.
- *Sensibilidad a cambios en el proceso.* Los procesos industriales suelen cambiar las condiciones nominales de operación lo que puede alterar el comportamiento dinámico del proceso en los aspectos antes descritos. Por otro lado, también es frecuente que cambien algunos parámetros de rendimiento del proceso y lo que puede alterar el comportamiento dinámico. La sensibilidad del comportamiento

dinámico ante estos cambios puede estudiarse mediante el modelo matemático del proceso.

Básicamente se puede hablar de dos tipos de modelos dinámicos: modelos teóricos y modelos empíricos. Entre algunos de los factores que deben tenerse en cuenta a la hora de decidirse por una simple caracterización del proceso o por un modelo riguroso fundamentado en los principios físicos y químicos, se tienen los siguientes:

- Si el proceso que se desea controlar es crítico, tanto desde el punto de vista económico como desde la seguridad, será obligado y merecerá la pena hacer el esfuerzo de desarrollar un modelo matemático riguroso con el que se podrá diseñar un sistema de control más preciso y confiable.
- Un segundo factor es la experiencia previa que se tenga en el diseño de sistemas de control para procesos similares al que se esté considerando, es decir, si el ingeniero que abordará este problema es experimentado no tendrá necesidad de simular previamente los procesos para estudiar su comportamiento dinámico. En cambio, si el ingeniero nunca antes ha trabajado con ese tipo de sistemas, seguramente requerirá un análisis previo del comportamiento dinámico mediante simulación con un modelo matemático apropiado.
- Otro factor que debe ser considerado es el esfuerzo que hay que invertir para desarrollar el modelo teórico, que puede ser de algunas horas para procesos sencillos o meses para procesos complejos cuyo modelado se desarrolla por primera ocasión.
- Se debe considerar que no siempre es aceptable someter el proceso a cambios que pongan en riesgo la seguridad de la operación o la calidad del producto que se obtiene.
- Existen procesos que por sus características intrínsecas no pueden ser representados mediante modelos lineales simples.

En las secciones 3.2.1 y 3.2.2, se describen los dos tipos de modelos: *teórico* y *empírico*.

3.2.1. Modelo Teórico

Desarrollar un modelo teórico significa que el modelo matemático se construye a partir de las leyes físicas básicas (tales como las leyes de Newton y las ecuaciones de equilibrio), (Jelali & Kroll, 2003). Los modelos teóricos simples, constituidos por ecuaciones diferenciales de primer y segundo orden, permiten llegar en muchos casos a expresiones analíticas generales del comportamiento dinámico del proceso, que pueden ser particularizadas para cualquier condición de operación del proceso. Si las ecuaciones del modelo teórico no tienen solución analítica, habrá que integrarlas numéricamente para valores dados de las variables de entrada (Ollero de Castro & Fernández C., 2006).

Este tipo de modelos presenta, en sus ecuaciones, al tiempo como variable independiente que relaciona las variables de salida con las variables de entrada, cuyos valores se asumen conocidos. Entre estas variables pueden estar el nivel de agua en un tanque, la temperatura tanto de la corriente de salida como de la de entrada, y el caudal de agua.

Respecto al grado de detalle del modelo, el ingeniero deberá encontrar el grado óptimo en su planteamiento, contando con los medios de cálculo disponibles y el uso que va a dársele al mismo, ya que de acuerdo a (Jelali & Kroll, 2003), el problema con la complejidad de los modelos no lineales es que se hace difícil la selección entre la gran cantidad de parámetros involucrados en el modelo, así como la simulación para obtener resultados válidos. La consecuencia de lo anterior es que el modelo no es útil para un análisis cuantitativo del comportamiento del sistema, aunque se puede obtener muy buena visión a partir de las simulaciones lo que puede ser utilizado para reducir el modelo considerando las dinámicas relevantes. Además, en caso de que el modelo vaya a ser utilizado para el diseño del control, este, aparte de ser cualitativamente correcto, deberá tener un valor predictivo en el sentido de cantidad. Esto significa que el modelo deberá representar correctamente el comportamiento dinámico y no linealidad de un sistema real. Por otro lado en (Ollero de Castro & Fernández C., 2006) se menciona que un modelo dinámico que se utilice para diseñar un sistema de control debe predecir con buena precisión el tiempo muerto, la velocidad de respuesta de las variables de salida, y la sensibilidad de la respuesta a los cambios en las variables de entrada.

El problema que con mayor frecuencia se plantea en el control de procesos es el problema del regulador, consistente en mantener el proceso en el entorno del régimen nominal de operación deseado, compensando mediante la acción de control el efecto de

las perturbaciones. Por lo anterior, es deseable que el modelo dinámico describa correctamente el comportamiento del proceso en torno a ese régimen permanente deseado, caracterizado por los valores nominales de las variables de entrada y salida que satisfacen las ecuaciones del modelo estático o de régimen permanente.

Cuando se desean obtener las expresiones que representen el modelo dinámico de un determinado proceso, se sugiere utilizar las ecuaciones de conservación, las cuales se obtienen al aplicar los principios de conservación de la masa, la energía y la cantidad de movimiento a un volumen de control fijo en el espacio, que puede coincidir o no con la unidad de proceso cuyo modelo se desea obtener. La expresión literal de la ley de conservación de cualquier propiedad P es la siguiente:

$$V_{aP} = V_{eP} - V_{sP} + V_{gP} - V_{dP} \quad (3.1)$$

en donde V_{aP} representa la velocidad de acumulación de P en el volumen de control, V_{eP} es la velocidad de entrada de P , V_{sP} es la velocidad de salida de P , V_{gP} es la velocidad de generación de P en el volumen de control y V_{dP} representa la velocidad de destrucción de P en el volumen de control.

La propiedad P puede entrar o salir del volumen de control con las corrientes de entrada y salida del mismo, pero también puede entrar o salir a través del contorno del volumen de control mediante otros mecanismos (transferencia de materia, calor o cantidad de movimiento). En algunos procesos se puede asumir, sin cometer mucho error, que la materia fluida presente dentro del volumen de control está adecuadamente mezclada y que, por lo tanto, no hay gradientes de temperatura o concentración en ninguna dirección espacial. La aplicación de las ecuaciones de conservación a estos casos conduce a ecuaciones diferenciales ordinarias y a los llamados modelos de parámetros globalizados. Existen otro tipo de procesos en donde se identifican con facilidad varios subsistemas de control que tienen las características mencionadas anteriormente. La aplicación de las ecuaciones de conservación lleva en este caso a un conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias, una o varias por cada subsistema. Este conjunto de ecuaciones se puede resolver simultáneamente, ya que normalmente todas las ecuaciones están acopladas entre sí a través de las variables asociadas a las corrientes que conectan unos subsistemas con otros.

A continuación se presentan ecuaciones de conservación en la formulación de modelos de parámetros globalizados.

- *Ecuación de conservación de la masa total.* La ley de la conservación de la masa total aplicada a un volumen de control fijo en el espacio con corrientes de entrada y salida, establece que la velocidad de acumulación de masa en el volumen de control ha de ser igual a la velocidad de entrada menos la velocidad de salida de masa. Lo anterior es posible representarlo a través de la siguiente expresión:

$$\frac{d(\rho V)}{dt} = \rho F_e - \rho F \quad (3.2)$$

en donde, $F_e(t)$ y $F(t)$ son los caudales volumétricos de las corrientes de entrada y salida, ρ es la densidad del líquido y $V(t)$ el volumen.

- *Ecuación de la conservación de la energía.* La ley de conservación de la energía aplicada a un volumen de control fijo en el espacio establece que la velocidad de acumulación de energía ha de ser igual a la velocidad de entrada de energía menos la velocidad de salida de energía. El balance de energía aplicado a un volumen de control fijo en el espacio con una corriente de entrada F_e y una salida F es:

$$\frac{d}{dt}(V\rho u) = F_e\rho_e h_e - F\rho h + Q - W \quad (3.3)$$

donde u es la energía interna específica, h_e y h las entalpías específicas de las corrientes de entrada y salida respectivamente, Q es la energía aportada en forma de calor por una unidad de tiempo sobre los alrededores.

- *Ecuación de la conservación de la cantidad de movimiento.* Los modelos dinámicos de procesos químicos que se emplean en el diseño de sistemas de control no suelen incluir ecuaciones dinámicas de conservación de cantidad de movimiento. Lo anterior se debe a que con frecuencia se asume que la dinámica es despreciable y que la velocidad o el caudal de circulación en cualquier instante es el que se determina mediante un modelo estático del proceso.

Cuando se desee simular el conjunto formado por el proceso y el sistema de control será necesario incorporar al modelo teórico obtenido, las relaciones matemáticas que describan la estrategia de control implementada. En sistemas de control estas relaciones ligán algunas variables de entrada con algunas variables de salida.

3.2.1.1. Linealización de modelos dinámicos

Cuando las ecuaciones diferenciales que constituyen el modelo matemático del sistema contengan términos que sean funciones no lineales de las variables dependientes o de salida, el modelo matemático es no lineal. La linealización de todos los términos no lineales en torno a los valores nominales de régimen permanente de las variables involucradas, conduce a un modelo lineal que suele describir con suficiente aproximación el comportamiento dinámico del proceso en ese entorno. A continuación se describe el método de linealización de términos no lineales.

Considérese el término $f(x_1, x_2)$ que es una función no lineal de dos variables dependientes del tiempo x_1 y x_2 . Para linealizar este término en torno a los valores de régimen permanente $\bar{x}_1$ y $\bar{x}_2$ se desarrolla en serie de Taylor y se desprecian los sumandos de orden dos o superior:

$$f(x_1, x_2) \approx f(\bar{x}_1, \bar{x}_2) + \left(\frac{\partial f}{\partial x_1} \right)_{\bar{x}_1, \bar{x}_2} (x_1 - \bar{x}_1) + \left(\frac{\partial f}{\partial x_2} \right)_{\bar{x}_1, \bar{x}_2} (x_2 - \bar{x}_2) \quad (3.4)$$

Al sustituir el término no lineal por el término linealizado, se incluirá consecuentemente un error. La magnitud de dicho error esta dado por:

$$I = \left(\frac{\partial^2 f}{\partial x_1^2} \right)_{\bar{x}_1, \bar{x}_2} \frac{(x_1 - \bar{x}_1)^2}{2} + \left(\frac{\partial^2 f}{\partial x_2^2} \right)_{\bar{x}_1, \bar{x}_2} \frac{(x_2 - \bar{x}_2)^2}{2} \quad (3.5)$$

La Figura 3.2 muestra gráficamente en qué consiste la linealización en el caso de una función no lineal de una variable x .

3.2.1.2. Procesos con tiempo muerto

Algunos procesos reales, como los químicos, siempre tardan algún tiempo en responder ante un cambio en alguna variable de entrada. Este tiempo muerto que está presente en mayor o menor medida, se debe en la mayor parte de los casos a alguna de las siguientes circunstancias:

- Mezcla imperfecta en un tanque agitado.
- Retardo en la medida de la variable.
- Circulación de un fluido a través de una tubería o un equipo tubular.

Este comportamiento se verá reflejado en un sistema de orden superior a dos por lo que es importante tener en cuenta esta situación.

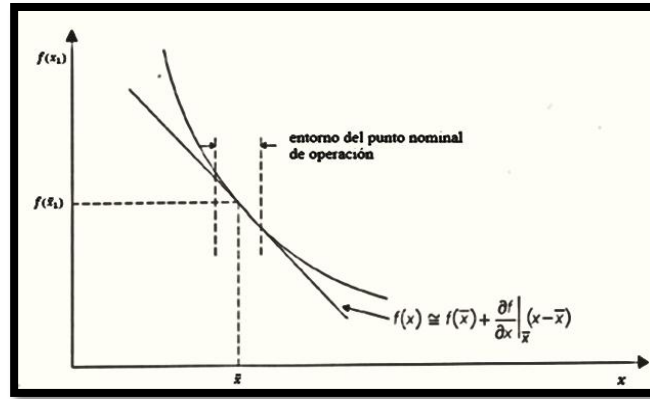


Figura 3.2. Representación gráfica de la linealización de la función $f(x)$.

En la Figura 3.3 se observa una representación gráfica del tiempo muerto en la tubería de descarga de un tanque.

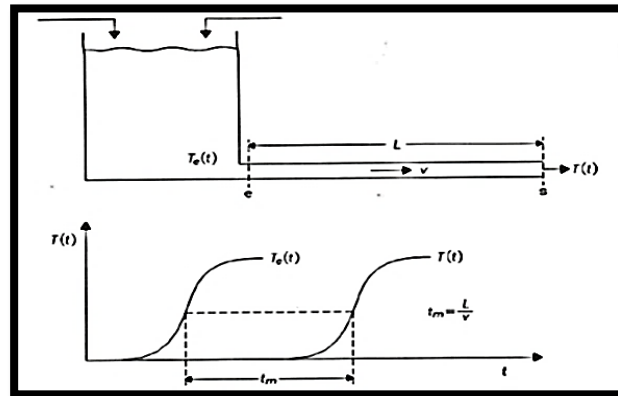


Figura 3.3. Tiempo muerto en la tubería de descarga de un tanque.

3.2.2. Modelo empírico

Los modelos dinámicos basados en principios fundamentales pueden llegar a ser tan complejos que su utilización para diseñar sistemas de control resulta prácticamente inviable. Teniendo en cuenta la desventaja antes mencionada, se tiene una alternativa empírica para la obtención de modelos dinámicos de procesos la cual es conocida con el nombre de identificación o caracterización empírica. Los modelos resultantes son obtenidos con datos experimentales de la respuesta dinámica del proceso, se reducen prácticamente

a una caracterización del comportamiento dinámico por medio de una sencilla formulación matemática, relacionando algunas variables de entrada y salida seleccionadas.

La caracterización empírica de un proceso parte de la formulación de un modelo lineal simple, con algunos parámetros a ajustar, con el cual se pueden aplicar técnicas bien conocidas y probadas de diseño de sistemas de control. Los parámetros del modelo se ajustan utilizando los datos obtenidos en experimentos consistentes en someter al proceso a pequeños cambios en las variables de entrada (manipulables) en torno a las condiciones nominales de operación. Este procedimiento general es, en esencia, una linealización experimental y, por ello, el modelo resultante sólo será válido en una región estrecha en torno a las condiciones experimentales. Sin embargo estos modelos lineales, como ya se ha mencionado, son de gran utilidad en la síntesis de sistemas de control.

3.2.2.1. Metodología general

Con la finalidad de obtener un modelo empírico que caracterice adecuadamente el comportamiento dinámico de un proceso, es necesario seguir un procedimiento sistemático que consta de los siguientes pasos:

1. Diseñar los experimentos.
2. Ejecutar los experimentos programados en las condiciones adecuadas.
3. Determinar el tipo de modelo adecuado.
4. Estimar parámetros.
5. Evaluar el modelo.
6. Verificar el modelo.

El diseño de experimentos requiere la consideración de los aspectos que se describen a continuación:

- Establecer las condiciones nominales de operación en torno a las cuales se realizará el o los experimentos.
- Especificar las variables de entrada que se van a perturbar y la magnitud de los cambios que se efectuarán.
- Seleccionar las variables de salida que deben ser registradas así como, en su caso, el intervalo de muestreo.
- Especificar la duración de cada experimento.

Con lo anterior se entiende que el diseño experimental requiere un conocimiento previo de la respuesta dinámica del proceso lo cual se puede obtener efectuando algunas pruebas preliminares.

También se debe considerar que durante la ejecución de los experimentos es normal que se produzcan perturbaciones no controlables, cuyos efectos se superpondrán al producido por la variable de entrada objeto del ensayo. Por lo anterior, es importante tener información de los cambios que se produzcan en todas las variables de entrada a lo largo de cada experimento para evaluar su validez.

Comúnmente, en modelos dinámicos de aplicación en el control de procesos, se adopta un modelo estándar simple, cuya bondad se examina en la fase de evaluación y además se considera utilizar modelos lineales de un orden bajo con tiempo muerto, para procesos químicos. A continuación se presentan dos métodos para la obtención de un modelo empírico, uno gráfico y otro estadístico.

3.2.2.2. Método gráfico basado en la curva de reacción

Este método es aplicable a procesos cuya respuesta a cambios en escalón en las variables de entrada sea de tipo sigmoidal. El método de la curva de reacción utiliza un modelo de primer orden con tiempo muerto cuya función de transferencia es:

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{K e^{-t_m s}}{1 + \tau s} \quad (3.6)$$

La Figura 3.4 muestra la respuesta de este modelo a un cambio en escalón en la variable de entrada $u(t)$.

El método de la curva de reacción consiste en determinar los parámetros del modelo (K, τ, t_m) que mejor ajustan la respuesta del mismo a la respuesta del proceso real. La aplicación de este método requiere llevar a cabo las siguientes acciones:

- Llevar el proceso a las condiciones nominales de operación de régimen permanente.
- Con el controlador en manual, ejecutar un cambio en escalón en la señal que va al elemento final de control.
- Registrar la evolución de la variable de salida (señal de salida del sensor-transmisor) hasta alcanzar el nuevo estado de régimen permanente.
- Realizar los cálculos apropiados para obtener los parámetros del modelo.

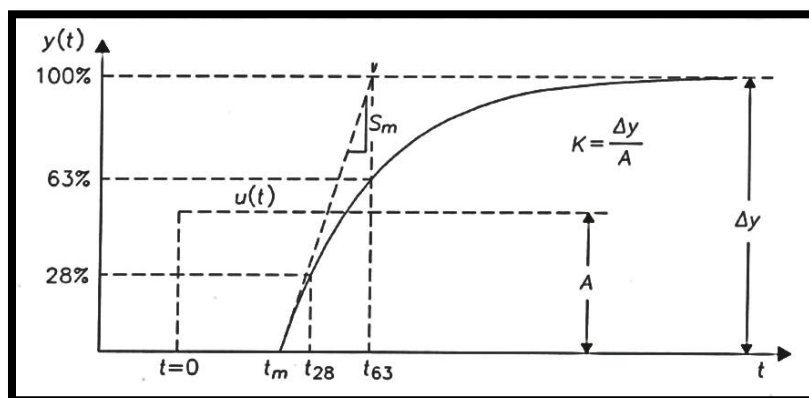


Figura 3.4. Respuesta de un modelo de primer orden con tiempo muerto.

Por otro lado, es importante mencionar las siguientes limitaciones que se pueden presentar con este modelo.

- La base del método de la curva de reacción es efectuar un cambio instantáneo (escalón) en la variable de entrada. Este tipo de cambio puede lograrse, cuando se trata de una variable controlada, provocándolo en la señal que llega al elemento final de control a través del controlador puesto en manual. Sin embargo, cuando se trata de modelar la relación dinámica entre una variable de perturbación y una variable de salida resulta difícil provocar cambios en escalón.
- Otro aspecto a tomar en cuenta es la magnitud del escalón de entrada. Si este es demasiado pequeño, el efecto sobre la variable de salida también lo será y tanto el ruido como las variaciones inevitables en otras variables de entrada tendrán una influencia notable en la curva de reacción que se obtenga. Por otro lado, la magnitud del cambio tampoco puede ser muy grande debido a la no-linealidad de la mayoría de los procesos químicos y a la perturbación que ello provocaría en el funcionamiento normal de la planta. Para comprobar si la no-linealidad es un problema, se suele recomendar realizar cambios de igual magnitud pero de distinto signo y comprobar que la diferencia en los parámetros K , τ y t_m calculados con una y otra respuesta no es significativa. En el caso de que lo fuera podría optarse por adoptar la media aritmética como valor representativo de los mismos.
- Respecto a la duración de cada experimento se recomienda que como mínimo sea igual a $t_m + 4\tau$.
- La idoneidad del modelo lineal de primer orden con tiempo muerto puede verificarse comparando la respuesta real del proceso, es decir, la curva de

reacción, con la respuesta del modelo. Si el ajuste no es bueno o si cambios en escalón de diferente magnitud y signo conducen a valores diferentes de los tres parámetros, este modelo lineal simple deberá ser cuestionado.

3.2.2.3. Método estadístico

A continuación se presenta un método estadístico que permite alcanzar resultados suficientemente buenos al obtener un modelo satisfactorio para diseñar el sistema de control. Las siguientes acciones son necesarias para aplicar el método mencionado:

- Llevar el proceso a las condiciones de régimen permanente.
- Provocar una perturbación en la variable de entrada del tipo que se quiera, pero que cause un efecto apreciable en la variable de salida.
- Obtener valores de las variables de entrada y salida con un intervalo de muestreo constante, no siendo necesario esperar a alcanzar un nuevo estado de régimen permanente.
- Seleccionar el modelo dinámico lineal con el que se quiere describir el comportamiento del proceso.
- Ajustar los parámetros del modelo que se haya seleccionado, aplicando el método de los mínimos cuadrados.

Utilizando el modelo de primer orden con retardo puro, cuya representación matemática en el dominio del tiempo es:

$$\tau \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = Ku(t - t_m) \quad (3.7)$$

En (3.7), tanto la variable de salida $y(t)$ como la variable de entrada $u(t)$, representan desviaciones respecto a los valores nominales de régimen permanente. Asumiendo que t_m es un múltiplo del intervalo de muestreo Δt , esto es, $t_m = n\Delta t$, en donde n es el número por el cual se multiplica Δt , y que $u(t)$ permanece constante durante el intervalo de muestreo, la integración de (3.7) entre t_i y $t_i + \Delta t$, conduce a:

$$y_{i+1} = e^{-\Delta t/\tau} y_i + K(1 - e^{-\Delta t/\tau}) u_{i-n} \quad (3.8)$$

que se puede escribir como en (3.9) de forma simplificada:

$$y_{i+1} = ay_i + bu_{i-n} \quad (3.9)$$

siendo

$$a = e^{-\Delta t/\tau} \quad b = K(1 - a)$$

En este método también es importante mencionar las consideraciones que se deben tomar en cuenta, siendo las siguientes:

- Es común utilizar una entrada tipo escalón, pero es importante recordar que puede utilizarse cualquier tipo de entrada que produzca un efecto apreciable sobre la variable de salida. Lo anterior es relevante cuando el objetivo es obtener el modelo dinámico que relaciona una perturbación no controlable, pero medible, con una variable de salida.
- Al igual que con el método de la curva de reacción es importante que el ruido no tenga una magnitud comparable al efecto que producen los cambios realizados o experimentados por las variables de entrada. Si así fuera habría que utilizar métodos estadísticos más complejos que no se encuentran dentro del alcance de este trabajo.
- En relación con la duración del experimento, es conveniente que la variable de salida alcance como mínimo un 63% de su valor final para poder estimar la ganancia estática con suficiente precisión.
- Por último, se observa que el tiempo muerto no puede ser estimado con una precisión superior a la del intervalo de muestreo utilizado. Como regla general se recomienda que el intervalo de muestreo sea $\Delta t \leq 0.1(\tau + t_m)$.

3.3. Adquisición de datos

Independientemente de la estrategia de control seleccionada, para implementar físicamente el sistema de control habrá que medir variables del proceso (niveles, caudales, temperaturas, etcétera), calcular las acciones de control y manipular determinadas variables de entrada (Pérez M., et al., 2013). La instrumentación requerida para llevar a cabo estas funciones se puede clasificar en cuatro tipos (Ollero de Castro & Fernández C., 2006), (Marlin, 1995), (Doebelin, 2005):

- Instrumentos de medida o dispositivos para medir las variables controladas u otras variables que utilice el sistema de control.

- Actuadores o dispositivos capaces de mover las variables controladas del proceso en la dirección adecuada.
- Sistemas de transmisión de información capaces de llevar las señales medidas a los controladores y las señales de control a los actuadores.
- Controladores o dispositivos capaces de determinar las actuaciones necesarias a partir de datos obtenidos del proceso y del comportamiento deseado.

Proceso de medida. El proceso de medida de una variable consiste en la comparación de la misma con una unidad estándar o patrón de medida. En algunos casos la comparación se hace de forma directa, pero en otros se realiza de forma indirecta utilizando algún principio fisicoquímico que permita relacionar la magnitud de la variable que se quiere medir con la magnitud de la otra variable, de otro tipo, más fácilmente medible. Como la medida ha de llegar al controlador, deberá ser realizada de forma que pueda ser transmitida y procesada con facilidad. La serie de elementos o dispositivos que conforman el sistema de medida de una variable se muestra en la Figura 3.5.

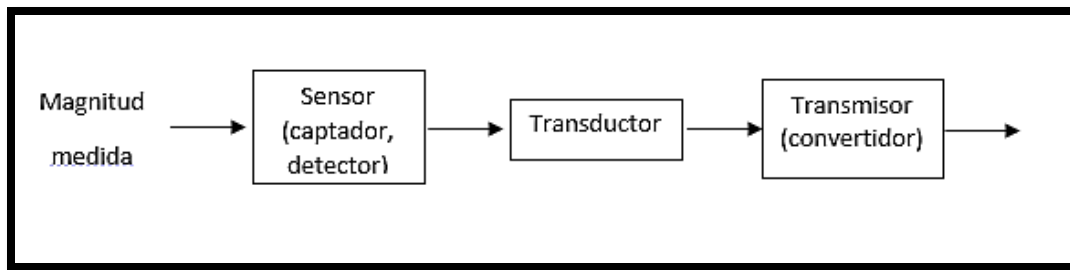


Figura 3.5. Cadena de medida en supervisión y control.

A continuación se presenta la descripción de cada elemento:

- *Elemento primario o sensor.* Es un dispositivo que está en contacto con la variable del proceso que se mide. Por ejemplo, cuando se utiliza un caudalímetro de presión diferencial, el elemento primario produce una diferencia de presiones entre dos tomas.
- *Transductor.* Es el elemento que modifica la naturaleza de la señal que proporciona el sensor para que sea más fácilmente procesable o medible.
- *Transmisor.* Dispositivo que convierte la señal que proporciona el transductor en una señal estándar que se transmite fácilmente al sistema de control y que, al

estar normalizada, es compatible con cualquier instrumento de control con independencia de su marca comercial o procedencia.

3.4. Determinación de parámetros e identificación de la estructura

Los parámetros requeridos para la descripción analítica y simulación del sistema (Jelali & Kroll, 2003), pueden ser en parte tomados de los catálogos del fabricante. Otros datos, como coeficientes de descarga y fricción, pueden ser determinados ya sea por experimentación o por expresiones tomadas de la literatura.

También se tienen, de acuerdo a (Ljung & Glad, 1994), las siguientes características fundamentales para la estimación de parámetros en los modelos de sistemas dinámicos:

- El principio básico es ajustar los parámetros de tal forma que el modelo sea capaz de predecir la salida lo mejor posible.
- El trabajo de reducción puede demandar mucha programación computacional.
- El poder estimar la magnitud de la varianza del error es muy importante para la declaración de calidad de cada modelo.

3.4.1. Ventajas y desventajas de la estimación de parámetros

La estimación de parámetros tiene las siguientes ventajas:

- Generalmente aplicable. Puede aplicarse a modelos hechos a la medida, así como a modelos elaborados de manera general.
- Solo lo que no se conoce es necesario estimar.

Las desventajas son:

- Es necesario documentarse previamente acerca de las propiedades del sistema con la finalidad de poner a prueba la estructura del modelo.
- Se necesita apoyo respecto al conocimiento de software y programación para calcular y evaluar diferentes modelos con un esfuerzo que sea razonable.

3.4.2. Determinación de parámetros de modelos empíricos

Para la estimación de los parámetros, de los métodos empíricos mencionados en las secciones 3.2.2.2 y 3.2.2.3, a continuación se describen sus procedimientos de acuerdo a (Ollero de Castro & Fernández C., 2006).

a) Modelo empírico basado en la curva de reacción

La determinación de los parámetros se basa en dos características específicas de la respuesta del sistema de primer orden con tiempo muerto representada por (3.6), el cambio final que experimenta la variable de salida y la velocidad inicial de cambio. Ante un escalón de magnitud A , esa respuesta, para $t > t_m$, es la siguiente:

$$y(t) = KA(1 - e^{-(t-t_m)/\tau}) \quad (3.10)$$

donde $y(t)$ representa la desviación respecto al valor inicial de régimen permanente $\bar{y}$. El cambio que habrá experimentado la variable de salida $y(t)$ al alcanzar el nuevo estado de régimen permanente es:

$$\Delta y = \lim_{y \rightarrow \infty} y(t) = KA \quad (3.11)$$

La máxima pendiente de la curva se da en $t = t_m$:

$$\left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=t_m} = \frac{KA}{\tau} \quad (3.12)$$

De acuerdo con (3.11), la ganancia K del modelo se determina dividiendo el cambio Δy experimentado por la variable de salida entre la magnitud A del escalón de entrada:

$$K = \frac{\Delta y}{A} \quad (3.13)$$

Conocidas estas dos características de la respuesta a un escalón de un sistema de primer orden con tiempo muerto, se trata ahora de utilizarlas en la determinación de los parámetros τ y t_m del modelo del proceso real. Para ello existen varios procedimientos alternativos. El método de la máxima pendiente (Figura 3.6), propuesto originalmente por Ziegler y Nichols, consiste en obtener la constante de tiempo a partir de la tangente de la curva de reacción en el punto de inflexión (tangente de máxima pendiente). Haciendo uso de (3.12) que relaciona el valor de τ con la máxima pendiente de la respuesta del sistema de primer orden, se tiene:

$$\tau = \frac{\Delta y}{S_m} \quad (3.14)$$

donde S_m es la máxima pendiente medida sobre la curva de reacción. Finalmente, el tiempo muerto t_m se evalúa a partir de la intersección de la tangente de pendiente S_m con el valor inicial de la variable de salida (Figura 3.6).

Una variante de este método se basa en que la respuesta a un escalón de un sistema de primer orden sin tiempo muerto alcanza el 63.2% de su valor final en un tiempo $t = t_m$. Trasladando esta consideración al sistema de primer orden con tiempo muerto (3.10), se tiene:

$$t_{63} - t_m = \tau \quad (3.15)$$

siendo t_{63} el tiempo necesario para que la respuesta del modelo de primer orden con tiempo muerto alcance el 63.2% de su valor final. Midiendo entonces t_{63} sobre la curva de reacción (Figura 3.6) y calculando t_m , por el procedimiento descrito anteriormente, se obtiene la constante de tiempo τ .

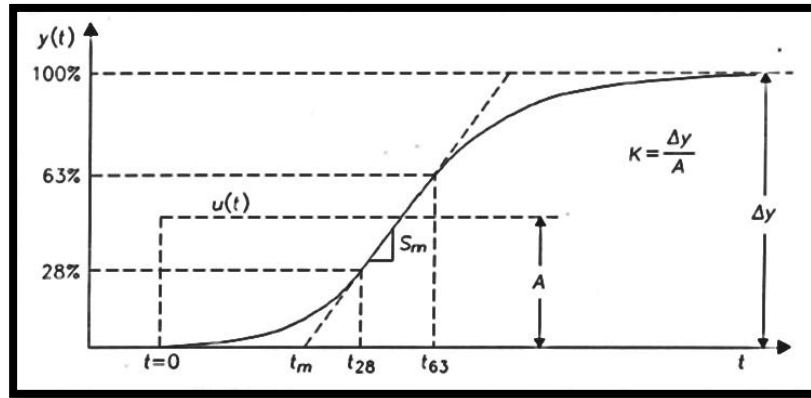


Figura 3.6. Determinación de K , τ y t_m sobre la curva de reacción.

El principal inconveniente de estas dos variantes del método de la máxima pendiente radica precisamente en trazar la tangente de máxima pendiente, especialmente en aquellos casos en los que la señal correspondiente a la variable de salida tenga mucho ruido o presente un comportamiento extremo (pendiente muy grande o muy pequeña). Para solventar esta dificultad se ha propuesto calcular t_m y τ a partir de los tiempos necesarios para alcanzar un 28.3% y un 63.2% del valor final de la respuesta. El sistema de primer orden sin tiempo muerto tarda un tiempo $t = \tau/3$ en alcanzar el 28.3% de la respuesta final; en efecto:

$$\frac{\Delta y}{KA} = 0.283 = 1 - e^{-1/3} \quad (3.16)$$

Por tanto, para el sistema de primer orden con tiempo muerto se puede escribir:

$$t_{28} - t_m = \tau/3 \quad (3.17)$$

Combinando (3.15) y (3.17) se obtiene:

$$\tau = \frac{3}{2}(t_{63} - t_{28}) \quad (3.18)$$

$$t_m = t_{63} - \tau \quad (3.19)$$

que son las ecuaciones para calcular los valores de τ y de t_m a partir de los tiempos t_{28} y t_{63} medidos sobre la curva de reacción del proceso.

b) Modelo empírico basado en método estadístico

Si n , en el modelo empírico basado en el método estadístico representado por (3.9), fuese conocido para calcular a y b partiendo de una tabla de valores experimentales de y_{i+1} , y_i y u_{i-n} , bastaría con aplicar una técnica de regresión lineal (ajuste por mínimos cuadrados) para la cual se dispone de software. Obtenidas las constantes a y b , el cálculo de τ y K es inmediato:

$$\tau = -\frac{\Delta t}{\ln a} \quad (3.20)$$

$$K = \frac{b}{1 - a} \quad (3.21)$$

El problema queda ahora reducido a la determinación de n que es un número entero. Una forma sencilla de hacerlo es repetir el cálculo de a y b para diferentes valores de n y adoptar aquel con el que se logre el mejor ajuste a los datos experimentales.

3.4.3. Identificación de la estructura

En esta sección se discutirán las herramientas de identificación disponibles y cómo son utilizadas para la elaboración del modelo.

De acuerdo a (Ljung & Glad, 1994) el aspecto más importante es que actualmente se tienen algunas opciones de paquetes de programas computacionales para identificación, los cuales son muy amigables para el usuario. El enfoque de algoritmos de identificación ha cambiado para entender mejor las posibilidades y limitaciones de la identificación.

Con datos disponibles, el principal objetivo del usuario es decidir sobre un modelo de estructura adecuado y evaluar los modelos calculados.

Otro punto importante es construir y llevar a cabo experimentación que proporcione datos confiables para el siguiente paso en el proceso de identificación.

El trabajo para producir un modelo por identificación se caracteriza por la siguiente secuencia:

- Especificar una estructura de modelo.
- La computadora arroja el mejor modelo en esta estructura.
- Evaluación de las propiedades de este modelo.
- Probar una nueva estructura, regresar al paso 1.

En la Figura 3.7 se presenta el ciclo de identificación antes mencionado, en donde los rectángulos representan responsabilidad del cómputo y los óvalos representan responsabilidad del usuario.

Lo primero en donde se necesita ayuda es en calcular el modelo y evaluar sus propiedades. Existen actualmente algunos paquetes de programas comerciales para identificación que suplen esa ayuda. Generalmente incluyen las siguientes rutinas:

- *Manejo de datos, graficado y similares.* Filtrado de datos, eliminación de la deriva, elección de segmentos de datos, etcétera.
- *Identificación de modelos no-paramétricos.* Estimación de covarianzas, transformada de Fourier, correlación y análisis espectral, etcétera.
- *Modelos de estimación paramétrica.* Cálculo de estimación paramétrica en diferentes estructuras de modelo.
- *Presentación de modelos.* Simulación de modelos, estimación y graficado de polos y ceros, cálculo de funciones de frecuencia y graficado de diagramas de Bode, etcétera.
- *Validación del modelo.* Cálculo y análisis de residuos, comparación entre las propiedades de diferentes modelos, etcétera.

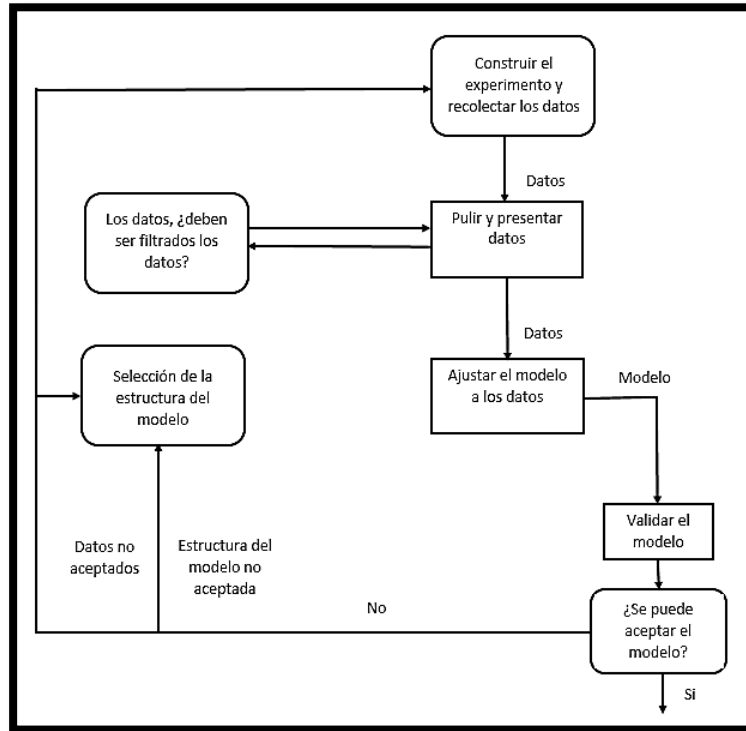


Figura 3.7. Ciclo de identificación para la estructura del modelo.

Los paquetes de programas disponibles se diferencian principalmente por las distintas interfaces de usuario y por la variedad de opciones respecto a la selección de la estructura del modelo de acuerdo a la tercera rutina mencionada anteriormente, modelos de estimación paramétrica.

Uno de los paquetes más utilizados es el de MathWorks® *SYSTEM IDENTIFICATION TOOLBOX (SITB)*, el cual es utilizado junto con MATLAB®. El comando de la estructura está dado por el ambiente de programación de MATLAB® con el concepto de espacio de trabajo y posibilidades Macro en la forma de m-files. El *SITB* da la posibilidad de usar tanto estructuras de modelos generalizados como de modelos definidos a la medida de una determinada situación, tanto en tiempo discreto como en continuo.

3.5. Validación del modelo

Un modelo nunca es la descripción verdadera de un sistema. Por lo tanto no se demanda que el modelo sea “perfecto”, “exacto”, “correcto” o “verdadero”. En su lugar, los modelos se han desarrollado para ayudar en la solución de ciertos problemas. A un modelo que es útil respecto al propósito para el cual fue creado o desarrollado, se le llama “válido”.

La validación cuantifica la incertidumbre de un modelo mediante la comparación de sus predicciones a la par con datos del mundo real. Los datos utilizados para la validación del modelo no fueron utilizados para construirlo, por lo que las validaciones del modelo con datos experimentales obtenidos en condiciones diferentes son necesarias. Además se debe tener en cuenta que las diferencias entre los datos y las predicciones del modelo se pueden medir por comparación gráfica, intervalos de confianza y pruebas estadísticas (Oberkamf, et al., 2004). El procedimiento de la validación del modelo implica que los pasos en la construcción de modelos tienen que ser examinados críticamente y que algunas partes del modelo tendrán que ser desechadas o mejoradas.

En (Jelali & Kroll, 2003) se menciona que la validación de un modelo se refiere a cuestionamientos como:

- ¿Es el modelo obtenido suficientemente flexible?
- ¿Es el modelo obtenido muy complejo?
- ¿Cuál de las estructuras del modelo debe escogerse de los dos o más candidatos que se tienen?
- ¿El modelo debe ser aceptado o rechazado tomando en cuenta el objetivo específico planteado?

Esta fase es muy importante pues es responsable de aprobar la adecuación del modelo para representar el sistema en cuestión.

La acción de validación del modelo se encuentra íntimamente ligada al modelado. Ver la Figura 3.8, en donde el quinto bloque o fase, es acerca de la “Prueba de validación del modelo”. Partiendo de que la validación se refiere al propósito del modelo, la prueba es dependiente del problema. Aunque una característica común (Ljung & Glad, 1994), es que la salida del modelo y sistema son comparadas cuando son corridas con la misma entrada, lo cual se representa en la Figura 3.9. La diferencia entre la simulación del modelo y el experimento en el sistema, debe ser pequeña. Para estos casos el significado de “pequeña” dependerá tanto del propósito del modelo como de las perturbaciones que influyen en la salida.

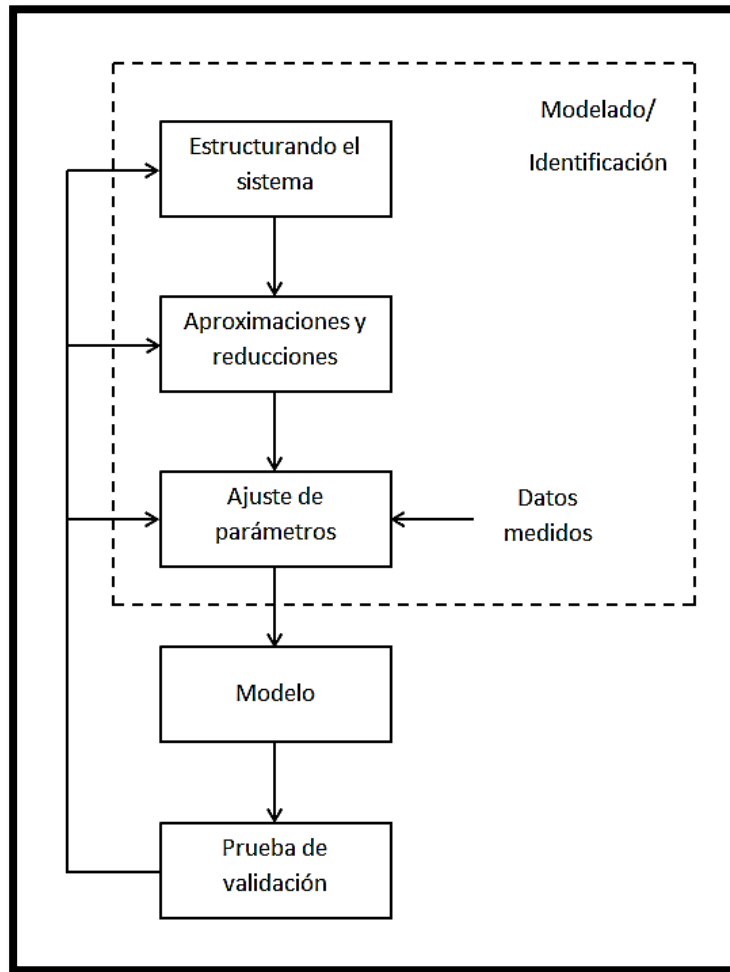


Figura 3.8. Procedimiento de validación del modelo.

Cuando el modelo ha sido elaborado para una descripción total del sistema, también se tiene la posibilidad de evaluar la influencia de la aproximación de diferentes modelos y sus parámetros. El nivel de aproximación puede entonces ser modificado en un subsistema, y es posible probar qué tanto ha cambiado la salida del sistema total. Por lo tanto, se debe trabajar más con el subsistema en cuestión si el cambio es significativo. Otra consideración es que si cierto valor de parámetro presenta una influencia considerable en las propiedades del modelo, deben tomarse precauciones para estimar cuidadosamente ese valor. Este procedimiento se describe esquemáticamente en la Figura 3.9.

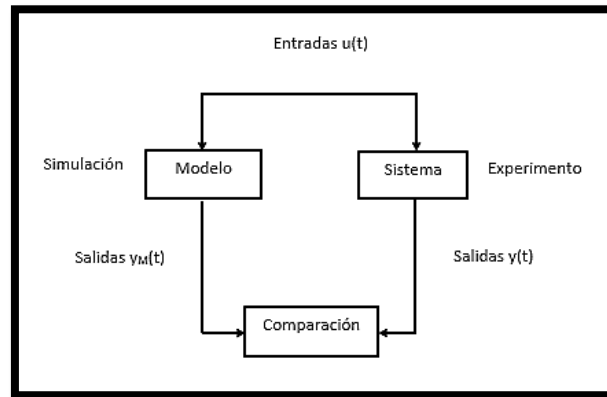


Figura 3.9. Prueba de la validación.

3.5.1. Dominio de la validez del modelo

Todos los modelos tienen un dominio de validez limitado. Estas limitaciones pueden estar relacionadas con las propiedades de ciertos puntos de operación del sistema o con ciertas limitaciones de precisión. Siempre es un riesgo usar un modelo fuera del área para la cual ha sido validado. Por otro lado, un modelo puede ser validado solamente dentro del área para la cual es permitido que el sistema trabaje. En esos casos el propósito del modelo puede ser precisamente el ser usado para casos de situaciones peligrosas o de alto riesgo.

A veces, por lo tanto, se está obligado a usar un modelo fuera del área de validación previamente establecida. Lo anterior impone altas exigencias en el modelo de tal manera que se pueda tener confianza en él. Entonces se puede hablar de credibilidad del modelo junto con su validez.

3.6. Diseño del controlador

Es importante mencionar que todos los controladores diseñados deben ser sintonizados con la finalidad de que la acción correctora obtenga la magnitud adecuada y se produzca en el momento preciso. Lo anterior se puede realizar teniendo un conocimiento aproximado o total del comportamiento dinámico del proceso en estudio.

En (Kuo, 1996), se menciona que frecuentemente se emplean especificaciones de diseño para describir qué debe hacer el sistema y cómo hacerlo. Estas especificaciones son únicas para cada aplicación individual y con frecuencia incluyen especificaciones como estabilidad relativa, precisión en estado estable (error), respuesta transitoria, y características de respuesta en frecuencia. En algunas aplicaciones se pueden encontrar

especificaciones adicionales sobre sensibilidad a variaciones de parámetros como robustez o rechazo a perturbaciones.

El diseño de sistemas de control lineales se puede realizar ya sea en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia, observando que la selección de sí el diseño del sistema de control debe ser en un dominio o en otro depende de la preferencia del diseñador, ya que de acuerdo a la literatura, en un sistema de segundo orden existen relaciones analíticas simples entre estas especificaciones, en ambos dominios. Sin embargo, para sistemas de orden superior, la correlación entre las especificaciones entre el dominio de tiempo y la frecuencia son difíciles de establecer.

Los controladores PID tradicionalmente se han sintonizado por la prescripción de la forma de la respuesta al escalón de lazo cerrado. Después de que los parámetros se obtienen, de acuerdo al método utilizado, un enfoque de ensayo y error se utiliza para conseguir la respuesta deseada, a menudo sacrificando la robustez proporcionada por los parámetros originales. A pesar de su antigüedad y sencillez, el control por realimentación con controladores PID sigue siendo la técnica de control más utilizada (Ollero de Castro & Fernández C., 2006).

Como casi todos los controladores PID se ajustan en el sitio, en la literatura se han propuesto diferentes reglas de sintonía, algunas mencionadas en el capítulo II, que permiten llevar a cabo una sintonización delicada y fina de los controladores PID en sitio. Asimismo se han desarrollado métodos automáticos de sintonización y algunos de los controladores PID poseen capacidad de sintonización automática en línea. La utilidad de los controladores PID estriba en que se aplican en forma casi general a la mayoría de los sistemas de control. En particular cuando el modelo matemático de la planta no se conoce y, por lo tanto, no se pueden emplear métodos de diseño analíticos, es cuando los controladores PID resultan más útiles. En el campo de los sistemas para control de procesos, es un hecho bien conocido que los esquemas de control PID básicos y modificados (PI-D y I-PD) han demostrado su utilidad para aportar un control satisfactorio, aunque tal vez en muchas situaciones específicas no aporten un control óptimo.

En esta sección se tienen los tipos de configuraciones del controlador, y se presentan distintos métodos de sintonización empezando por la reglas de sintonía de Ziegler-Nichols, para continuar con el método de Cohen-Coon y seguir con el método del lugar de las raíces y el de respuesta de frecuencia. Después se tiene lo referente al método de optimización de restricciones. Por último, también se comenta un poco sobre el control PI-D y el I-PD.

3.6.1. Configuración de controladores

El objetivo del diseño es que las variables controladas representadas por el vector de salida $y(t)$, se comporten en cierta forma deseada (Kuo, 1996). El problema esencialmente involucra el determinar la señal de control $u(t)$ dentro de un intervalo prescrito para que todos los objetivos de diseño sean satisfechos (Figura 3.10).

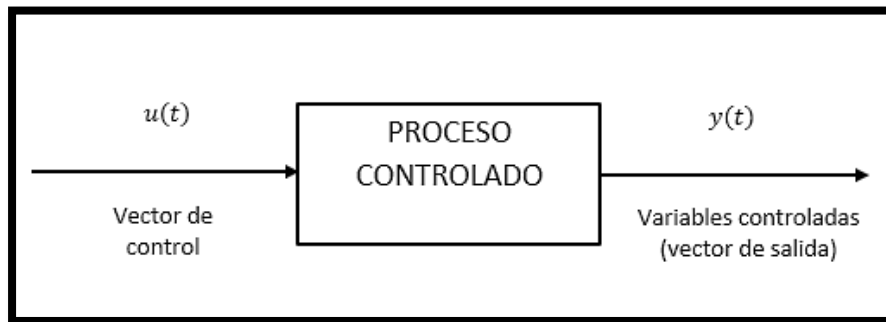
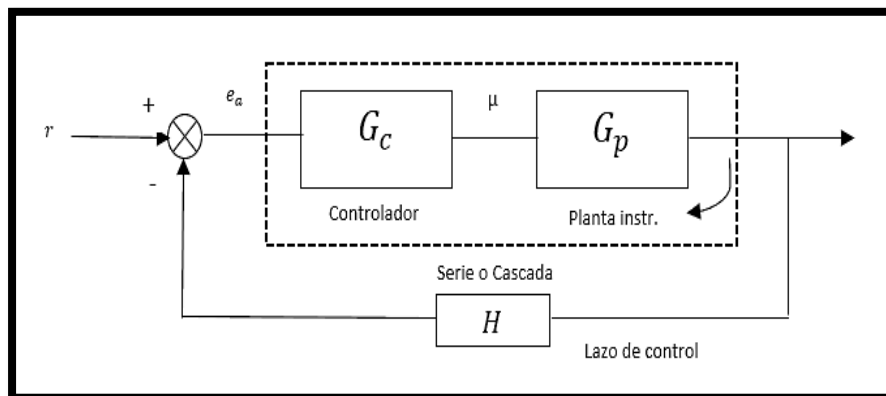


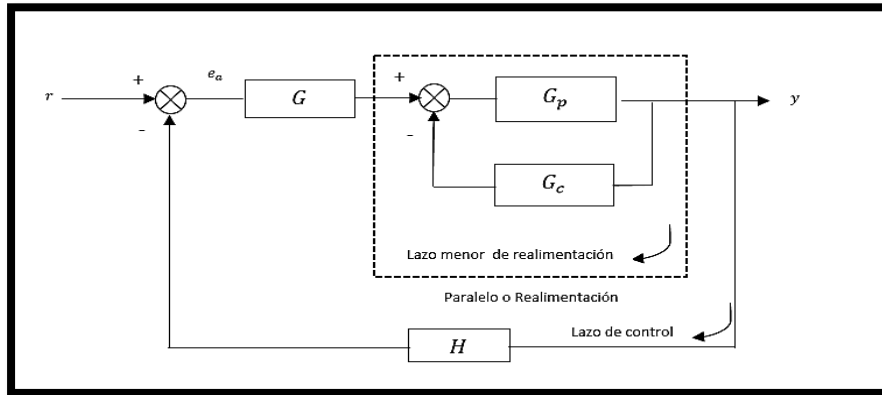
Figura 3.10. Proceso controlado.

La mayoría de los métodos de diseño de sistemas de control convencionales se basan en el diseño de una configuración fija para determinar el diseño de los elementos del controlador. Debido a que la mayoría de los esfuerzos de control involucran la modificación o compensación de las características de desempeño del sistema, el diseño general que emplea una configuración fija también es llamado compensación.

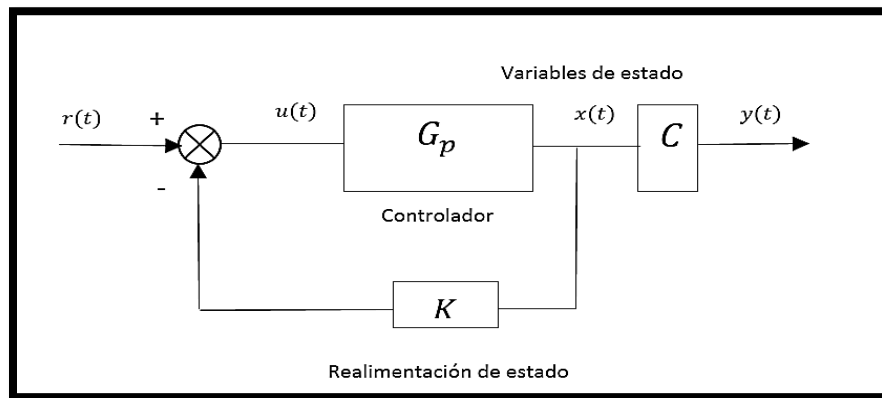
La Figura 3.11 ilustra varias configuraciones comúnmente empleadas con compensación-controlador, las cuales se describen brevemente a continuación.



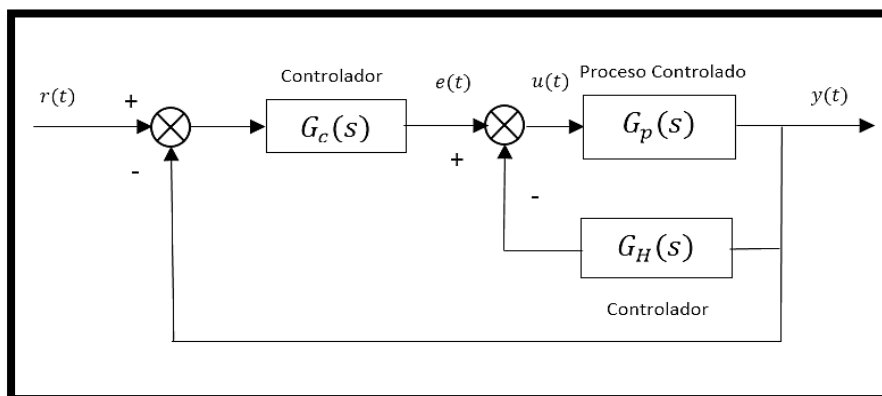
(a)



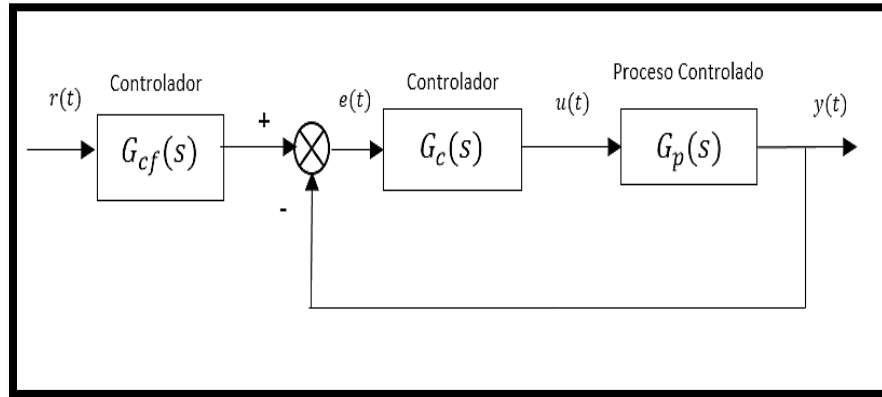
(b)



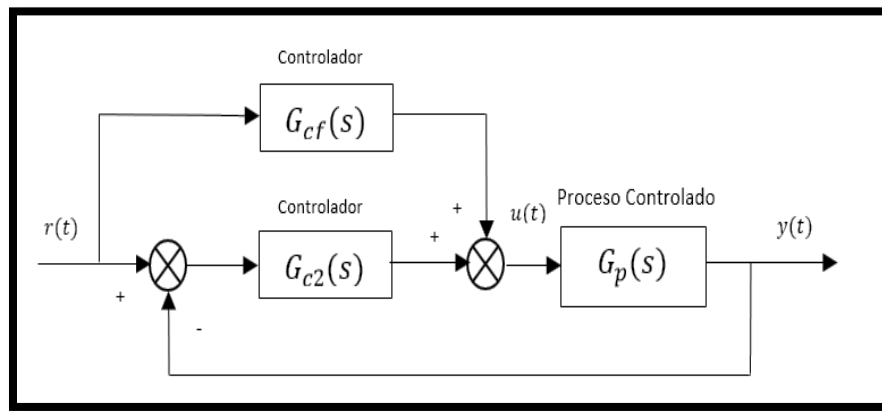
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 3.11. Configuraciones de varios controladores en la compensación de sistemas de control:

(a) Compensación en serie o cascada, (b) Compensación mediante realimentación, (c) Control mediante realimentación de estado, (d) Compensación en serie-realimentada (dos grados de libertad), (e) Compensación directa con compensación en serie (dos grados de libertad) y (f) Compensación en prealimentación (dos grados de libertad).

- *Compensación en serie o cascada.* Es la más utilizada y es aquella en la que el controlador se coloca en serie al sistema a controlar, Figura 3.11 (a).
- *Compensación mediante realimentación.* En esta configuración se presentan dos lazos cerrados de realimentación, en donde el externo representa el proceso controlado y el interno es en donde se ubica el controlador, Figura 3.11 (b).
- *Compensación mediante la realimentación de estado.* En la Figura 3.11 (c) se tiene la configuración en la cual un sistema genera la señal de control mediante

la realimentación de las variables de estado a través de ganancias constantes reales.

- *Compensación en serie-realimentada.* Se presenta cuando se realiza la aplicación simultánea de las configuraciones presentadas en las Figuras 3.11 (a) y 3.11 (b).
- *Compensación prealimentada.* Las Figuras 3.11 (e) y 3.11 (f), muestran este tipo de configuración, en las cuales se observa que el controlador puede estar colocado en serie o en paralelo respecto a la trayectoria directa. Algo importante a tomar en cuenta en esta configuración es que el controlador esté en el lazo del sistema, por tanto no afecta las raíces de la ecuación característica del sistema original.

Los esquemas de compensación mostrados en las Figuras de la 3.11 (a) a la 3.11 (c), tienen un grado de libertad y los de la 3.11 (d) a la 3.11 (f), manejan esquemas de dos grados de libertad. Los primeros sólo presentan un controlador en cada sistema, aun cuando el controlador pueda tener más de un parámetro que pueda variar. La desventaja que se tiene con un controlador de un grado de libertad es que los criterios de desempeño que pueden realizarse están limitados.

Después que se ha escogido una configuración del controlador, el diseñador debe seleccionar un tipo de controlador que satisfaga las especificaciones de diseño. Uno de los controladores más utilizados es el PID, el cual aplica una señal al proceso que es una combinación proporcional, integral y derivada de la señal de actuación.

3.6.2. Reglas de Ziegler-Nichols para sintonizar controladores PID

Las reglas de Ziegler-Nichols, son muy convenientes cuando no se conocen los modelos matemáticos de los sistemas, aunque por supuesto, estas reglas se pueden aplicar al diseño de sistemas con modelos matemáticos conocidos.

Ziegler y Nichols, propusieron reglas para determinar los valores de la ganancia proporcional K_p , del tiempo integral T_i y del tiempo derivativo T_d , basándose en las respuestas escalón experimentales o en el valor de K_p que produce estabilidad marginal cuando sólo se usa la acción de control proporcional.

Los métodos denominados reglas de sintonía de Ziegler-Nichols, se presentan en dos tipos, los cuales se explican a continuación.

- *Primer método.* En este método la respuesta de la planta a una entrada escalón unitario se obtiene de manera experimental. Si la planta no contiene integradores ni polos dominantes complejos conjugados, la curva de respuesta escalón unitario puede tener forma de S, siendo en estos casos cuando este método es aplicable. Las curvas de respuesta escalón mencionadas se pueden generar experimentalmente o a partir de una simulación dinámica de la planta.

La curva en forma de S se caracteriza por dos parámetros: el tiempo de retardo L y la constante de tiempo T . El tiempo de retardo y la constante de tiempo se determinan mediante una recta tangente en el punto de inflexión de la curva con forma de "S" y determinando las intersecciones de esta tangente con el eje del tiempo y con la línea $c(t) = K$, tal como se muestra en la Figura 3.12.

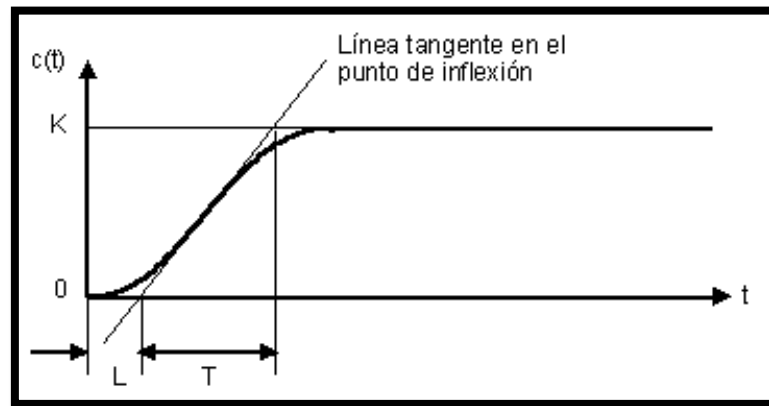


Figura 3.12. Curva de respuesta en forma de S.

La función de transferencia $C(s)/U(s)$, en este caso, se aproxima mediante un sistema de primer orden con un retardo del modo siguiente:

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (3.22)$$

Ziegler y Nichols sugirieron establecer los valores de K_p , T_i y T_d de acuerdo con la Tabla 3.1.

El controlador PID sintonizado mediante este método se presenta con la siguiente expresión, partiendo de (2.23):

$$G(s) = 0.6T \frac{\left(s + \frac{1}{L}\right)^2}{s} \quad (3.23)$$

Tabla 3.1. Regla de sintonía de Ziegler-Nichols basada en la respuesta.

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

- *Segundo método.* En el segundo método primero se fija $T_i = \infty$ y $T_d = 0$. Usando sólo la acción de control proporcional, se incrementa K_p desde 0 hasta un valor crítico K_{cr} , en donde la salida presente oscilaciones sostenidas. (Si la salida no presenta oscilaciones sostenidas para cualquier valor que pueda tomar K_p , entonces este método no se puede aplicar). Así la ganancia K_{cr} y el periodo crítico P_{cr} correspondientes, se determinan experimentalmente. Ziegler y Nichols sugirieron que para este caso se establecieran los parámetros K_p , T_i y T_d de acuerdo con la fórmula que se muestra en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2. Regla de sintonía de Ziegler-Nichols basada en la ganancia crítica K_{cr} y periodo crítico P_{cr} .

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45K_{cr}$	$\frac{1}{1.2}P_{cr}$	0
PID	$0.6K_{cr}$	$0.5P_{cr}$	$0.125P_{cr}$

La representación del controlador PID sintonizado con este segundo método y tomando como base (2.23), es:

$$G(s) = 0.075K_{cr}P_{cr} \frac{\left(s + \frac{4}{P_{cr}}\right)^2}{s} \quad (3.24)$$

Además de los métodos descritos anteriormente, se tiene el mencionado en el capítulo II, sección 2.4.1 de la formula empírica de sintonización aplicable en casos de que

la dinámica del sistema se puede representar a partir de un modelo con una función de primer orden más un tiempo muerto (ecuación (2.26) y Figura 2.6). En esa misma sección se presenta la Tabla 2.4, en la cual se dan a conocer las ecuaciones de sintonización para la obtención del diseño de controladores P, PI y PID para este tipo de modelo, en donde con los valores de L y $a = kL/T$, se calculan los parámetros para los tipos de controladores antes mencionados.

3.6.3. Método de Cohen-Coon

El método de Cohen-Coon, especificado en el año de 1952, es una variante del método de Ziegler-Nichols en lazo abierto explicado en el punto 3.6.2 para planta con tiempo muerto. La Figura 3.13 muestra que el ajuste de Ziegler-Nichols para la curva de reacción es muy sensible a las variaciones de $x = L/T$, (Mandado P., et al., 2009).

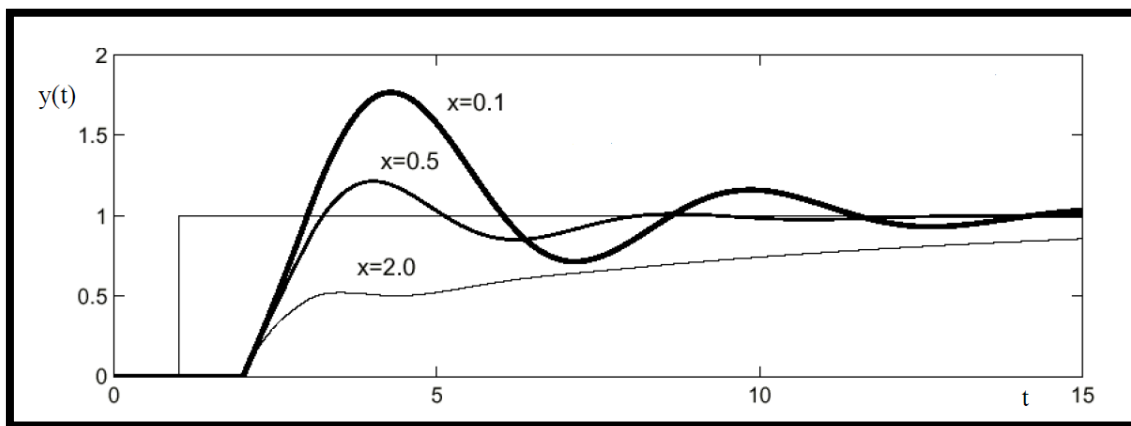


Figura 3.13. Respuesta a un escalón de $G(s) = \frac{k}{1+sT} e^{-sL}$. Ajuste por Ziegler-Nichols.

Cohen y Coon desarrollaron una tabla modificada para mejorar el problema de la limitación usando datos del mismo ensayo. El ajuste de los parámetros se muestra en la Tabla 3.3.

En la gráfica de la Figura 3.14 se muestra que aunque la respuesta aun es sensible a la variación de $x = L/T$, ésta es mucho más homogénea que con el ajuste Ziegler-Nichols.

Tabla 3.3. Cálculo de parámetros en base al Modelo de Cohen-Coon.

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{kL} \left(1 + \frac{L}{3T}\right)$	-	-
PI	$\frac{T}{kL} \left(0.9 + \frac{L}{12T}\right)$	$\frac{L(30T + 3L)}{9T + 20L}$	-
PID	$\frac{T}{kL} \left(\frac{4}{3} + \frac{L}{4T}\right)$	$\frac{L(32T + 6L)}{13T + 8L}$	$\frac{4LT}{11T + 2L}$

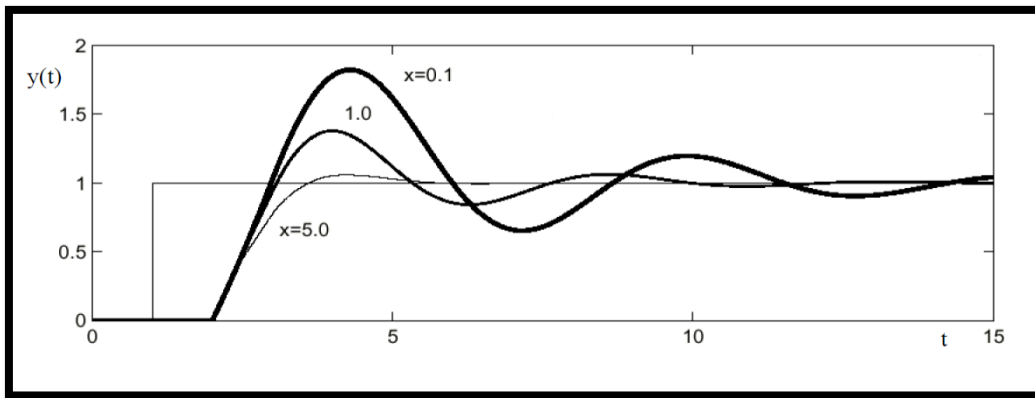


Figura 3.14. Curva de reacción - Método Cohen-Coon.

3.6.4. Enfoque del Lugar Geométrico de las Raíces

El método del lugar geométrico de las raíces (Ogata, 2010) es un enfoque gráfico que permite determinar las ubicaciones de todos los polos en lazo cerrado a partir de las ubicaciones de los polos y ceros en lazo abierto conforme algún parámetro (por lo general la ganancia) varía de cero a infinito. El método produce un indicio claro de los efectos del ajuste del parámetro.

Este enfoque es una muy buena herramienta en el diseño cuando se incorporan las especificaciones en términos de las cantidades en el dominio del tiempo, tales como el factor de amortiguamiento relativo y la frecuencia natural no amortiguada de los polos dominantes en lazo cerrado, el sobrepaso máximo, el tiempo de levantamiento y el tiempo de asentamiento.

En la práctica, una gráfica del lugar geométrico de las raíces de un sistema indica que el desempeño deseado no puede obtenerse con sólo ajustar la ganancia. De hecho,

en algunos casos, tal vez el sistema no sea estable para todos los valores de ganancia. En este caso, es necesario volver a construir los lugares geométricos de las raíces para cumplir las especificaciones de desempeño.

Cuando se diseña un sistema de control, si se requiere de un ajuste diferente al de la ganancia, se deben modificar los lugares geométricos de las raíces originales insertando un compensador conveniente. Una vez comprendidos los efectos de la adición de los polos y/o ceros sobre el lugar geométrico de las raíces, es posible determinar las ubicaciones de los polos y los ceros del compensador que volverán a dar una forma conveniente al lugar geométrico de las raíces. En esencia, en el diseño realizado mediante el método del lugar geométrico de las raíces, los lugares geométricos de las raíces del sistema se vuelven a construir mediante el uso de un compensador, a fin de poder colocar un par de polos dominantes en lazo cerrado en la posición deseada. A continuación se especifican los efectos de la adición de polos y ceros.

- *Efectos de la adición de polos.* La adición de un polo a la función de transferencia en lazo abierto tiene el efecto de mover el lugar geométrico de las raíces hacia la derecha, lo cual tiende a disminuir la estabilidad relativa del sistema y alentar el asentamiento de la respuesta. En la Figura 3.15 se muestran ejemplos de los lugares de las raíces que presentan el efecto de la adición de uno o dos polos a un sistema de un único polo.

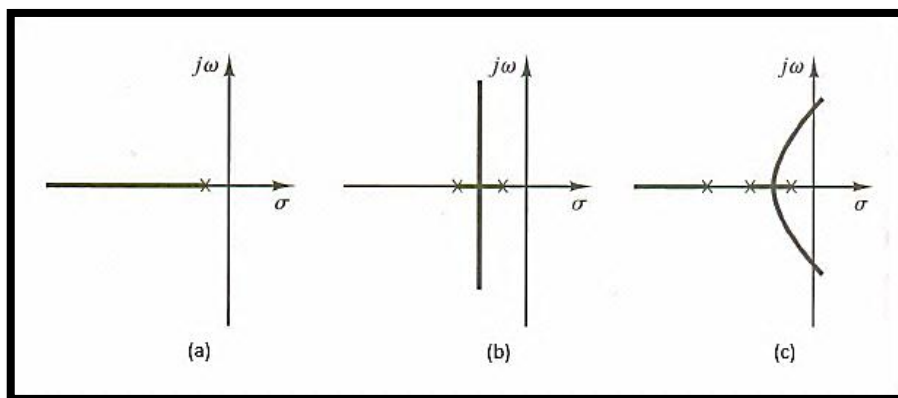


Figura 3.15. (a) Gráfica del lugares de las raíces del sistema de un solo polo; (b) gráfica del lugar de las raíces de un sistema de dos polos; (c) gráfica del lugar de las raíces de un sistema de con tres polos.

- *Efectos de la adición de ceros.* La adición de un cero a la función de transferencia en lazo abierto tiene el efecto de mover el lugar geométrico de las raíces hacia la izquierda, con lo cual el sistema tiende a ser más estable, y se acelera el asentamiento de la respuesta. (Físicamente, la adición de un cero a la función de transferencia de la trayectoria directa significa agregar al sistema un control derivativo. El efecto de tal control es introducir un grado de previsión al sistema y acelerar la respuesta transitoria). La Figura 3.16 (a) muestra los lugares de las raíces para un sistema estable con una ganancia pequeña. Las Figuras 3.16 (b), (c) y (d) muestran las gráficas del lugar de las raíces para el sistema cuando se agrega un cero a la función de transferencia en lazo abierto.

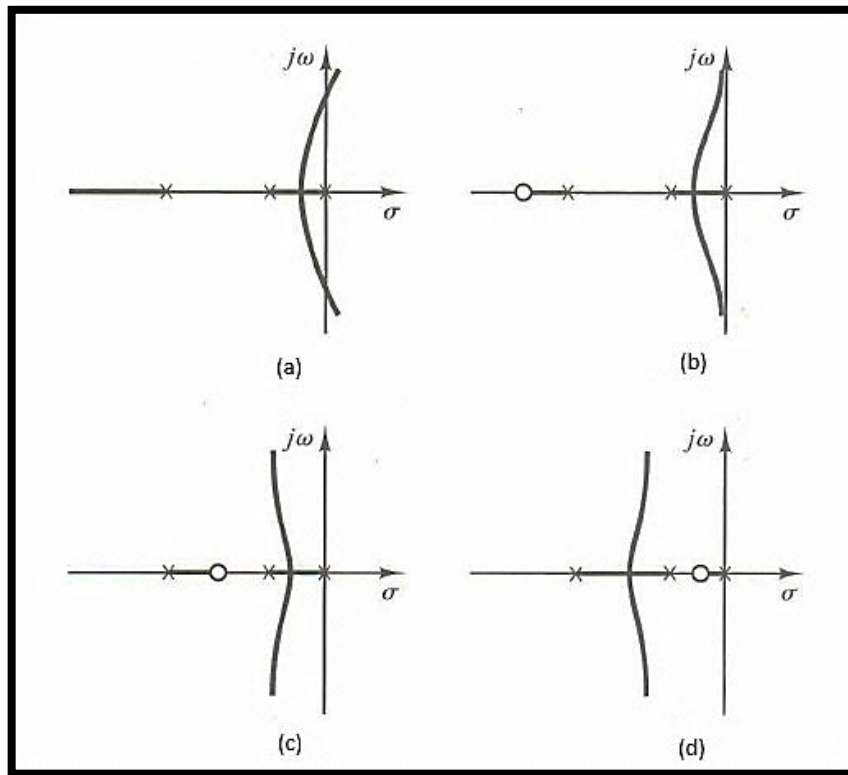


Figura 3.16. (a) Gráfica del lugar de las raíces de un sistema con tres polos; (b), (c) y (d) gráficas del lugar de las raíces que muestran los efectos de la adición de un cero al sistema de tres polos.

3.6.5. Método de respuesta en frecuencia

En (Ogata, 2010) se menciona que en este método de diseño de controladores de respuesta, al utilizar el término *respuesta en frecuencia*, se está haciendo referencia a la respuesta de un sistema estacionario a una entrada senoidal, especificándose el comportamiento de la respuesta transitoria de una forma indirecta mediante términos del margen de fase, el margen de ganancia y del amortiguamiento.

En la literatura se encuentra que las mediciones de respuesta en frecuencia, en general, son simples y pueden ser efectuadas con exactitud usando generadores de señal senoidales que son fáciles de obtener y equipos de medición precisos. Por otro lado se tiene que frecuentemente, las funciones de transferencia de componentes complicados en pruebas de respuesta de frecuencia, se pueden determinar de manera experimental. Además, el método de respuesta en el dominio de la frecuencia tiene la ventaja de que es posible diseñar un sistema de manera que los efectos del ruido indeseable sean despreciables, y con la posibilidad de que ese análisis y diseño pueda extenderse a algunos sistemas de control no lineales. Obtener la respuesta en frecuencia es importante ya que proporciona medios convenientes para generar la respuesta en el estado estable en cualquier sistema lineal sujeto a una señal senoidal.

3.6.5.1. Procedimiento general para el método de la respuesta en frecuencia

El procedimiento para obtener la respuesta a la frecuencia, contenido en cuatro pasos, es el siguiente:

1. Se obtiene la función de transferencia para el componente o sistema a analizar despreciando todas las condiciones iniciales debido a que no afecta a la respuesta en estado estable.
2. En la función de transferencia se sustituye s por $j\omega$.
3. Para varios valores de la frecuencia ω , se determina la relación de magnitud $M(\omega)$ y el ángulo de fase $\varphi(\omega)$.
4. Se grafican los resultados obtenidos en el paso 3, en coordenadas polares o rectangulares.

La estabilidad relativa en un sistema de control, se puede medir en términos del margen de ganancia, margen de fase, y pico de resonancia, siendo éstas especificaciones típicas del dominio de la frecuencia y deben emplearse junto con herramientas como el

diagrama de Bode, diagrama de Nyquist o diagrama polar, el diagrama ganancia-fase, y la carta de Nichols (Kuo, 1996). En la Figura 3.17, se presenta un diagrama de Bode como ejemplo para los pasos 3 y 4 mencionados anteriormente.

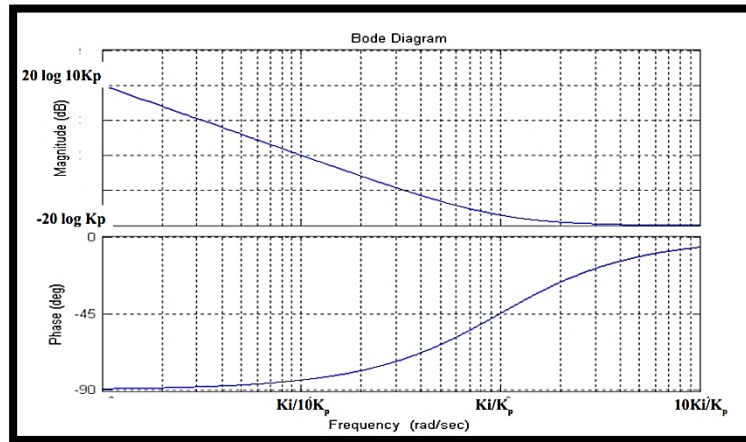


Figura 3.17. Diagrama de Bode.

3.6.5.2. Técnicas de compensación basadas en el método de la respuesta en frecuencia

Es deseable señalar que en el diseño de un sistema de control, por lo general lo más importante es el desempeño de la respuesta transitoria. En el enfoque de la respuesta en frecuencia, se especifica el desempeño de la respuesta transitoria en una forma indirecta a través de términos del margen de fase, el margen de ganancia y la magnitud del pico de resonancia, que ofrecen una estimación a grandes rasgos del amortiguamiento del sistema, la frecuencia de cruce de ganancia, la frecuencia de resonancia y el ancho de banda, la velocidad de la respuesta transitoria y las constantes de error estático, que aportan la precisión en estado estable. Aunque la correlación entre la respuesta transitoria y la respuesta en frecuencia es indirecta, las especificaciones en el dominio de la frecuencia se cumplen adecuadamente en el enfoque de las trazas de Bode.

Básicamente hay dos enfoques de diseño en el dominio de la frecuencia. Uno es el enfoque de la traza polar y el otro es el enfoque de las trazas de Bode. Cuando se añade un compensador, la traza polar no conserva su forma original, por lo que es necesario dibujar una nueva traza polar, esto toma tiempo y, por tanto, no es conveniente. En cambio, agregar las trazas de Bode del compensador a las trazas de Bode originales es sencillo y, por tanto, graficar las trazas de Bode completas no es complicado. Asimismo, si varía la ganancia en lazo abierto, la curva de magnitud se mueve hacia arriba o hacia abajo sin que

se modifique la pendiente de la curva, y la curva de fase no cambia. Por lo anterior, para propósitos de diseño, se recomienda trabajar con las trazas de Bode. En un procedimiento común de las trazas de Bode, primero se ajusta la ganancia en lazo abierto para cumplir el requerimiento sobre la precisión en estado estable. A continuación se grafican las curvas de magnitud y fase en el lazo abierto sin compensar (con la ganancia en lazo abierto recién ajustada). Si no se satisfacen las especificaciones del margen de fase y del margen de ganancia, se determina un compensador conveniente que vuelva a dar forma a la función de transferencia en lazo abierto.

En la literatura se encuentran tres técnicas de compensación basadas en el método de la respuesta de la frecuencia:

- adelanto, control PD o filtro paso altas,
- retardo, control PI o filtro paso bajas, y
- retardo-adelanto, control PID, o filtro paso banda o banda atenuada.

Al término de esta sección se incluye un listado comparando estas tres técnicas.

La compensación de adelanto produce, esencialmente, una mejora apreciable en la respuesta transitoria y un cambio pequeño en la precisión en estado estacionario, además de que puede acentuar los efectos del ruido de alta frecuencia. Respecto a la compensación por retardo, esta produce una mejora notable en la precisión en estado estacionario a costa de aumentar el tiempo de respuesta transitoria, pero disminuye los efectos de las señales de ruido a alta frecuencia. La compensación retardo-adelanto combina las características de las dos anteriores. A continuación se presentan los pasos para el diseño de cada uno de estos controladores (Ogata, 2010).

- *Adelanto*

El compensador de adelanto de fase persigue el aumento del margen de fase mediante la superposición de la curva de fase del diagrama de bode sobre el diagrama de bode del sistema a compensar. El diagrama de bode del compensador se sitúa de manera que el valor máximo de adelanto de fase se encuentre donde se espera tener la frecuencia de cruce de ganancia. La Figura 3.18 muestra este comportamiento.

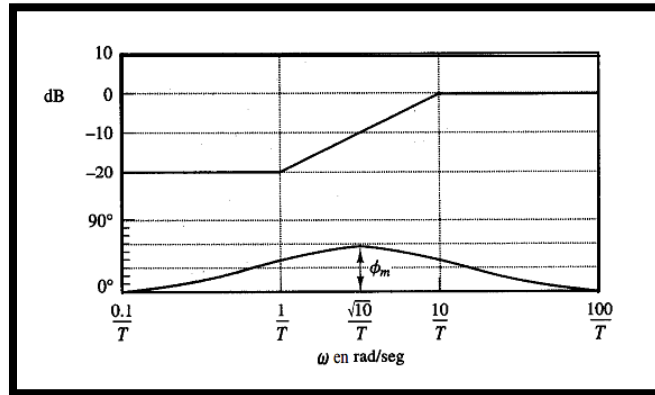


Figura 3.18. Diagrama de Bode de un compensador de adelanto de fase.

El procedimiento para diseñar un controlador de adelanto de fase, teniendo como base el sistema mostrado en la Figura 3.19, se presenta a continuación:

1. A partir de las especificaciones de comportamiento, determinar la localización deseada para los polos dominantes en lazo cerrado.
2. Por medio de una gráfica del lugar de las raíces del sistema sin compensador (sistema original), comprobar si el ajuste de la ganancia puede o no por sí solo proporcionar los polos adecuados en lazo cerrado. Si no, calcular la deficiencia de ángulo ϕ . Este ángulo debe ser una contribución del compensador de adelanto si el nuevo lugar de las raíces va a pasar por las localizaciones deseadas para los polos dominantes en lazo cerrado.

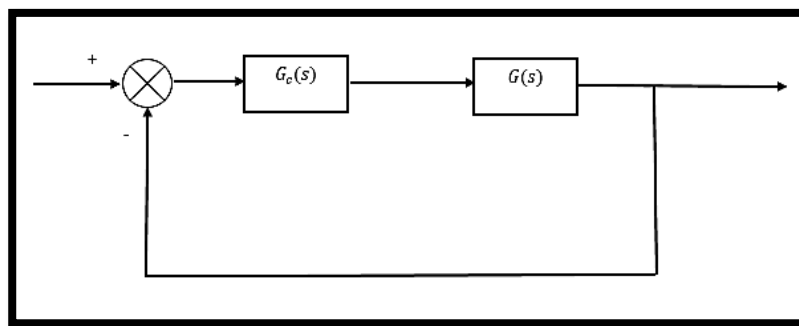


Figura 3.19. Sistema de control.

3. Suponer el siguiente compensador de adelanto de fase:

$$G_c = K_c \alpha \frac{Ts + 1}{\alpha Ts + 1} = K_c \frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{\alpha T}}, \quad (0 < \alpha < 1) \quad (3.25)$$

donde α y T se determinan a partir de la deficiencia del ángulo. K_c se determina a partir del requisito de la ganancia en lazo abierto.

4. Si no se especifican las constantes de error estático, determinar la localización del polo y del cero del compensador de adelanto, para que el compensador de adelanto contribuya al ángulo ϕ necesario. Si no se imponen otros requisitos sobre el sistema, intentar aumentar el valor de α lo más que se pueda. Un valor más grande de α , generalmente, proporciona un valor más grande de K_v , lo que es deseable, ya que:

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s G_c(s) G(s) = K_c \propto \lim_{s \rightarrow 0} s G_c(s) \quad (3.26)$$

5. Determinar el valor de K_c del compensador de adelanto a partir de la condición de magnitud.

Una vez diseñado un compensador, debe verificarse que se han cumplido todas las especificaciones de comportamiento, de lo contrario será necesario repetir el procedimiento ajustando tanto el polo como el cero del compensador hasta lograr cumplir con todas las especificaciones.

- *Retardo*

El controlador de retardo igualmente persigue el aumento del margen de fase pero mediante otra estrategia. El efecto primero del compensador es disminuir la ganancia del sistema compensado para frecuencias iguales o superiores a las frecuencias características del sistema, con lo que supuestamente debería trasladar la frecuencia de cruce de ganancia hacia valores menores. Como el margen de fase se mide a la frecuencia del cruce de ganancia, y esta se conseguiría reducir, es previsible que dicho margen aumente. El diagrama de Bode de un compensador de retardo puede ser como el mostrado en la Figura 3.20.

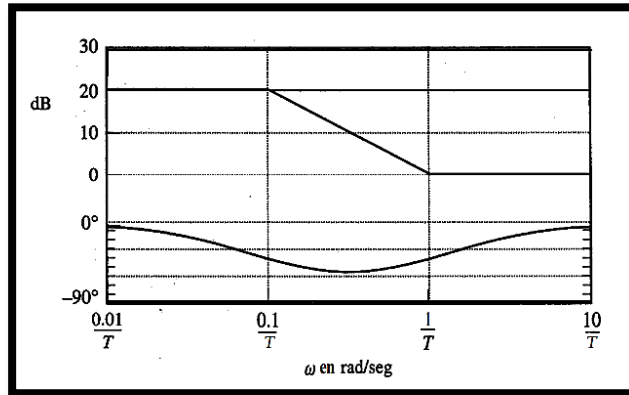


Figura 3.20. Diagrama de Bode de un compensador de retardo de fase.

El procedimiento para diseñar un controlador de retardo o PI, siguiendo la base en el sistema representado por la Figura 3.19, es el siguiente:

1. Dibujar la gráfica del lugar de las raíces para el sistema no compensado, cuya función de transferencia en lazo abierto sea $G(s)$. En función de las especificaciones de la respuesta transitoria, situar los polos dominantes en lazo cerrado en el lugar de las raíces.
2. Suponer que la función de transferencia del compensador de retardo está dado por:

$$G_c(s) = \tilde{K}_c \frac{Ts + 1}{\beta Ts + 1} = \tilde{K}_c \frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{\beta T}} \quad (\beta > 1) \quad (3.27)$$

Así, la función de transferencia en lazo abierto del sistema compensado se convierte en $G_c(s)G(s)$.

3. Calcular la constante de error estático especificada en el problema.
4. Determinar el incremento necesario en la constante de error estático para satisfacer las especificaciones.
5. Determinar el polo y el cero del compensador de retardo que producen el incremento necesario en la constante de error estático sin modificar apreciablemente los lugares de las raíces originales.
6. Dibujar una nueva gráfica del lugar de las raíces para el sistema no compensado. Localizar los polos dominantes en lazo cerrado deseados sobre el lugar de las raíces.

7. Ajustar la ganancia $\hat{K}_c$ del compensador a partir de la condición de magnitud, con la finalidad de que los polos dominantes en lazo cerrado se encuentren en la localización deseada ($\hat{K}_c$ será aproximadamente 1).

- *Retardo-adelanto*

La compensación de retardo-adelanto combina las ventajas de las compensaciones de retardo y de adelanto. Debido a que el compensador de retardo-adelanto posee dos polos y dos ceros, tal compensación aumenta en 2 el orden del sistema, a menos que ocurra una cancelación de polos y ceros en el sistema compensado.

1. A partir de las especificaciones de comportamiento dadas, determinar la localización deseada para polos dominantes en lazo cerrado.
2. Suponer que el compensador de retardo-adelanto queda representado por:

$$G_c(s) = K_c \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{\left(\frac{T_1}{\beta} s + 1\right)(\beta T_2 s + 1)} = K_c \frac{\left(s + \frac{1}{T_1}\right)\left(s + \frac{1}{T_2}\right)}{\left(s + \frac{\beta}{T_1}\right)\left(s + \frac{1}{\beta T_2}\right)} \quad (3.28)$$

donde $\beta > 1$. La función de transferencia en lazo abierto del sistema compensado es $G_c(s)G(s)$. Si se especifica la constante de error estático de velocidad K_v , determinar el valor de K_c a partir de la siguiente ecuación:

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s G_c(s) G(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s K_c G(s) \quad (3.29)$$

3. Para tener los polos dominantes en lazo cerrado en la localización deseada, calcule la contribución requerida del ángulo ϕ de la parte de adelanto de fase del compensador de retardo-adelanto.
4. Para el compensador de retardo-adelanto, seleccione una T_2 suficientemente grande, con la finalidad de

$$\left| \frac{s_1 + \frac{1}{T_2}}{s_1 + \frac{1}{\beta T_2}} \right| \quad (3.30)$$

se aproxime a la unidad, de modo que $s = s_1$ sea uno de los polos dominantes en lazo cerrado. Determinar los valores de T_1 y β a partir de las condiciones de magnitud y de ángulo.

$$\left| K_c \left(\frac{s_1 + \frac{1}{T_1}}{s_1 + \frac{\beta}{T_1}} \right) G(s_1) \right| = 1 \quad (3.31)$$

$$\left| \frac{s_1 + \frac{1}{T_1}}{s_1 + \frac{\beta}{T_1}} \right| = \phi \quad (3.32)$$

5. Utilizando el valor de β que se calculó en el paso número 4, seleccionar T_2 de tal modo que

$$\left| \frac{s_1 + \frac{1}{T_2}}{s_1 + \frac{1}{\beta T_2}} \right| \div 1 \quad (3.33)$$

$$-5^\circ < \left| \frac{s_1 + \frac{1}{T_2}}{s_1 + \frac{1}{\beta T_2}} \right| < 0^\circ \quad (3.34)$$

El valor de βT_2 , la constante de tiempo mayor del compensador de retardo-adelanto, no debe ser demasiado grande con el fin de que pueda materializarse físicamente.

La Figura 3.21 presenta un diagrama de Bode de un compensador de retardo-adelanto.

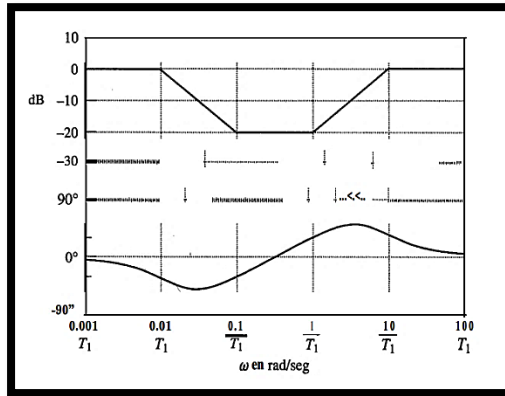


Figura 3.21. Diagrama de Bode de un compensador de retardo-adelanto.

Un listado de algunos puntos comparativos entre las compensaciones de retardo, de adelanto y de retardo-adelanto, se da a continuación:

- La compensación de adelanto proporciona el resultado deseado mediante su contribución al adelanto de la fase, en tanto que la compensación de retardo logra el resultado a través de su propiedad de atenuación en frecuencias altas.
- La compensación de adelanto se usa para mejorar los márgenes de estabilidad. La compensación de adelanto produce una frecuencia de cruce de ganancia más alta que la que puede obtenerse con la compensación de retardo. La frecuencia de cruce de ganancia más alta significa un mayor ancho de banda. Un ancho de banda grande significa una reducción en el tiempo de asentamiento. Sin embargo, si hay señales de ruido presentes, tal vez no sea conveniente un ancho de banda grande, dado que éste hace al sistema más susceptible a las señales de ruido, debido al incremento en la ganancia de frecuencia alta.
- La compensación de adelanto requiere de un incremento adicional en la ganancia a fin de compensar la atenuación inherente a la red de adelanto. Esto significa que la compensación de adelanto requiere de una ganancia mayor que la que requiere la compensación de retardo. Una ganancia mayor casi siempre implica un mayor espacio, mayor peso y un costo más alto.
- La compensación de retardo reduce la ganancia del sistema en las frecuencias más altas sin reducirla en las frecuencias más bajas. Dado que el ancho de banda del sistema se reduce, éste responde a una velocidad más lenta. Debido a la ganancia reducida en la frecuencia alta, la ganancia total del sistema se incrementa y, por tanto, también se incrementa la ganancia de frecuencia baja y mejora la precisión en estado estable. Asimismo, los ruidos de frecuencia alta implícitos en el sistema se atenúan.
- Si se desean respuestas rápidas y suficiente precisión estática, se usa un compensador de retardo-adelanto. Éste incrementa la ganancia de frecuencias bajas (lo cual significa un mejoramiento en la precisión en estado estable) y, al mismo tiempo, se incrementa el ancho de banda y los márgenes de estabilidad del sistema.
- Aunque con los compensadores de adelanto, de retardo o de retardo-adelanto se realiza una mayor cantidad de tareas prácticas de compensación, para los sistemas complicados, una compensación simple mediante estos compensadores tal vez no produzca resultados satisfactorios. En este caso,

deben emplearse diferentes compensadores con distintas configuraciones de polos y ceros.

En la Figura 3.22 (a) se observa una curva de respuesta escalón unitario y una curva de respuesta rampa unitaria de un sistema no compensado. Las curvas comunes de respuesta escalón unitario y rampa unitaria para el sistema compensado mediante una red de adelanto, de retardo y de retardo-adelanto se observan en las Figuras 3.22 (b), (c) y (d), respectivamente. El sistema con un compensador de adelanto presenta una respuesta más rápida, en tanto que aquél con un compensador de retardo presenta la respuesta más lenta, pero con un notable mejoramiento en la respuesta rampa unitaria. El sistema con un compensador de retardo-adelanto logra un equilibrio y un mejoramiento razonable tanto en la respuesta transitoria como en la respuesta en estado estable. Las curvas de respuesta mostradas representan la naturaleza de los mejoramientos que se esperan al usar los distintos tipos de compensadores.

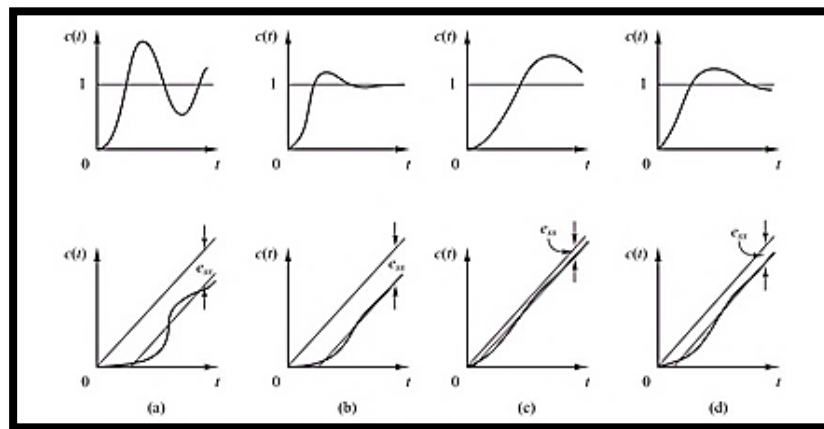


Figura 3.22. Curvas de respuesta escalón unitario y rampa unitaria: (a) sistema no compensado; (b) sistema con compensador de adelanto; (c) sistema con compensador de retardo y (d) sistema con compensador de retardo-adelanto.

Con la información presentada en esta sección se resume que el diseño de un compensador que satisfaga las especificaciones dadas (en términos de margen de fase y margen de ganancia) se puede realizar en el diagrama de Bode de una manera simple y directa. Aunque es importante mencionar que no todos los sistemas se pueden compensar con las técnicas aquí mencionadas. En algunos casos se pueden utilizar compensadores con ceros y polos.

3.6.6. Optimización de restricciones para el diseño del controlador

Otro método para el diseño de un controlador es el de la optimización de restricciones, el cual es utilizado con la finalidad de obtener el tiempo de respuesta deseado garantizando al mismo tiempo la robustez. Se deben definir los siguientes tres elementos: Objetivo y estructura de control, criterio de optimización (función de costo), y restricciones (Espinoza, et al., 2006). A continuación se describe cada uno de estos elementos.

3.6.6.1. Objetivo de control y estructura de control

El objetivo de control deberá contar con las siguientes capacidades:

- *Seguimiento*. Esto se refiere a seguir una señal de referencia pre-almacenada o en tiempo real (problema del servomecanismo).
- *Control de la varianza*, es decir, manteniendo la salida del sistema en un punto de ajuste mientras se recupera, tan pronto como sea posible, de perturbaciones (problema regulación).

Para lograr el objetivo antes mencionado, se deben optimizar los parámetros K_p , K_I , K_D , K_{DD} , α , β y γ , del PID de la acción de realimentación, en donde los últimos cuatro son parámetros de diseño. De esta forma se tiene que el controlador es representado por:

$$U(s) = K_p(\alpha R(s) - Y(s)) + \frac{K_I}{s}(R(s) - Y(s)) + K_D \frac{s}{s + P_d}(\beta R(s)Y(s)) \quad (3.35)$$

$$+ K_{DD} \frac{s^2}{(s + P_d)^2}(\gamma R(s) - Y(s)) + reinicio manual$$

En la Figura 3.23 se muestra un diagrama de bloques del controlador definido en (3.35). Este esquema de control, es una estructura que permite la regulación y el seguimiento en entornos industriales ante perturbaciones externas. Cuenta con un lazo PD que permite regulación y una entrada adicional para cambiar de modo automático a manual. Se ha seleccionado esta estructura ya que posee las características para ser implementadas en una planta que será utilizada en tiempo real.

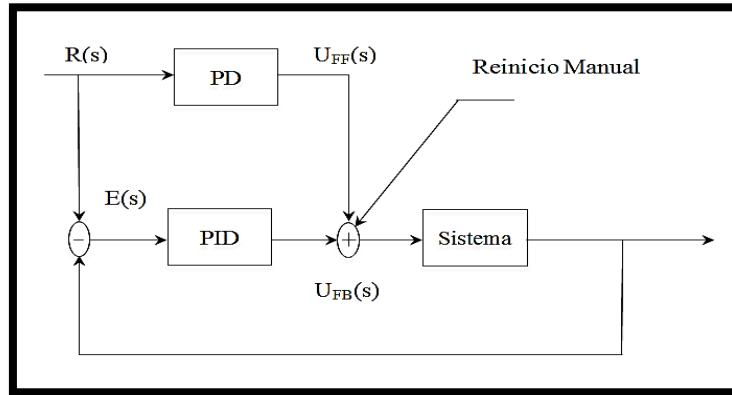


Figura 3.23. Control PID de una planta con acción de realimentación PD y reinicio manual.

3.6.6.2. Criterio de optimización

Una vez que el objetivo de control y la estructura del controlador se han seleccionado, el siguiente paso en la sintonización es seleccionar el criterio para evaluar los controladores durante la optimización. Para la optimización se pueden utilizar criterios de respuesta en el tiempo y criterios de error. Para el criterio de respuesta en el tiempo, la optimización minimiza el tiempo que se necesita para llegar al punto dado en la respuesta escalón. Alternativamente, un criterio de error global evalúa la señal de error en un periodo de tiempo (N muestras) en respuesta a una referencia escalón. La idea es capturar en un solo número el total de desviación entre la referencia y la salida del sistema. Los criterios generales de error que pueden ser utilizados son los siguientes:

- Integral del error absoluto (IAE)

$$IAE = \sum_{k=1}^N |e_k| \quad (3.36)$$

- Energía

$$E = \sum_{k=1}^N e_k^2 \quad (3.37)$$

- Integral del tiempo multiplicada por el valor absoluto del error ($ITAE$)

$$ITAE = \sum_{k=1}^N k |e_k| \quad (3.38)$$

3.6.6.3. Optimización de Restricciones

La optimización de los parámetros del controlador basándose únicamente en los criterios de optimización, frecuentemente resulta en un controlador con un comportamiento no satisfactorio, por lo que se pueden incluir las siguientes restricciones:

- *Overshoot* (sobre impulso). Esta restricción permite especificar el *overshoot* máximo permisible. Esta restricción solamente puede ser llamada por el control de seguimiento.
- *Saturación*. Las limitaciones de saturación restringen las acciones del controlador para límites físicos del actuador, evitando así el fenómeno del *windup*, lo cual puede resultar en un rendimiento pobre o en inestabilidad.
- *Ganancia de Alta Frecuencia*. Esta restricción en la ganancia del controlador limita los efectos de la medición de ruido de alta frecuencia en el actuador. Seleccionando la frecuencia máxima de alta ganancia (*HFG*), proporciona una compensación entre la velocidad del controlador y su sensibilidad al ruido. Cuando *HFG* se selecciona para que sea demasiado pequeña, el controlador reacciona lentamente en el seguimiento y control de la varianza.

3.6.7. Modificaciones de los esquemas de control PID

En el sistema PID básico (Figura 3.24) (Ogata, 2010), si la entrada es un escalón, la parte derivativa hace que la acción de control contenga un impulso. Incluso con el filtro de la parte derivativa, se producirá un pulso de cierta duración. Este efecto se denomina *kick off* o patada en el punto de consigna. Para solucionarlo se proponen los esquemas PI-D e I-PD.

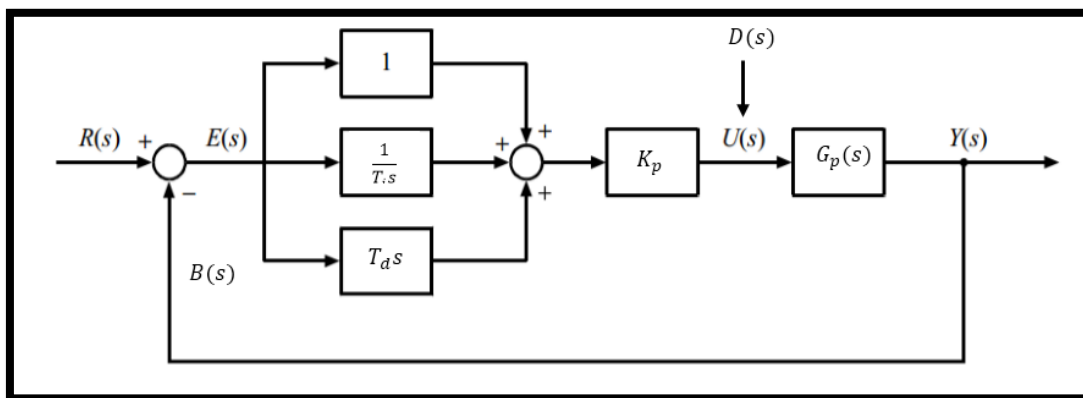


Figura 3.24. Diagrama de bloques de un sistema controlado.

3.6.7.1. Controlador PI-D

Para evitar el fenómeno *kick off* se puede operar la acción derivativa sólo en el camino de realimentación, a fin de que la diferenciación ocurra únicamente en la señal de realimentación y no en la señal de referencia. El esquema de control para este fin se denomina control PI-D. La Figura 3.25 muestra un sistema con un control PI-D.

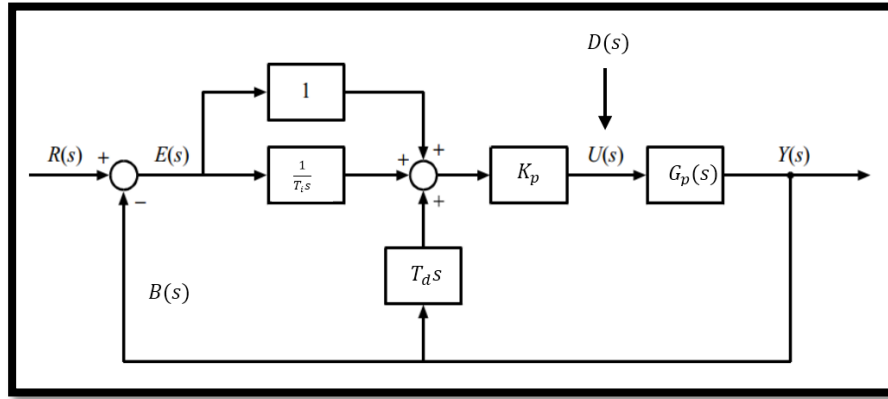


Figura 3.25. Sistema de control PI-D.

Observando la Figura 3.25, se tiene que la señal manipulada $U(s)$ está dada por (3.39):

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) R(s) - K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) B(s) \quad (3.39)$$

En ausencia de perturbaciones y ruido, la función de transferencia en lazo cerrado del sistema de control PID básico (Figura 3.24) y el sistema de control PI-D (Figura 3.25), se obtienen, respectivamente mediante (3.40):

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \frac{K_p G_p(s)}{1 + \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) K_p G_p(s)} \quad (3.40)$$

y

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \frac{K_p G_p(s)}{1 + \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) K_p G_p(s)} \quad (3.41)$$

Se hace notar que en ausencia de la entrada de referencia y de ruido, la función de transferencia en lazo cerrado entre la perturbación $D(s)$ y la salida $Y(s)$ es igual en cualquier caso y se obtiene con:

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{G_p(s)}{1 + K_p G_p(s) \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right)} \quad (3.42)$$

3.6.7.2. Controlador I-PD

De nuevo se considera que la entrada de referencia es una función escalón. Tanto el control PID como el control PI-D implican una función escalón en la señal manipulada. En ocasiones este cambio escalón en la señal manipulada puede no resultar conveniente. En ese caso convendría mover la acción proporcional y la acción derivativa al camino de realimentación, con la finalidad de que estas acciones sólo afecten a la señal de realimentación. La Figura 3.26 presenta el esquema de control mencionado, el cual se denomina I-PD.

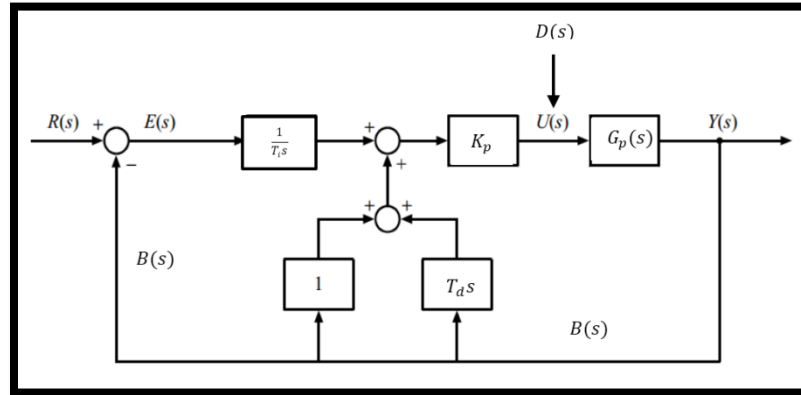


Figura 3.26. Sistema de control I-PD.

La señal manipulada está dada por la siguiente expresión:

$$U(s) = K_p \frac{1}{T_i s} R(s) - K_p \left(1 + \frac{1}{T_s} + T_d s\right) B(s) \quad (3.43)$$

Se observa que la entrada de referencia $R(s)$ sólo aparece en la parte de control integral. Por tanto, en el control I-PD es imprescindible tener la acción de control integral para una operación adecuada del sistema de control.

La función de transferencia en lazo cerrado $Y(s)/R(s)$ en ausencia de las entradas de perturbación y ruido está representada por:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \left(\frac{1}{T_i s} \right) \frac{K_p G_p(s)}{1 + K_p G_p(s) \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)} \quad (3.44)$$

En ausencia de la entrada de referencia y de ruido, la función de transferencia en lazo cerrado entre la entrada de perturbación y la salida está dada por (3.42) al igual que para el control PID y el control PI-D.

3.7. Implementación

Los controladores PID fueron originalmente implementados usando técnicas analógicas. Los sistemas antiguos (Améstegui M., 2001), utilizaban relés neumáticos y otros dispositivos. Los motores eléctricos con relés, circuitos realimentados y amplificadores operacionales fueron usados posteriormente. Muchas de las características como el *windup* y las derivaciones de la salida del proceso, en lugar del error de control, fueron incorporadas en la implementación. En la actualidad, es una práctica común implementar controladores PID con técnicas digitales usando microprocesadores, de tal forma que algunas de las viejas prácticas han sido redescubiertas.

A continuación se presenta una descripción breve de tres consideraciones respecto a la implementación de controladores PID en computadoras digitales y se detalla un poco más sobre las tecnologías de implementación digital.

3.7.1. Muestreo, Discretización y Cuantización

Muchos aspectos deben ser considerados con respecto a las implementaciones digitales estando entre los más importantes aquellos que tienen que ver con el muestreo, la discretización y la cuantización (Améstegui M., 2001).

3.7.1.1. Muestreo

Cuando se usa una computadora digital para implementar una ley de control, todo el procesamiento de señales se hace en instantes de tiempo discretos. La secuencia de operaciones es como sigue:

1. Esperar una interrupción proveniente de un reloj de tiempo real.
2. Leer la entrada analógica a través del puerto de entrada/salida.
3. Calcular la señal de control, utilizando el algoritmo de control preestablecido.
4. Enviar la salida analógica al puerto de entrada/salida.

5. Actualizar las variables del controlador que serán utilizadas en el siguiente instante de muestreo.
6. Regresar al primer paso.

Las acciones de control están basadas en los valores de la salida del proceso obtenidos solamente en instantes discretos en el tiempo. Este procedimiento se llama “muestreo”, y el caso normal es que las señales son muestreadas periódicamente con un período determinado.

3.7.1.2. Discretización

Para implementar una ley de control de tiempo continuo, como un controlador PID, en una computadora digital, es necesario aproximar las derivadas y las integrales que aparecen en la ley de control. Algunas opciones de hacerlo son las siguientes:

- Reemplazando las variables continuas con sus versiones muestreadas, hablando de la acción proporcional.
- Respecto a la acción integral, la implementación se puede realizar mediante aproximación de la ecuación con “Diferencias hacia adelante”, “Diferencias hacia atrás”, “Aproximación de Tustin y equivalencia rampa”.
- La acción derivativa, también puede aproximarse, de la misma manera que la acción integral, por “Diferencias hacia adelante”, “Diferencias hacia atrás”, “Aproximación de Tustin y equivalencia rampa”.

3.7.1.3. Cuantización

Una computadora digital permite sólo precisión finita en los cálculos. Algunas veces es difícil implementar el término integral en computadoras con longitud de palabra corta, ya que los términos de corrección normalmente son pequeños en comparación con otros términos y pueden ser redondeados a cero, a menos que la longitud de la palabra sea suficientemente grande. Este efecto de redondeo a cero da lo que se conoce como “*offset de integración*”. Con la finalidad de evitar este redondeo, es necesario tener una precisión de al menos 20 bits. Aun así, se requieren más bits para obtener valores numéricos significativos.

3.7.2. Tecnologías de implementación digital de controladores

De acuerdo a (Pratibha R. & Prasad, 2014), se pueden mencionar dos enfoques para la implementación de sistemas de control utilizando tecnología digital. El primer enfoque se basa en el software que implica una interacción memoria-procesador. La memoria mantiene la aplicación del programa, mientras que el procesador hace la búsqueda, decodifica y ejecuta las instrucciones del programa. Los controladores lógicos programables (*PLCs*), microcontroladores, microprocesadores, procesadores de señales digitales (*DSP*), Instrumentación Virtual, y las computadoras de propósito general son ejemplos de sistemas de control con la aplicación de software. El segundo enfoque se basa en el hardware, tal como las matrices de puertas programables de campo *FPGAs* (*Field Programmable Gate Arrays*), son circuitos integrados configurables utilizados para implementar funciones lógicas, son equipos con cable suave.

Respecto al primer enfoque en (Li, et al., 2006) se encuentra que la falta de un modelo matemático que pueda ser ampliamente aplicable es compensada por el desarrollo de software de fácil uso para la sintonización de controladores PID, que combina varios métodos de diseño en un solo paquete y permite a un ingeniero con conocimientos de control o de la planta, sintonizar un controlador PID eficiente y óptimamente para varias aplicaciones. Estas herramientas de software pueden mejorar el desempeño del sistema, la calidad de la producción, y eficiencia sin necesidad de invertir mucho tiempo y recursos humanos.

La mayoría de los paquetes requieren un modelo de la planta en el dominio del tiempo antes de que el controlador sea diseñado. El modelo de planta ampliamente adoptado es el de primer orden con tiempo muerto o retardo (sección 2.4.1), mostrando en la Tabla 3.3 de este capítulo, la manera de obtener los parámetros para dicho modelo.

Para el enfoque relacionado con el hardware se menciona que aunque existen interfaces análogas de controladores PID, como el controlador PID analógico SIM960 de *Stanford Research Systems*, los módulos comerciales de hardware son principalmente digitales. Estos módulos se ejecutan en una computadora dedicada, que pueden implementar características que se encuentran en los paquetes de software PID (Li, et al., 2006). También se tienen disponibles módulos de propósito general y de adquisición de datos con software PID para implementación en línea. Tanto *National Instruments*™ como *Advantech Co., Ltd.*; tienen disponibles este tipo de módulos en los que se maneja el software *LabVIEW*™ para el primero y *ADAMView*® para el segundo, ambos basados en

entornos de desarrollo gráfico para la creación de aplicaciones de prueba, medidas y controles flexibles y escalables de forma rápida.

Es importante hacer énfasis en que la Instrumentación Virtual es una tecnología actual que está teniendo un impacto significativo hoy en día en la industria, la educación y la investigación. La Instrumentación Virtual (Salim, et al., 2013) es un conjunto de instrumentos creados en software y que residen en una computadora. El sistema se basa en el equipo, incluyendo una gran cantidad de equipos de hardware y el usuario diseña el panel virtual y procedimiento para lograr el objetivo y las pruebas de control. Recientemente la tecnología basada en Instrumentación Virtual se ha aplicado de manera amplia en diversos campos, tales como el control industrial, la comunicación, la automatización, la producción de energía eléctrica y electrónica industrial. Existen diferentes enfoques de control de los cuales algunos dependen del tipo del comportamiento del actuador, y es por ello que se deben realizar ajustes de los parámetros PID en busca de obtener la respuesta óptima.

Se deben considerar, como algo muy importante, los siguientes criterios al momento de seleccionar el tipo de tecnología para llevar a cabo la implementación:

- *Costos mínimos.* Se refiere a que la implementación no represente una fuerte inversión.
- *Documentación.* La disponibilidad de la documentación sobre la tecnología es indispensable ya que se recomienda sea parte de la comunidad de control.
- *Ambiente flexible.* Que los usuarios puedan implementar el proceso de diseño y simulación totalmente en un solo ambiente con una interface flexible y que se adapte a sus necesidades de manera cómoda.

CAPÍTULO IV

APLICACIÓN DE LA METODOLOGÍA Y RESULTADOS

El presente capítulo contiene secciones respecto al modelado del sistema de planta industrial y la simulación basada en modelo, describiendo la obtención de las distintas expresiones matemáticas que llevan a representar la dinámica del sistema así como la parte experimental. Una mención breve de ese contenido se tiene enseguida.

En la primera parte, 4.1, se tiene la descripción general del sistema de planta industrial en estudio así como su puesta en marcha.

La sección 4.2 contiene el desarrollo sobre el modelo de la planta tomando en consideración dos tipos de técnicas: analítica y experimental.

Se continúa con la presentación de las señales de respuesta obtenidas a través de la simulación con ambos modelos, en la sección 4.3.

La obtención de los parámetros para el diseño de controladores P, PI y PID, se expone en el desarrollo del punto 4.4, así como las señales de respuesta de cada tipo de controlador para el modelo correspondiente.

A continuación la validación del modelo experimental, es documentada en la sección 4.5.

Para la validación de la Metodología de análisis, se utilizó el paquete computacional MATLAB® (The MathWorks, 2010), con la finalidad de codificar los programas correspondientes para la simulación del sistema de control diseñado.

Se incluye la presentación de las señales de respuesta generadas al realizar pruebas de robustez del modelo experimental en la sección 4.6.

El equipo industrial tiene integrado el modulo ADAM-4022T (Advantech, 2014) y el software ADAMView® (Advantech, 2000), los cuales han sido utilizados como herramientas en el proceso de implementación y de *data logger*.

Para terminar con este capítulo, en la sección 4.7, se presenta el desarrollo del diseño e implementación simulada de la técnica del Predictor de Smith, lo anterior aplicado al sistema en estudio.

4.1. Descripción de la planta

El desarrollo de este trabajo gira en torno de una planta industrial, la cual es un sistema de dos tanques interconectados en los que se maneja líquido, que para este caso de estudio es agua. Los detalles del sistema y su puesta en marcha es lo que incluyen los puntos 4.1.1 y 4.1.2, respectivamente.

4.1.1. Sistema de Planta Industrial

El sistema de planta industrial es de la marca *GADU* modelo G500, el cual está formado principalmente por las siguientes partes: sensor de flujo (1/2 pulgada, 19-30 Vcd, 0.05 Lts. / min), *driver* para control de bomba, servo-válvula, tablero de control, computadora industrial, módulo ADAM-4022T (Advantech, 2014), y software de programación ADAMView® (Advantech, 2000).

La finalidad de esta Planta Industrial de entrenamiento, es que el usuario se familiarice y aprenda a utilizar equipos que actualmente se emplean tanto en la industria nacional como internacional, considerándose entonces como una herramienta que permite de forma práctica configurar un sistema de control, entendiendo simultáneamente el funcionamiento de los otros elementos involucrados en el proceso del control de nivel de líquidos. Así mismo, con esta planta, se tiene la capacidad de desarrollar interfaces Hombre-Máquina, las cuales son de suma importancia en la industria.

4.1.1.1. Especificaciones técnicas

Las especificaciones técnicas de la Planta se basan en el tipo de alimentación, fuente de alimentación y software, las cuales son:

- Alimentación general 120 CA, 60 Hz.
- Fuente de alimentación de 24 VCD, 3 Amp.
- Software de configuración ADAM 4000 utility.

- Software de programación ADAMView® (Advantech, 2000).

4.1.1.2. Partes del sistema

Las partes principales que forman la planta industrial son un sensor de flujo o caudalímetro, una bomba, driver para control de bomba, tablero de control, computadora Industrial y Modulo ADAM-4022T (Advantech, 2014). Figura 4.1.

Una descripción breve e imagen ampliada de estas partes, se encuentran en las Tablas 4.1 y 4.2, en donde también se aprecian los elementos instalados en la caja de control.

4.1.2. Puesta en marcha

En el Anexo A se presenta un manual en donde se describen las actividades a realizar para la puesta en marcha del equipo.

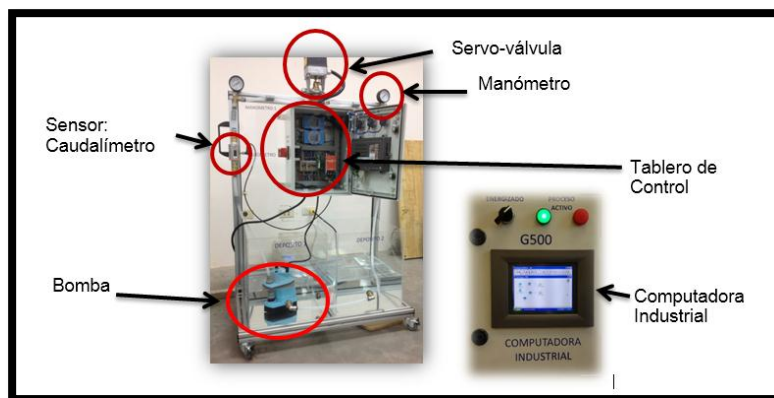


Figura 4.1. Planta Industrial.

4.2. Modelado de la planta

Siguiendo el diagrama de la Figura 3.1, el primer paso en el proceso de modelación, es la determinación del modelo que represente la dinámica del sistema en estudio y el cual puede ser obtenido analíticamente y/o experimentalmente. En esta sección se presentan tanto el desarrollo analítico como el experimental que fueron realizados para la obtención de las expresiones que representan la dinámica del sistema.

De acuerdo a las leyes físicas, cuando un sistema hidráulico incorpora más de un depósito para el líquido, es necesario aplicar el principio de conservación de la materia, (referencia ecuación 3.2), el cual se puede aplicar a cada elemento a su vez. Sin embargo,

existe un acoplamiento entre los tanques, y la naturaleza de este acoplamiento depende de la configuración precisa de los mismos tanques y de las condiciones de apertura.

Tabla 4.1. Partes del sistema de planta industrial.

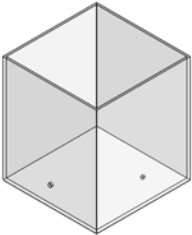
Componente	Nombre y descripción
	Tanque Dimensiones exteriores: 400 mm de alto por 345 mm de largo y 345 mm de ancho, con un espesor de acrílico de 5 mm.
	Bomba Es un motor de AC, aislado totalmente permitiendo la alimentación hidráulica, con capacidad de 1/6 HP. Es el actuador que permite circular el fluido a través de la manguera.
	Servoválvula Es una válvula mecánica mezcladora de tres vías, con acoplamiento automático para actuadores eléctricos y neumáticos. Es el actuador eléctrico, que funciona a partir de una señal analógica, para permitir el funcionamiento de la válvula mecánica, y así dé paso al fluido en el porcentaje establecido.
	Sensor de flujo Es un sensor electrónico utilizado en el sistema de control, el cual mide la cantidad de líquido que pasa a través de la manguera desplegando esa cantidad en su la pantalla y generando una señal proporcional al flujo.
	Tablero o gabinete de control En el gabinete, se encuentran los elementos necesarios para ingresar información al sistema así como conocer el estado del mismo.

Tabla 4.2. Elementos instalados en el gabinete de control.

Componente	Nombre/Descripción
	Módulo ADAM-4022T Módulo que basa su funcionamiento en un microcontrolador, y tiene como objetivo controlar el proceso por lo que posee un sistema de lazo cerrado, teniendo una exactitud de $\pm 15\%$ en sus señales de entrada y de salida. Este módulo tiene comunicación con la computadora industrial.
	Fuente de voltaje Esta fuente de voltaje proporciona una salida de 24 V CD, la cual sirve para alimentar los dispositivos de control: Sensor, Controlador y Actuador.
	Computadora Industrial Se cuenta con una PC industrial para aplicaciones específicas HMI (Interface Hombre-Máquina), cuenta con tecnología <i>Touch Screen</i> y con sistema operativo Windows XP el cual está instalado en una <i>compact flash</i> de 4 Gb.

En la Figura 4.2, se muestra un diagrama esquemático del sistema en estudio, en el cual además de señalar el sentido del flujo del líquido, se presentan algunas de las variables a considerar en el desarrollo del modelo que de igual manera son mostradas explícitamente en la Tabla 4.3.

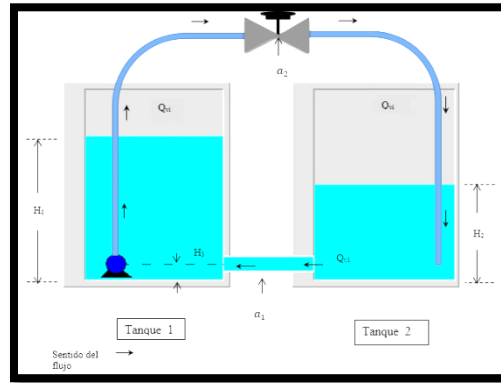


Figura 4.2. Diagrama esquemático del sistema de dos tanques.

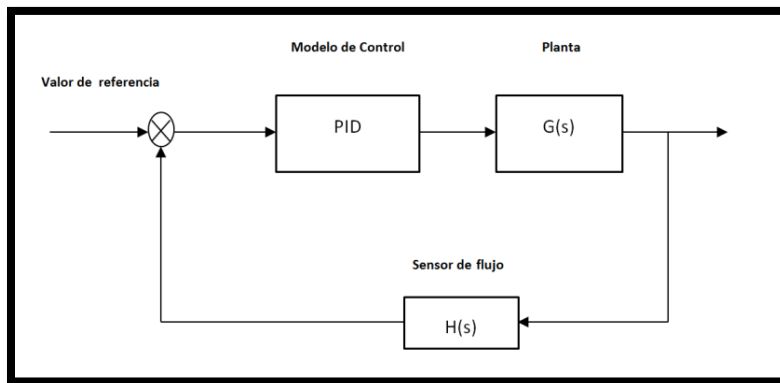


Figura 4.3. Diagrama de bloques general.

Tabla 4.3. Descripción de variables representadas en la Figura 4.2.

Variable	Descripción
a_1	Representa el área de la sección transversal del conducto entre ambos tanques.
a_2	Representa el área transversal del orificio de la servo-válvula a través del cual sale el flujo de líquido hacia el tanque 1.
Q_{vi}	Volumen de flujo de salida del tanque 1 y entrada al tanque 2.
Q_{v1}	Volumen de flujo de salida del tanque 2 hacia el tanque 1.
H_1	Altura de nivel de líquido en el tanque 1.
H_2	Altura de nivel en el tanque 2.
H_3	Altura definida entre el centro del orificio entre tanque 1 y tanque 2 a la base.

4.2.1. Modelo analítico

Siguiendo el enfoque utilizado en el capítulo II, sección 2.2.2.1, la ecuación que describe la dinámica del tanque 1, tiene la forma:

$$A_1 \frac{dH_1}{dt} = Q_{v1} - Q_{vi} \quad (4.1)$$

De manera similar, se representa el comportamiento para el tanque 2 con:

$$A_2 \frac{dH_2}{dt} = Q_{vi} - Q_{v1} \quad (4.2)$$

Considerando los orificios que conectan a los dos tanques y el conducto de la bomba sumergible por donde sale el flujo, como orificios simples, se puede considerar que las tasas de flujo sean relacionadas con la altura del nivel de líquido a través de (4.3) y (4.4).

$$Q_{v1} = C_{d1} a_1 (2g(H_1 - H_3))^{1/2} \quad (4.3)$$

$$Q_{vi} = C_{d2} a_2 (2g(H_2 - H_1))^{1/2} \quad (4.4)$$

en donde g representa la constante gravitacional.

4.2.1.1. Linealización del modelo

De acuerdo a (Murray-Smith, 1995) para estudios de diseño de sistemas de control se recomienda considerar un modelo linealizado en el cual las variables del modelo representan pequeñas variaciones respecto a los valores en estado estacionario. Con lo anterior, la variable del flujo de entrada está dada por q_{vi} , representando pequeñas variaciones respecto a una tasa de flujo estable Q_{vi} . De igual manera, las otras variables representan pequeñas variaciones respecto a los valores constantes q_{v1} en Q_{v1} , h_1 en H_1 y h_2 en H_2 . En el estado estacionario tenemos entonces la siguiente representación:

$$Q_{vi} = Q_{v1} \quad (4.5)$$

$$q_{v1} - q_{vi} = A_1 \frac{dh_1}{dt} \quad (4.6)$$

$$q_{vi} - q_{v1} = A_2 \frac{dh_2}{dt} \quad (4.7)$$

Partiendo de (4.4), se observa que Q_{vi} es una función tanto de H_1 como de H_2 . Por lo tanto, al obtener una representación linealizada, la pequeña variación en flujo, q_{vi} , debe depender de la estabilidad en los niveles H_1 y H_2 respecto a los cuales el sistema se encuentre trabajando. En general, una forma de escribirlo es como sigue:

$$q_{vi} = \frac{\partial Q_{vi}}{\partial H_1} h_1 + \frac{\partial Q_{vi}}{\partial H_2} h_2 \quad (4.8)$$

Diferenciando (4.8) parcialmente con respecto a H_1 y H_2 , se tiene:

$$q_{vi} = \frac{C_{d2} a_2 (2g)^{1/2}}{2(H_2 - H_1)^{1/2}} (h_2 - h_1) \quad (4.9)$$

Con (4.9), se representa el comportamiento dinámico del flujo a la salida del orificio a_2 , es decir, a la salida de la servo-válvula y para representarlo como tal, se define $w = C_{d2} a_2 (2g)^{1/2}$, en donde C_{d2} es el coeficiente de descarga del orificio de la válvula. Así (4.9) se reduce a la siguiente expresión:

$$q_{vi} = \frac{w}{2(H_2 - H_1)^{1/2}} (h_2 - h_1) \quad (4.10)$$

De la misma manera, se obtiene que:

$$q_{v1} = \frac{\partial Q_{v1}}{\partial H_2} h_2 = \frac{C_{d1} a_1 (2g)^{1/2}}{2(H_1 - H_3)^{1/2}} h_2 \quad (4.11)$$

En donde C_{d1} , es el coeficiente de descarga entre el tanque 1 y el tanque 2.

Llevando a cabo la sustitución de q_{vi} y q_{v1} en (4.6) y (4.7), se obtiene que:

$$A_1 \frac{dh_1}{dt} = q_{v1} - \alpha_1 (h_2 - h_1) \quad (4.12)$$

$$A_2 \frac{dh_2}{dt} = \alpha_1 (h_2 - h_1) - \alpha_2 h_2 \quad (4.13)$$

en donde

$$\alpha_1 = \frac{w}{2(H_2 - H_1)^{1/2}} \quad (4.14)$$

y

$$\alpha_2 = \frac{C_{d1}a_1(2g)^{1/2}}{2(H_1 - H_3)^{1/2}} \quad (4.15)$$

Desarrollando y reorganizando (4.12) y (4.13) con la finalidad de obtener un modelo matricial, se tiene:

$$\frac{dh_1}{dt} = \frac{q_{v1}}{A_1} - \frac{\alpha_1}{A_1}h_2 + \frac{\alpha_1}{A_1}h_1 \quad (4.16)$$

$$\frac{dh_2}{dt} = \frac{\alpha_1}{A_2}h_2 - \frac{\alpha_1}{A_2}h_1 - \frac{\alpha_2}{A_2}h_2 \quad (4.17)$$

$$\frac{dh_2}{dt} = -\frac{\alpha_1}{A_2}h_1 + \frac{(\alpha_1 - \alpha_2)}{A_2}h_2 \quad (4.18)$$

Partiendo de (4.16) y (4.18), el modelo de segundo orden en espacio de estados es obtenido, quedando expresado de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_1}{A_1} & -\frac{\alpha_1}{A_1} \\ \frac{(\alpha_1 - \alpha_2)}{A_2} & -\frac{\alpha_1}{A_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{A_1} \\ 0 \end{bmatrix} q_{v1} \quad (4.19)$$

Haciendo uso de la Transformada de Laplace y aplicando algunos pasos, se obtiene la descripción de la función de transferencia que relaciona las alturas h_1 y h_2 con la tasa del flujo de entrada q_{v1} . Lo dicho anteriormente se aprecia en las siguientes expresiones:

$$\frac{h_2(s)}{q_{v1}(s)} = \frac{\frac{1}{\alpha_2}}{1 + \frac{(A_1\alpha_1 + A_2\alpha_1 + A_2\alpha_2)}{\alpha_1\alpha_2}s + \frac{A_1A_2}{\alpha_1\alpha_2}s^2} \quad (4.20)$$

$$\frac{h_1(s)}{q_{v1}(s)} = \frac{\frac{(\alpha_1 - \alpha_2)}{\alpha_1\alpha_2} \left(1 + s \frac{A_2}{\alpha_1 + \alpha_2}\right)}{1 + \frac{(A_1\alpha_1 + A_2\alpha_1 + A_2\alpha_2)}{\alpha_1\alpha_2}s + \frac{A_1A_2}{\alpha_1\alpha_2}s^2} \quad (4.21)$$

Tanto la función de transferencia representada en (4.20) como en (4.21), involucran un par de polos simples y la ecuación característica puede ser representada para ambos casos como:

$$(1 + sT_1)(1 + sT_2) = 1 + \frac{(A_1\alpha_1 + A_2\alpha_1 + A_2\alpha_2)}{\alpha_1\alpha_2}s + \frac{A_1A_2}{\alpha_1\alpha_2}s^2 = 0 \quad (4.22)$$

$$1 + s(T_1 + T_2) + s^2 T_1 T_2 = 0 \quad (4.23)$$

en donde

$$T_1 T_2 = \frac{A_1 A_2}{\alpha_1 \alpha_2} \quad (4.24)$$

$$T_1 + T_2 = \frac{A_1 \alpha_1 + A_2 \alpha_1 + A_2 \alpha_2}{\alpha_1 \alpha_2} \quad (4.25)$$

$$T_3 = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{\alpha_1 \alpha_2} \quad (4.26)$$

$$T_4 = \frac{A_2}{\alpha_1 + \alpha_2} \quad (4.27)$$

$$T_5 = \frac{1}{\alpha_2} \quad (4.28)$$

Sustituyendo de (4.24) a (4.28), en (4.20) y (4.21), las siguientes expresiones son obtenidas:

$$\frac{h_2(s)}{q_{v1}(s)} = \frac{T_5}{1 + s(T_1 + T_2) + s^2 T_1 T_2} \quad (4.29)$$

$$\frac{h_1(s)}{q_{v1}(s)} = \frac{T_3(1 + sT_4)}{1 + s(T_1 + T_2) + s^2 T_1 T_2} \quad (4.30)$$

En la plataforma de MATLAB® (The MathWorks, 2010) se genera el código para obtener la respuesta a una entrada escalón para h_2 , modelo formado por (4.29).

De manera general, es importante mencionar las siguientes consideraciones para la operación adecuada del sistema:

- $H_2 > H_1 > 0.1900 \text{ m}$
- $H_{1min} = 0.2000 \text{ m}, H_{1max} = 0.3600 \text{ m}$
- $H_{2min} = 0.2200 \text{ m}, H_{2max} = 0.3800 \text{ m}$
- Los datos especificados en la Tabla 4.4.

Particularmente se consideran los puntos de operación especificados en la Tabla 4.5 como Caso I, II y III, para la generación de respuestas con el código de MATLAB elaborado.

Tabla 4.4. Parámetros para el sistema de dos tanques.

Símbolo	Descripción del parámetro	Valor
A_1	Área transversal del tanque 1.	0.119025 m ²
A_2	Área transversal del tanque 2.	0.119025 m ²
a_1	Área del orificio entre tanque 1 y tanque 2.	0.0001266 m ²
a_2	Área del orificio de salida hacia tanque 2.	0.0000716363 m ²
C_{d1}	Coefficiente de descarga para el orificio entre tanque 1 y tanque 2.	0.75
C_{d2}	Coefficiente de descarga para el orificio de salida hacia el tanque 2.	0.5
g	Constante gravitacional.	9.81 m/s ²
q_{v1}	Flujo de salida del tanque 2	0.00015 m ³ /s V
H_3	Altura definida entre el centro del orificio entre tanque 1 y tanque 2 a la base	0.04 m

Tabla 4.5. Puntos de operación de H_1 y H_2 en metros.

Nivel de líquido	Caso I	Caso II	Caso III
H_1	0.20	0.23	0.30
H_2	0.25	0.28	0.35

4.2.2. Modelo experimental

En el capítulo III se tiene información sobre dos opciones para la obtención del modelo experimental, de las cuales la descrita en la sección 3.2.2.2 fue la utilizada para este trabajo, presentando el desarrollo de su aplicación en las siguientes secciones.

4.2.2.1. Descripción del experimento

La primera consideración que se hace es respecto a que el modelo matemático de la planta es desconocido, lo cual sucede a menudo en los sistemas industriales.

Basado en (Jelali & Kroll, 2003), respecto a que este tipo de sistemas tienen un tiempo muerto al inicio de su funcionamiento, se realiza un experimento, basado en (Xue,

et al., 2007), el cual consiste en instrumentar el servo-sistema hidráulico para obtener las respuestas a distintas señales de prueba. En la Figura 4.4 de los incisos (a) al (d), se presentan imágenes de cómo se montó el experimento mostrando el sistema instrumentado con un osciloscopio, el cual fue usado como *data logger*, y una de las gráficas de señal de la respuesta del sensor de flujo obtenida a través del osciloscopio.

4.2.2.2. Implementación del experimento para la obtención del modelo

A continuación se procede a obtener el modelo matemático del comportamiento dinámico del sistema en estudio para entradas de 5, 6 y 8 volts, transfiriendo los datos adquiridos a través del experimento instrumentado con el osciloscopio a la plataforma de MATLAB® (The MathWorks, 2010), Figura 4.5.

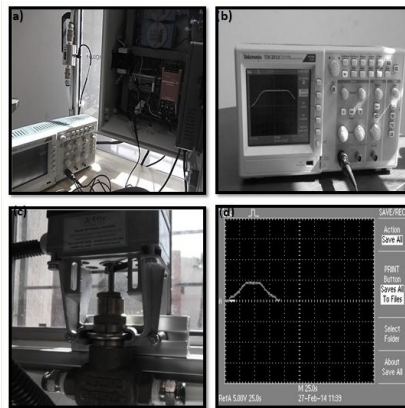


Figura 4.4. Imágenes del experimento realizado: (a) Osciloscopio conectado al módulo ADAM-4022T, (b) Osciloscopio tomando la señal de respuesta de la servo-válvula, (c) Apertura de servo-válvula y (d) Señal de respuesta en osciloscopio para 5 volts.

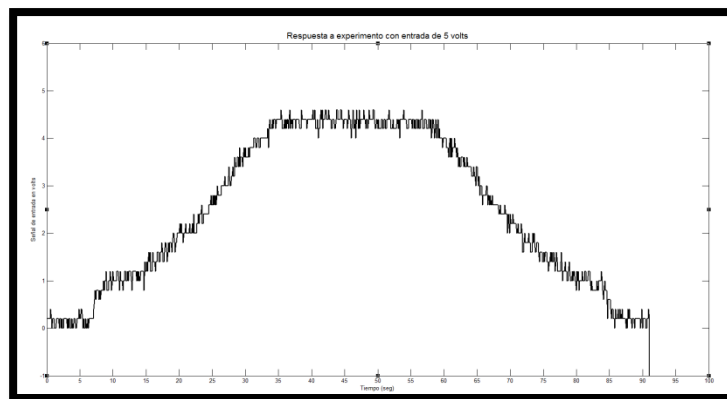


Figura 4.5. Respuesta de sensor de flujo a entrada de 5 volts basado en modelo experimental.

Tomando la función de transferencia (2.26), para sistemas que operan con retardo o tiempo muerto, presentada en el capítulo II, sección 2.4.1, se pueden obtener los modelos que representan la dinámica del sistema utilizando los valores para k , L y T (Xue, et al., 2007). Un ejemplo de la señal obtenida, con los trazos respectivos para la obtención de parámetros, está representada por la Figura 4.6.

En la Tabla 4.6 se muestran los valores de los parámetros para los niveles de líquido en metros de 0.2430, 0.2755 y 0.3210, junto con el modelo matemático correspondiente a cada caso.

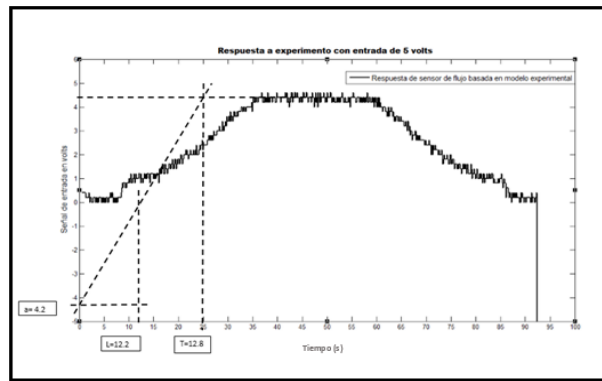


Figura 4.6. Obtención de los valores para a , k , L y T , basado en modelo experimental.

Tabla 4.6. Modelos representativos de comportamiento dinámico del servo-sistema hidráulico.

Nivel de líquido objetivo en metros	a	k	L	T	Modelo de la planta obtenido experimentalmente	
0.2430	4.2	4.370	12.2	12.7	$G(s) = \frac{4.37}{1 + 12.7s} e^{-(12.2)s}$	(4.31)
0.2755	2.3	6.133	12.0	32.0	$G(s) = \frac{6.133}{1 + 32s} e^{-(12)s}$	(4.32)
0.3210	2.4	8.291	11.0	38.0	$G(s) = \frac{8.291}{1 + 38s} e^{-(11)s}$	(4.33)

4.3. Señales de respuesta

Una vez que se tienen disponibles los modelos que representan la dinámica del sistema tanto de manera analítica como experimental, se continúa con la presentación de las señales de respuesta a través de la simulación para ambos modelos.

4.3.1. Respuestas del modelo analítico

Con los parámetros presentados en la Tabla 4.4, utilizando el código en MATLAB® para los tres puntos de operación de la Tabla 4.5, son obtenidas las siguientes señales de respuesta.

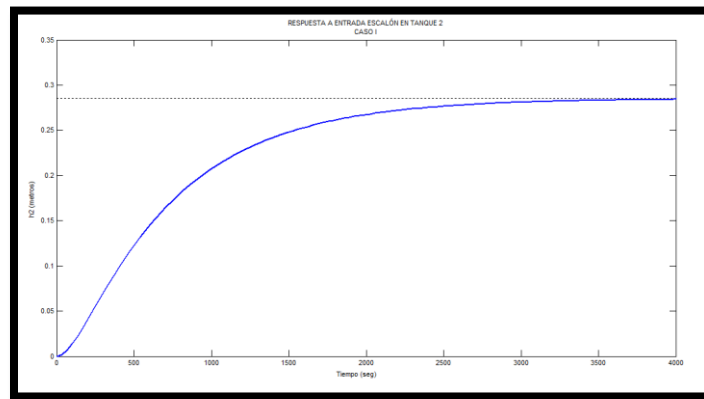


Figura 4.7. Señal de respuesta para Caso I.

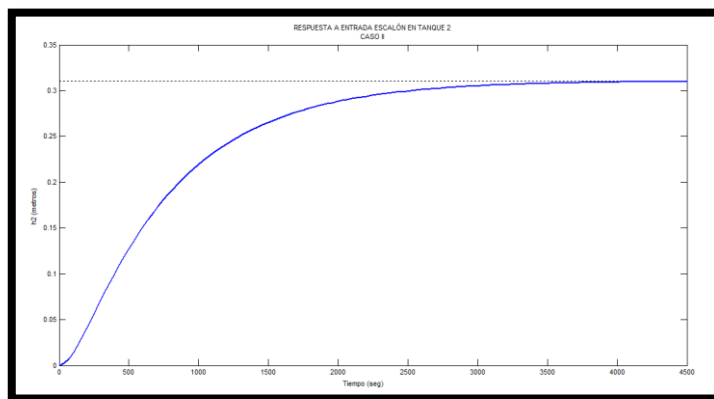


Figura 4.8. Señal de respuesta para Caso II.

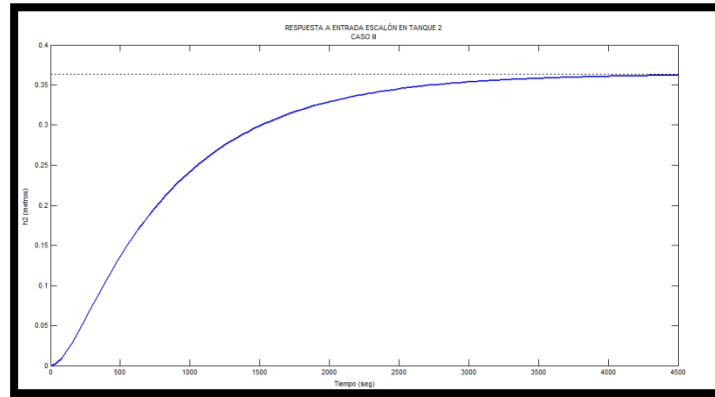


Figura 4.9. Señal de respuesta para Caso III.

4.3.2. Respuestas del modelo experimental

En base a los modelos presentados en la Tabla 4.6, a continuación se presentan las señales de respuesta para tres distintos puntos o niveles de operación.

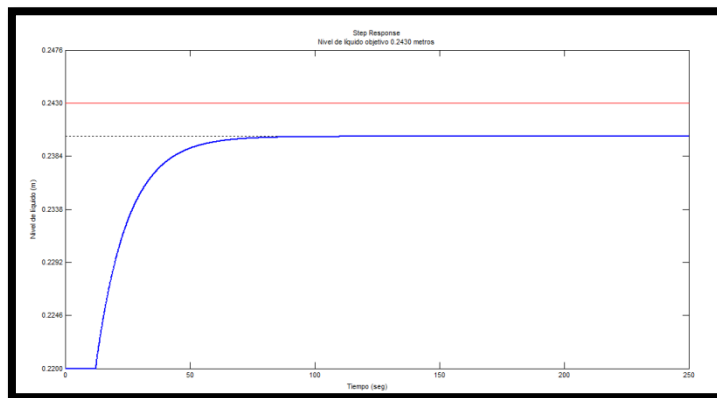


Figura 4.10. Señal de respuesta a entrada escalón: nivel de operación de 0.2430 metros.

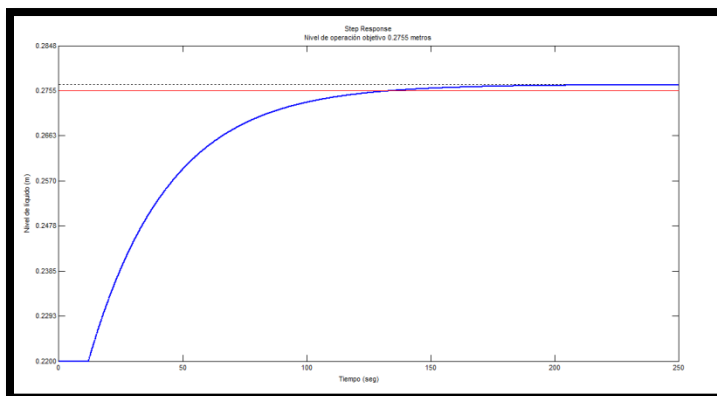


Figura 4.11. Señal de respuesta a entrada escalón: nivel de operación de 0.2755 metros.

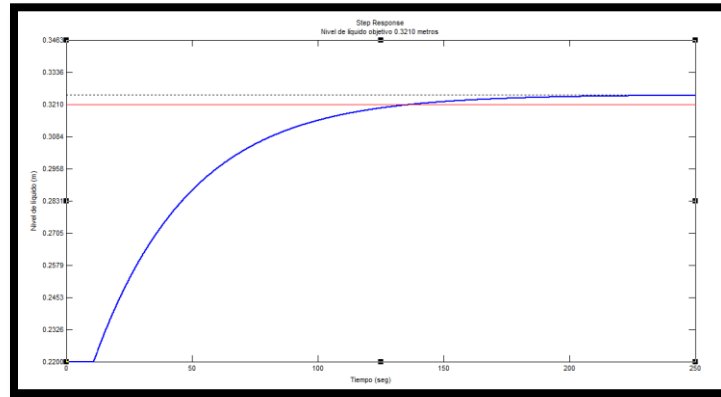


Figura 4.12. Señal de respuesta a entrada escalón: nivel de operación de 0.3210 metros.

4.4. Diseño de controladores

El diseño de los controladores para el modelo analítico se realiza obteniendo los parámetros para cada controlador aplicando la técnica de reglas de sintonización de Ziegler-Nichols para después realizar la sintonización utilizando una herramienta disponible en el software MATLAB® (The MathWorks, 2010). Para el caso del modelo experimental los parámetros iniciales para el diseño de los controladores también son obtenidos por las reglas de Ziegler-Nichols, solo que en este caso, estos diseños son implementados en el sistema de planta industrial para ser sintonizados *in situ*.

4.4.1. Diseño de controladores P, PI y PID para modelo analítico

En el código de MATLAB® (The MathWorks, 2010) se incluyó una rutina para calcular los valores de L y T obteniendo así la representación matemática de los tres tipos de controladores, P, PI y PID, aplicando el primer método de la técnica de Ziegler-Nichols, recordando que éste puede ser utilizado cuando se conoce o no el modelo matemático de la planta. Los resultados obtenidos son los mostrados en la Tabla 4.7 de acuerdo al comportamiento observado en los tres casos de puntos de operación.

Tabla 4.7. Valores obtenidos para L y T .

Caso/Parámetros	$H_1(\text{m})$	$H_2(\text{m})$	$L(\text{seg})$	$T(\text{seg})$	$h_2(\text{m})$
I	0.200	0.250	63.4407	952.6935	0.285
II	0.230	0.280	65.9314	1013.3000	0.310
III	0.300	0.350	70.5310	1082.6000	0.365

Se continua con la obtención de los valores para los parámetros con la finalidad de definir el diseño de los controladores de acuerdo a la Tabla 3.1 y utilizando, sin pérdida de generalidad, L y T del caso II. Lo anterior es mostrado en la Tabla 4.8.

De acuerdo a (2.24), se obtienen las expresiones matemáticas para cada tipo de controlador, las cuales son expuestas en la Tabla 4.9.

Las respuestas obtenidas con los controladores diseñados, utilizando la herramienta *RLTool* de MATLAB® y de acuerdo a la arquitectura presentada en la Figura 4.13, son las mostradas en las Figuras 4.14, 4.15 y 4.16.

Tabla 4.8. Valores de parámetros aplicando el primer método de reglas de sintonía de Ziegler-Nichols.

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	15.3690	∞	0
PI	13.8321	219.7713	0
PID	18.4428	131.8628	32.9657

Tabla 4.9. Ecuación de transferencia para cada tipo de controlador.

Controlador	Función	
P	$G_c(s) = 15.3690$	(4.34)
PI	$G_c(s) = \frac{3040 s + 13.8321}{220 s}$	(4.35)
PID	$G_c(s) = \frac{80168.24 s^2 + 2432 s + 18.4428}{131.8628 s}$	(4.36)

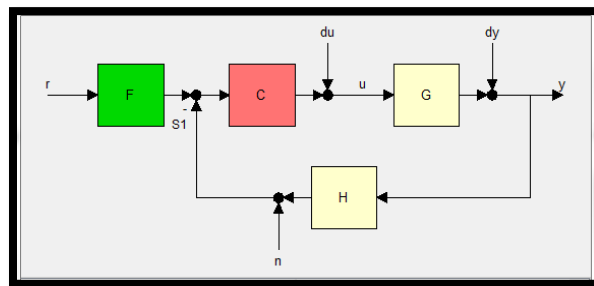


Figura 4.13. Arquitectura del Controlador utilizando la herramienta *RLTool* de MATLAB®.

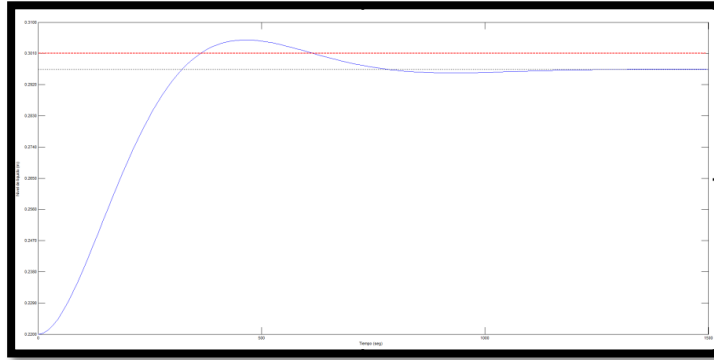


Figura 4.14. Respuesta con Controlador Tipo P.

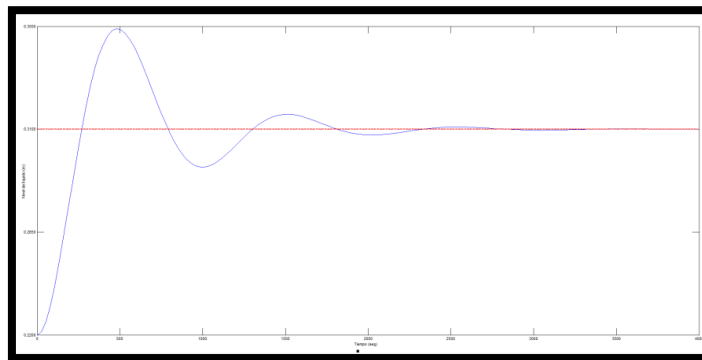


Figura 4.15. Respuesta con Controlador Tipo PI.

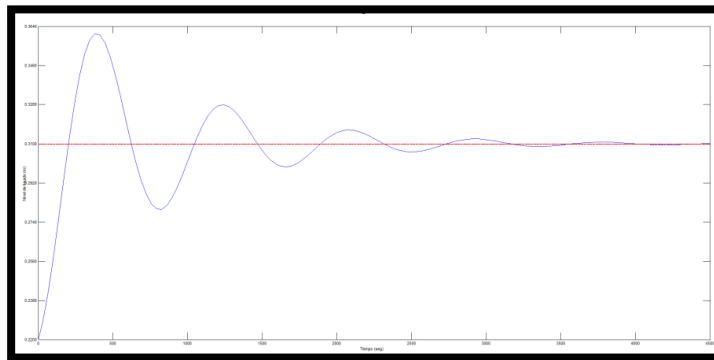


Figura 4.16. Respuesta con Controlador Tipo PID.

4.4.2. Diseño de controladores P, PI y PID para modelo experimental

Con (2.24) las expresiones para cada tipo de controlador son obtenidas utilizando las fórmulas proporcionadas en la Tabla 2.4 y la información de la Tabla 4.6. Los parámetros y modelo matemático para cada tipo de controlador son presentados en la Tabla 4.10. Utilizando los datos de la tabla antes mencionada, se efectúa la implementación de estos

diseños para los diferentes puntos de operación realizando la sintonización *in situ* con el software ADAMView® y el controlador digital Módulo ADAM-4022T, con lo cual se tienen los parámetros de los controladores sintonizados para un punto de operación.

4.4.2.1. Respuesta de controladores P, PI y PID

Utilizando la técnica de Ziegler-Nichols y el modelo (2.26) para plantas con retardo o tiempo muerto (Xue, et al., 2007) y tomando como punto de referencia, para el inicio del proceso de sintonización, los valores de los parámetros mostrados en la Tabla 4.10; se realiza la implementación para los controladores P, PI y PID en la planta de dos tanques, obteniendo los datos de las respuestas del sistema a través del software ADAMView® y el controlador digital Módulo ADAM-4022T. Posteriormente, y sin pérdida de generalidad, estas gráficas de respuestas de los tres controladores son generadas en MATLAB® para un nivel de líquido esperado de 0.2430 metros, de acuerdo con los parámetros sintonizados de la Tabla 4.11.

Tabla 4.10. Parámetros y modelo matemático para controladores P, PI y PID.

Nivel de líquido (m)	Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d	Modelo matemático del controlador	
0.2430	P	0.238	-	-	$G(s) = 0.238$	(4.37)
	PI	0.214	36.6	-	$G(s) = \frac{7.832 s + 0.214}{36.6 s}$	(4.38)
	PID	0.286	24.4	6.1	$G(s) = \frac{148.84 s^2 + 6.978 s + 0.286}{24.4 s}$	(4.39)
0.2755	P	0.435	-	-	$G(s) = 0.435$	(4.40)
	PI	0.391	36	-	$G(s) = \frac{14.076 s + 0.391}{36 s}$	(4.41)
	PID	0.522	24	6	$G(s) = \frac{144 s^2 + 12.528 s + 0.522}{24 s}$	(4.42)
0.3210	P	0.417	-	-	$G(s) = 0.417$	(4.43)
	PI	0.375	33	-	$G(s) = \frac{12.375 s + 0.375}{33 s}$	(4.44)
	PID	0.5	22	5.5	$G(s) = \frac{60.5 s^2 + 11 s + 0.5}{22 s}$	(4.45)

Tabla 4.11. Valores de parámetros de controladores sintonizados.

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	5	∞	0
PI	7	0.50	0
PID	5	0.10	0.01

En las Figuras 4.17 a 4.19, se tienen las gráficas de las señales de respuesta de los controladores con los diseños sintonizados.

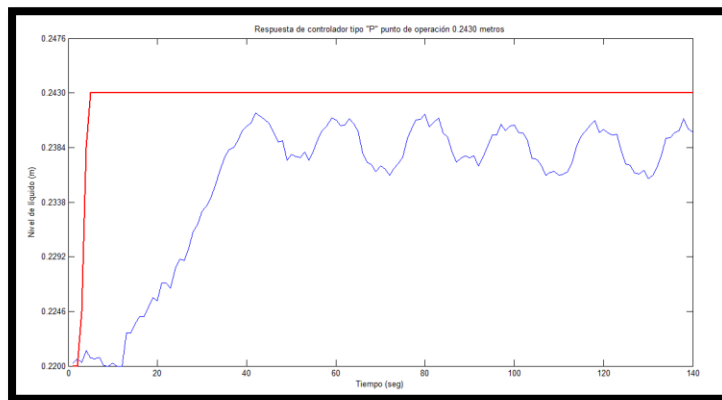


Figura 4.17. Señal de respuesta controlador tipo P.

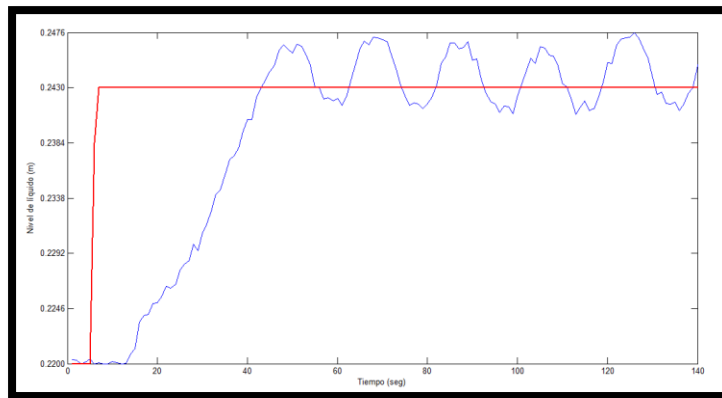


Figura 4.18. Señal de respuesta controlador tipo PI.

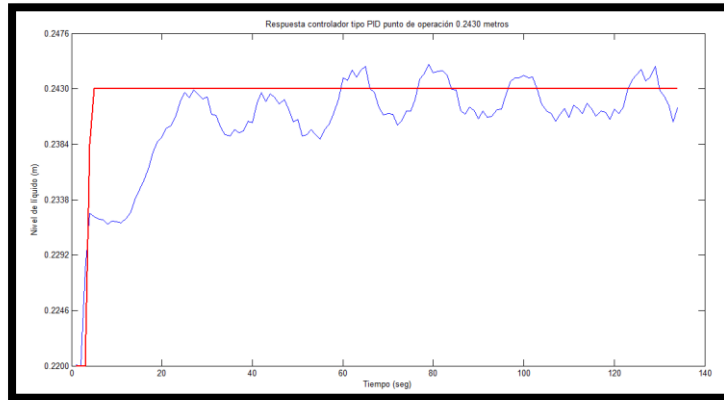


Figura 4.19. Señal de respuesta controlador tipo PID.

4.5. Validación del modelo experimental

La validación del modelo experimental se realiza comparando los resultados obtenidos en tiempo real con la simulación para el diseño de los tres controladores presentados en la sección 4.4.2.1.

En la Figura 4.20 se aprecia la señal obtenida a través de la simulación realizada con el modelo para el caso de la entrada de 5 volts, comparada con la respuesta del experimento en tiempo real.

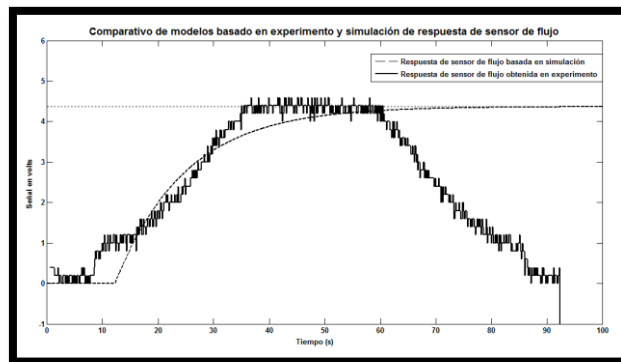
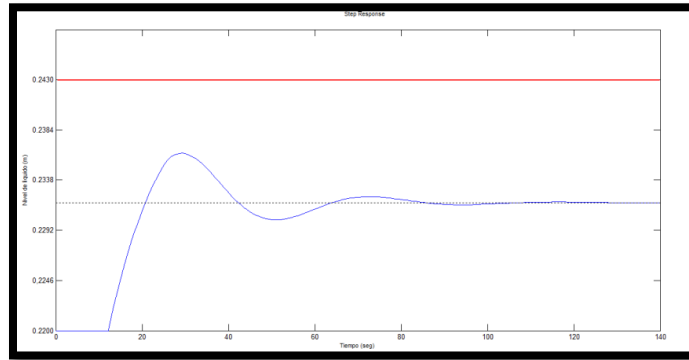
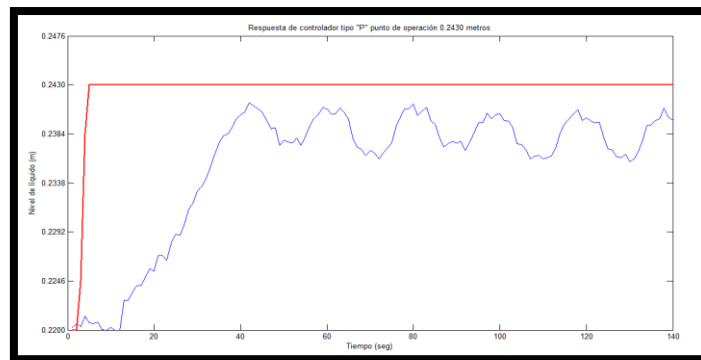


Figura 4.20. Comparativo de modelos experimental vs. simulación.

En las Figuras 4.21, 4.22 y 4.23, se tienen las respuestas de los controladores P, PI y PID de los diseños obtenidos en base al modelo experimental para la planta y en tiempo real, ambos casos para el punto de operación de 0.2430 metros.

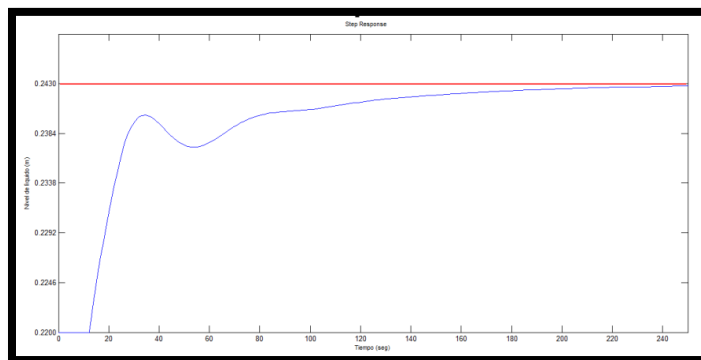


(a)

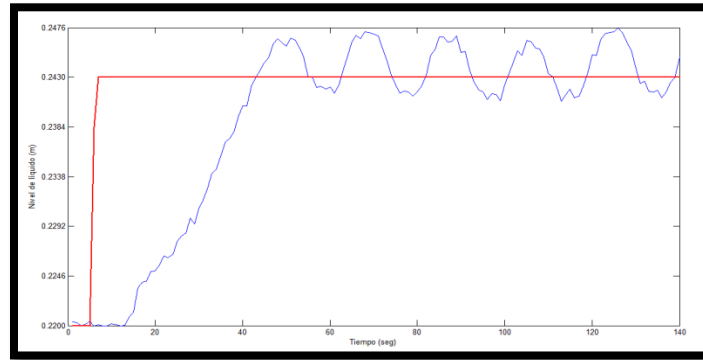


(b)

Figura 4.21. (a) Simulación vs. (b) tiempo real con control tipo P.

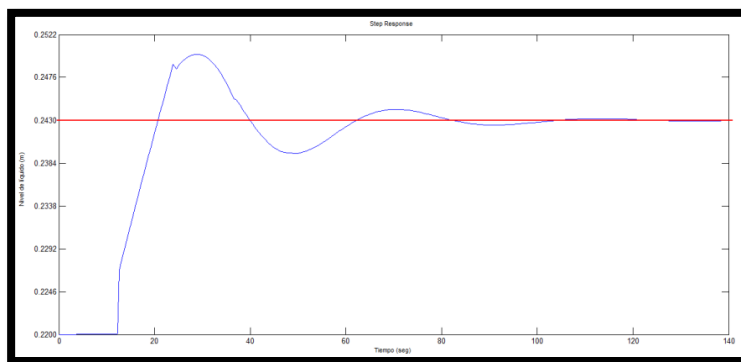


(a)

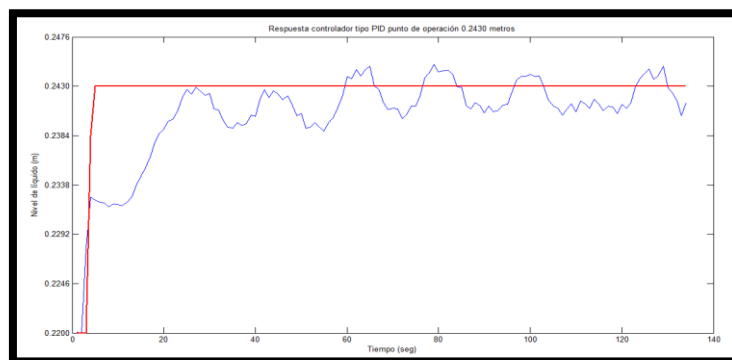


(b)

Figura 4.22. (a) Simulación vs. (b) tiempo real con control tipo PI.



(a)



(b)

Figura 4.23. (a) Simulación vs. (b) tiempo real con control tipo PID.

4.6. Robustez

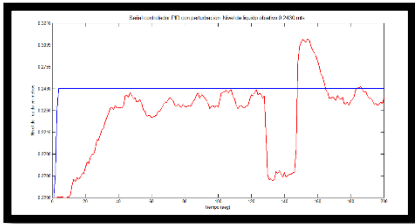
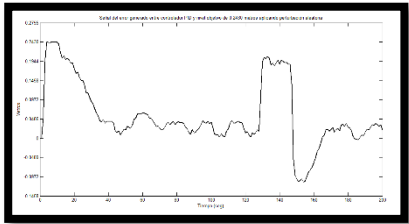
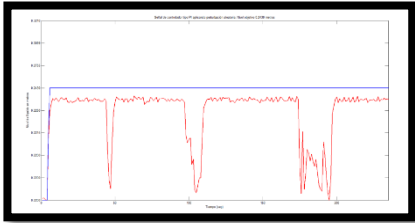
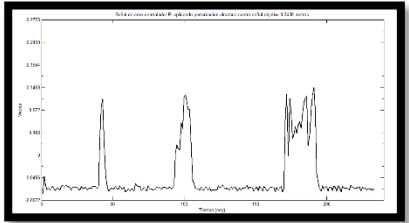
Con la finalidad de probar la robustez del sistema se realizaron experimentos aplicando perturbaciones aleatorias al sistema, las cuales se efectuaron de manera manual por la ausencia de la instrumentación para controlar adecuadamente la perturbación.

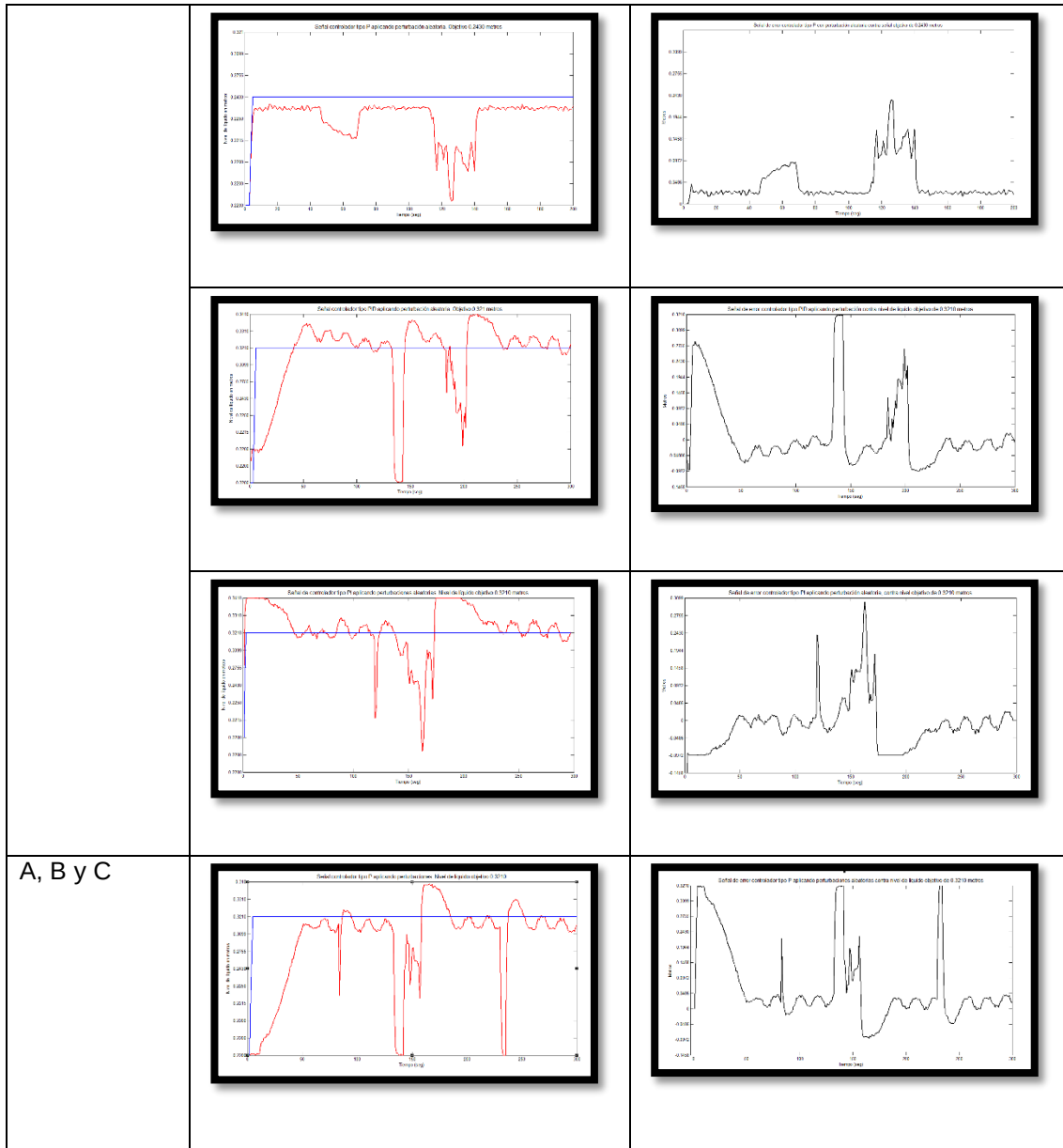
Las características de las perturbaciones aplicadas fueron las siguientes:

- A. Estrangulación de la manguera del depósito 2 permanente.
- B. Estrangulación de la manguera del depósito 2 intermitente.
- C. Paro de funcionamiento de la bomba.

Las señales obtenidas para cada tipo de controlador aplicando los tipos de perturbaciones aleatorias y el comportamiento del error, son las que se muestras en la Tabla 4.12.

Tabla 4.12. Perturbaciones aplicadas aleatoriamente.

Tipo de perturbación	Señal de respuesta a perturbación	Error generado
A		
A y B		



4.7. Aplicación de la técnica del Predictor de Smith

De acuerdo a (Ingimundarson, 2000) la mayoría de los problemas de control en la industria de procesos son resueltos utilizando controladores PID.

Existen algunas razones por las cuales lo anterior se presenta. Una es que los controladores PID pueden sintonizarse manualmente por procedimientos de “prueba y error”, ya que solamente tienen tres parámetros de ajuste. La posibilidad de realizar ajustes manuales en un controlador es importante inclusive cuando se tienen disponibles procedimientos para llevar a cabo el ajuste automáticamente.

Cuando se tienen tiempos muertos largos en el proceso, el desempeño obtenido con un controlador PID es, sin embargo, limitado. Para este tipo de procesos, los compensadores de tiempo muerto (*DTC Dead-time Compensating Controllers*) pueden mejorar el rendimiento considerablemente. Estos controladores requieren un modelo de proceso para proporcionar un modelo predictivo de control. Esto generalmente implica un incremento significativo en los parámetros de control.

Con el uso de los *DTC* aparecen nuevos problemas de robustez conectados al tiempo muerto, los cuales es necesario resolver.

En el capítulo II, sección 2.6, se presentaron algunas técnicas avanzadas de control de las cuales se ha seleccionado la técnica del Predictor de Smith para sistemas con retardo o tiempo muerto, con la finalidad de aplicarla hasta la etapa de simulación en el modelo obtenido de manera experimental, mostrando a continuación el desarrollo y respuestas del sistema.

4.7.1. Modelo del proceso

La respuesta del proceso en estudio en lazo abierto (Figura 4.24), es modelada como una función de primer orden más tiempo muerto utilizando (2.26):

$$G(s) = \frac{k}{1 + sT} e^{-sL}$$

en la que se tiene una constante de tiempo de acuerdo al diseño obtenido y representado por (4.31), de 12.7 segundos y tiempo de retardo de 12.2 segundos.

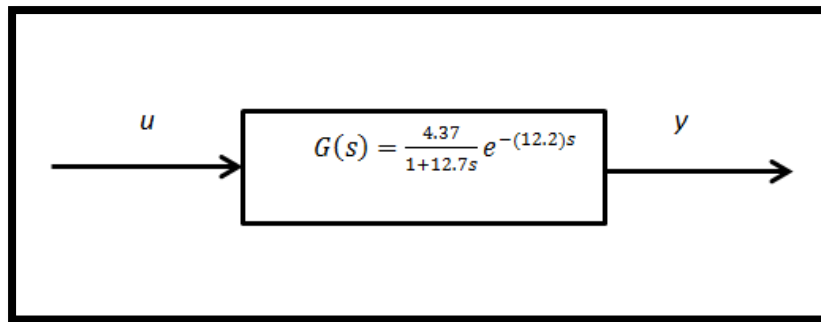


Figura 4.24. Proceso en lazo abierto.

La gráfica de la respuesta a una entrada tipo *step* se tiene a continuación en la Figura 4.25, en la cual se aprecia que el valor de la constante de tiempo es casi el mismo que el tiempo de retardo.

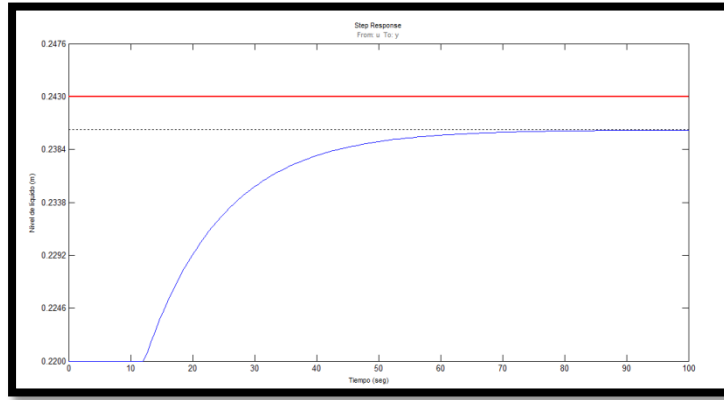


Figura 4.25. Respuesta de una entrada tipo *step* dada al proceso.

4.7.2. Desempeño del controlador PI

En un sistema de control (Microsemi-Co., 2013) a fin de controlar la salida cuando se tiene un cambio de estado o de valor de referencia, es necesario un algoritmo de control de lazo cerrado. En (Izquierdo F., 2011) se encuentra que, a pesar de todos los avances en procesos de control durante los últimos cincuenta años, el controlador PI es el que se ha implementado con mayor frecuencia, tal vez, como se menciona en la literatura, esto se deba a su simplicidad y desempeño. Aunque un controlador PI puede resolver los retardos en la dinámica del sistema, una de las limitaciones prácticas más serias de este controlador *SISO* se presenta cuando se tienen retardos de tiempo variable.

Por lo anterior se ha tomado el diseño de este tipo de controlador para mostrar la aplicación de la técnica del Predictor de Smith. En la Figura 4.26 se ilustra el diagrama de bloques del proceso incluyendo este tipo de controlador.

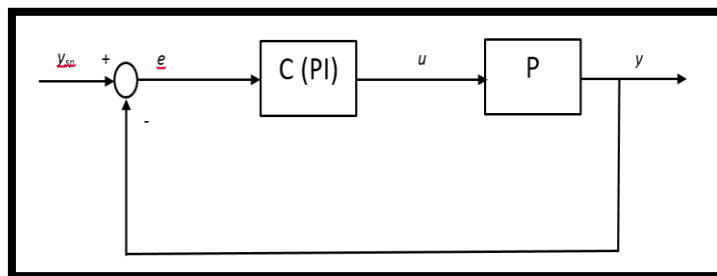


Figura 4.26. Diagrama de bloques incluyendo controlador.

La función obtenida para el controlador PI, en el proceso de diseño, es la representada por (4.38), en la Tabla 4.10, y para la cual se tiene un valor del parámetro de la ganancia proporcional K_p de 0.214 y de la constante integral del tiempo T_i de 36.6.

En la Figura 4.27 se tiene el comportamiento de la respuesta del sistema en estudio con el controlador PI, obtenida con código en MATLAB®.

Se observa que la respuesta del controlador PI en lazo cerrado, tiene un sobreimpulso aceptable aunque lento al lograr su estabilidad, ya que esto sucede entre los 250 y 300 segundos. Al incrementar el valor del parámetro de la ganancia K_p se logra que la velocidad de respuesta sea más rápida, pero el sobreimpulso también se incrementa provocando inestabilidad. A continuación, en la Figura 4.28, se tienen respuestas simuladas en MATLAB® con tres valores incrementales para K_p , observando el comportamiento anteriormente descrito.

En la Figura 4.28, claramente se permite observar que el desempeño del controlador PI está limitado para sistemas con tiempo muerto, al presentar una pérdida de estabilidad respecto a incrementos en el parámetro de ganancia. De acuerdo a la literatura, esto es debido a que el controlador PI no tiene conocimiento del tiempo muerto y reacciona anticipadamente cuando la entrada “ y ” no coincide con el *setpoint* deseado “ y_{sp} ”.

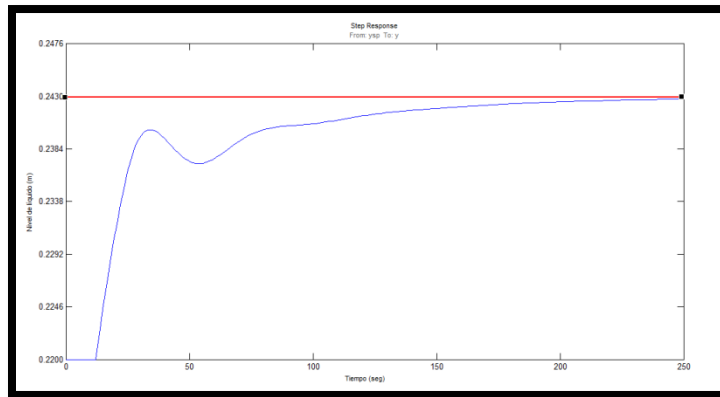


Figura 4.27. Respuesta, en simulación, del sistema con controlador PI.



ganancia Kp.

4.7.3. Implementación de la técnica del Predictor de Smith

En el diagrama de bloques de la Figura 4.29, se tiene la representación de la técnica del Predictor de Smith, en la cual se usa un modelo interno G_p para predecir una respuesta del proceso y_p , sin retardo. Después compara esta predicción y_p con el *setpoint* deseado y_{sp} , para realizar los ajustes que sean necesarios a través del control u . Para prevenir deriva y rechazar perturbaciones externas, el Predictor de Smith también compara la salida del proceso actual con la predicción y_1 que toma en cuenta el tiempo muerto. La diferencia $dy = y - y_1$ es realimentada de nuevo a través del filtro F y contribuye al error global de la señal e .



Figura 4.29. Representación de la técnica del Predictor de Smith en diagrama de bloques.

Para realizar la implementación del Predictor de Smith, se requiere lo siguiente:

- Un modelo G_p representativo de la dinámica del proceso y un valor estimado del tiempo muerto del proceso T .

- Ajustes adecuados para la dinámica tanto del compensador C como del filtro F .
Basado en el modelo del proceso, se utiliza la expresión:

$$G_p(s) = \frac{4.37}{12.7s + 1} \quad (4.46)$$

$$T = 12.2$$

Para F , de acuerdo a (Ingimundarson, 2000), se recomienda utilizar un filtro de primer orden con una constante de tiempo de 20 segundos con el objetivo de que se capten perturbaciones de baja frecuencia. Respecto a C , se sugiere utilizar el mismo diseño del control PI multiplicando su ganancia por diez con la finalidad de tener una respuesta más rápida. Es decir:

$$F = \frac{1}{20s + 1} \quad (4.47)$$

$$C = 10 * C(PI) \quad (4.48)$$

La comparación del desempeño de los dos diseños se presenta en la Figura 4.30, en la cual se observa que el Predictor de Smith presenta una respuesta más rápida y además sin sobreimpulso.

Otra manera de visualizar la diferencia en el comportamiento entre ambos diseños es en el dominio de la frecuencia, en donde se presenta un ancho de banda mayor para el Predictor de Smith. Referencia Figura 4.31.

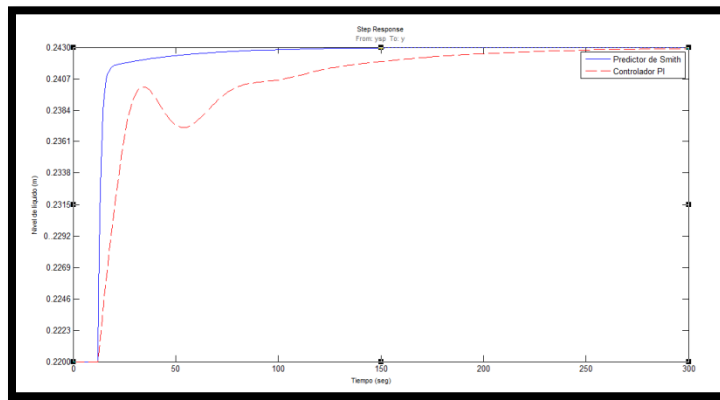


Figura 4.30. Comparación del desempeño del controlador PI respecto al Predictor de Smith.

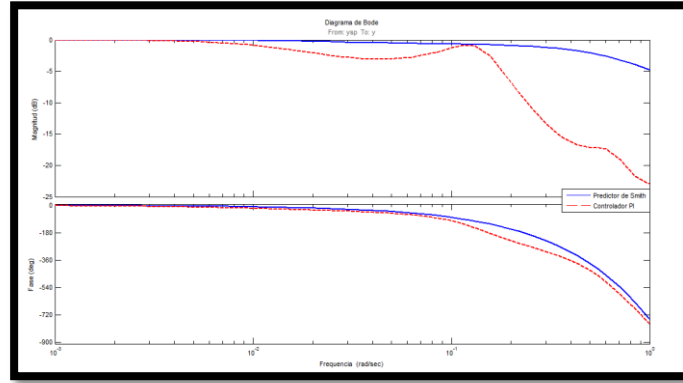


Figura 4.31. Diagrama de Bode de controlador PI comprado con Predictor de Smith.

4.7.4. Efectos de robustez en el modelo

Es importante realizar pruebas que permitan identificar la robustez del Predictor de Smith ante la incertidumbre de la dinámica del mismo proceso y del tiempo muerto. Para representar esta situación se han considerado dos modelos perturbados del sistema y representativos de la incertidumbre de los parámetros del proceso, P_1 y P_2 , manteniendo como proceso nominal P el representado por (4.46). Los modelos P_1 y P_2 son los siguientes:

$$P_1 = \frac{3}{9s + 1} e^{-9.5s} \quad (4.49)$$

$$P_2 = \frac{6}{14s + 1} e^{-17s} \quad (4.50)$$

El diagrama de Bode para los procesos antes mencionados está representado en la Figura 4.32.

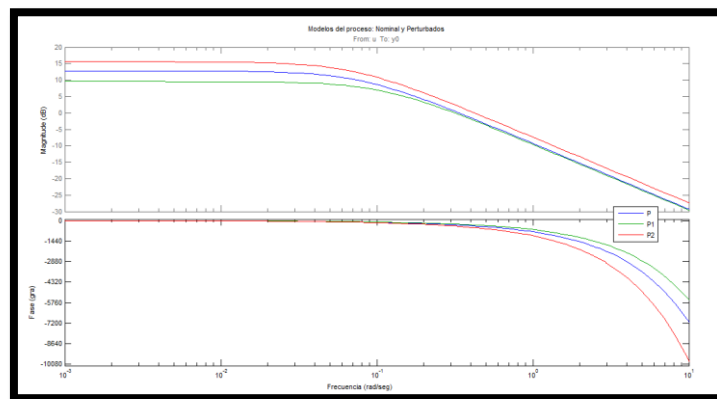


Figura 4.32. Diagrama de Bode de los procesos nominal (P) y perturbados (P_1 y P_2).

En la Figura 4.33, se tienen las respuestas de los tres modelos P , P_1 y P_2 incluidos en el sistema de lazo cerrado, comparando entre el controlador PI y el Predictor de Smith, en donde se observa que ambos modelos presentan sensibilidad a los desajustes, y para comprobarlo se genera el diagrama de Bode el cual se tiene en la Figura 4.34. Lo anterior es para verificar, mediante simulación, la robustez de modelo para el Predictor de Smith y así proceder a realizarle mejoras con la finalidad de obtener un modelo aún más robusto.

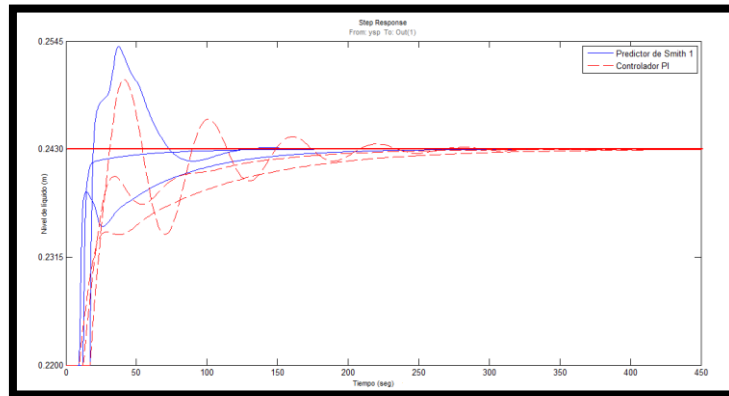


Figura 4.33. Sensibilidad del sistema en lazo cerrado.

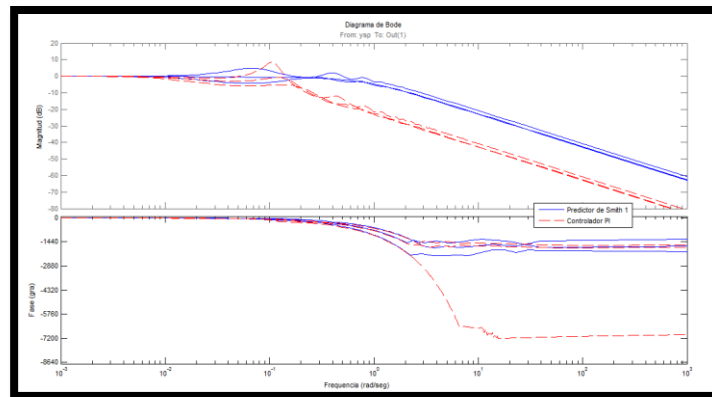


Figura 4.34. Diagrama de Bode, del sistema en lazo cerrado, para los modelos P , P_1 y P_2 .

4.7.4.1. Mejora de la robustez

La sensibilidad a los errores de modelación puede ser reducida verificando los márgenes tanto del lazo de interior como del exterior. En este caso el lazo interno C tiene como margen la función de transferencia $C \cdot G_p$, así se obtienen los márgenes de estabilidad utilizando un código de MATLAB® de donde se tiene la gráfica de la Figura 4.35, observándose que el lazo interno tiene márgenes, tanto de ganancia como de fase, que se consideran adecuados.

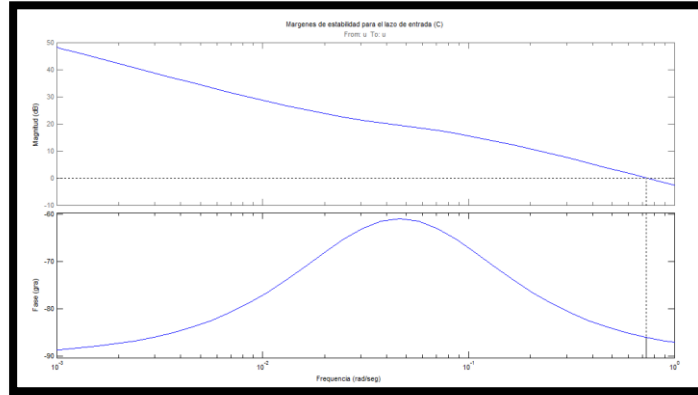


Figura 4.35. Márgenes de estabilidad para el lazo interior.

Para obtener los márgenes del lazo exterior se considera una de las funciones de los procesos perturbados ya que al utilizar la función nominal P se obtiene la gráfica de la Figura 4.36, en donde esa función de transferencia es esencialmente cero, lo que realmente se espera cuando el proceso y el modelo predictivo coinciden exactamente.

El diagrama de Bode para el proceso perturbado se muestra para el caso de P_1 , en la Figura 4.37.

La curva de ganancia de la Figura 4.37 presenta un margen de ganancia del pico de resonancia de 10.1 decibeles en los 5.1×10^{-19} rad/seg., lo que reduce el margen de ganancia e incrementa el pico de resonancia de la respuesta de la entrada *step*.

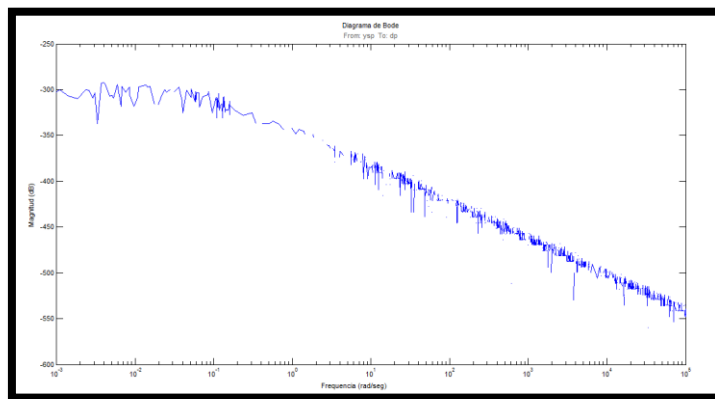


Figura 4.36. Márgenes de estabilidad para el lazo exterior utilizando el proceso nominal P .

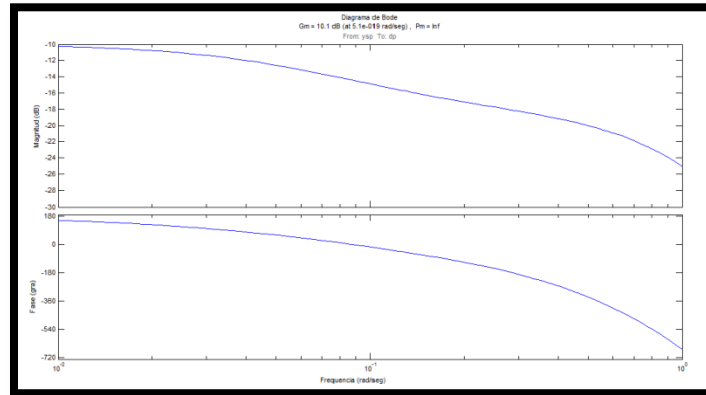


Figura 4.37. Márgenes de estabilidad para el lazo externo con proceso perturbado P_1 .

La situación antes mencionada se puede mejorar con un filtro más rápido del que se utilizó anteriormente. La función de transferencia para el nuevo filtro es:

$$F_2 = \frac{10s + 1}{100s + 1} \quad (4.51)$$

En la Figura 4.38 se tiene la gráfica de la curva de ganancia con un margen de ganancia del pico de resonancia de 10.1 decibeles en los $2.1e^{-019}$ rad/seg.

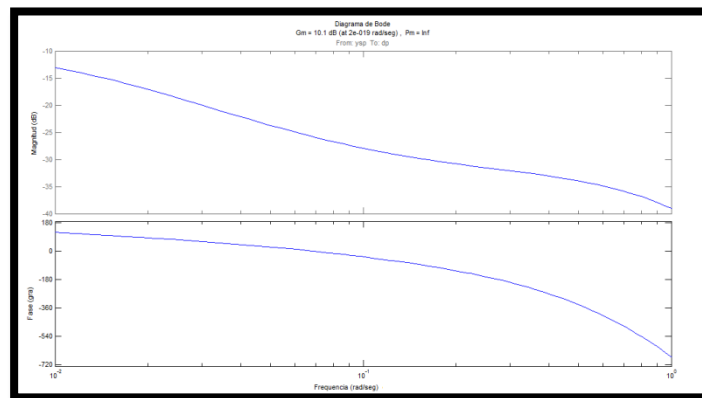


Figura 4.38. Reducción del pico de resonancia en la curva de ganancia.

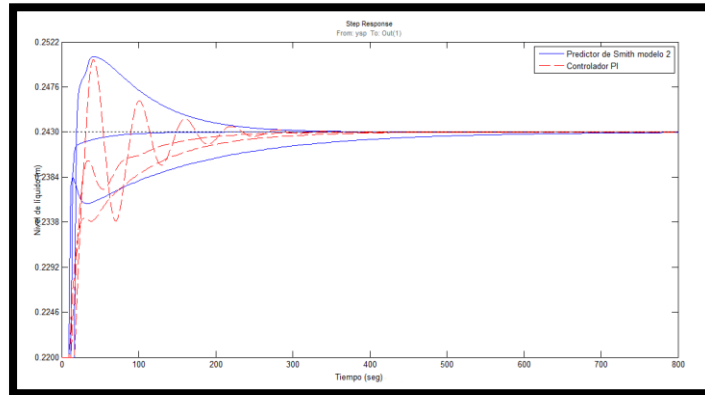


Figura 4.39. Simulación de la respuesta del controlador PI en comparación con el Predictor de Smith mejorado.

CAPÍTULO V

CONCLUSIONES Y DISCUSIÓN

Las conclusiones de acuerdo a los resultados del trabajo realizado es lo que se encuentra descrito en este capítulo, haciendo además mención del trabajo futuro y de los productos obtenidos como resultado de la investigación realizada.

5.1. Conclusiones y discusión

Las conclusiones que a continuación se describen, están relacionadas con los objetivos planteados en el capítulo I.

En las gráficas de las Figuras 4.14 a 4.19, para cada tipo de controlador diseñado, obtenidas ya sea con el método basado en modelo o con el de sintonización experimental; las respuestas presentadas representan una base inicial para realizar un análisis comparativo entre esos dos métodos. La Tabla 5.1 presenta un resumen de datos para realizar ese análisis, que entre otra información, muestra el nivel de líquido alcanzado para el método basado en modelo y, para el caso del método experimental se presenta el promedio aproximado de los datos tomados en tiempo real por el sistema de dos tanques. La diferencia entre la magnitud de ambos tipos de datos se debe a que los basados en modelo son obtenidos analíticamente, es decir con un modelo analítico, y los del método experimental son en tiempo real.

Analizando la información proporcionada en la Tabla 5.1, se observa que el modelo matemático presenta un retardo mayor en el tiempo de respuesta para lograr su estabilidad que el modelo sintonizado experimentalmente, pudiendo así decir que el modelo empírico sugerido por Ziegler-Nichols, para el diseño de controladores en sistemas con retardo, es más sencillo y además, al momento de estar realizando la implementación del experimento

en la aplicación física de la planta en estudio, es una gran ventaja respecto a la comprensión del funcionamiento del sistema. El método

Tabla 5.1. Resumen de resultados

Método	Nivel de líquido esperado (m)	Tipo de controlador	Nivel de líquido (m)	Tiempo (seg)
Basado en modelo	0.3100	P	0.2965	1000
		PI	0.3100	2500
		PID	0.3100	3000
Sintonización experimental	0.2430	P	0.2384	De 40-60
		PI	0.2430	De 40-60
		PID	0.2430	De 60-80

analítico involucra un procedimiento matemático extenso dando por resultado un modelo matemático que considera la mayor parte de las características del sistema específico en estudio, pero que en realidad arroja una respuesta demasiado lenta respecto a la estabilización del sistema. De acuerdo a (Raj B., et al., 2009) y a (Di R., 1996), es posible observar deficiencia en el proceso de la linealización del modelo, siendo por ello que en la aplicación práctica en sistemas industriales, es muy común llevar a cabo la sintonización de forma empírica.

En cuanto a los controladores, con las técnicas aplicadas se obtuvo el diseño de tres tipos *P*, *PI* y *PID*, de los cuales se concluye que los controladores tipo *PI* y *PID* fueron los más eficaces ya que mostraron los mejores resultados en cuanto a desempeño y menor tiempo de estabilización del sistema, hablando del modelo experimental con sintonización manual, además de haber logrado alcanzar el nivel de líquido objetivo en ambos modelos, a diferencia de los controladores tipo *P*. Con esto se puede decir que los diseños *PI* y *PID* son más apropiados para aplicaciones industriales del tipo del sistema industrial en estudio, lo cual coincide con la literatura.

El Método experimental ofrecido por Ziegler-Nichols para el diseño de controladores es apropiado y además si la sintonización es realizada manualmente en la planta física se obtienen, como antes se mencionó, resultados más satisfactorios.

Para la validación del modelo experimental, las respuestas simuladas de los diseños de controladores obtenidos inicialmente, fueron cotejadas con la parte experimental confirmando de esta forma que los modelos sintonizados manualmente son válidos.

Fueron realizadas pruebas de robustez con la aplicación aleatoria de perturbaciones, con ese ejercicio se concluye que el diseño del modelo experimental es robusto ya que el sistema presenta una reacción rápida en la recuperación de su estabilidad, aunque es válido mencionar que esta robustez puede ser mejorada con la aplicación de otras estructuras de control.

Relativo a la hipótesis H1 planteada, de acuerdo a los resultados obtenidos, se tiene que la respuesta en lazo cerrado de un sistema de tanques interconectados con un diseño basado en modelo y la respuesta en lazo cerrado de un sistema de tanques interconectados con un diseño basado en reglas de sintonía experimental; presentan un comportamiento en su salida significativamente igual en la mayoría de sus parámetros con un desfase en el tiempo, el cual se debe al retardo del sistema en estudio. Por lo anterior se concluye que H1, de manera general, cumple con la característica de presentar un desfase en el tiempo debido a un retardo.

Considerando la técnica del Predictor de Smith como una de las opciones de estructuras alternativas para la mejora en la respuesta del sistema, se realiza la implementación hasta la etapa de simulación observando una mayor robustez en el sistema. Específicamente con el ajuste del filtro se obtiene una respuesta simulada mejorada del sistema en lazo cerrado de la planta en estudio, reduciendo el margen de ganancia del pico de resonancia de 10.1 decibeles en los $5.1e^{-019}$ rad/seg a 10.1 decibeles en los $2e^{-019}$ rad/seg, lo cual se aprecia en los diagramas de Bode de las Figuras 4.37 y 4.38, y en la Figura 4.39 en la cual se tiene la comparación simulada de la respuesta del controlador PI y la del sistema con el Predictor de Smith. El diseño modificado presenta una mejor consistencia con una respuesta nominal ligeramente más lenta.

Por otro lado, en la literatura se encuentra que la mayoría de las universidades utilizan métodos similares en la formación de futuros ingenieros en el área de diseño de sistemas de control, dando una mayor importancia al conocimiento teórico del control que a las habilidades prácticas, siendo esto apoyado por libros de texto que tienen un carácter principalmente teórico. El conocimiento matemático de los estudiantes se refuerza de esta manera y pueden adquirir una buena perspectiva de las relaciones teóricas; desde nuestra perspectiva, los ingenieros reciben muy poca formación en resolver problemas reales de implementación diaria. Lo anterior ha provocado la presencia de una situación

incongruente, ya que la práctica industrial rechaza los métodos modernos debido a resultados poco satisfactorios. La experiencia ha sido adquirida de una comparación entre el nuevo algoritmo de optimización del regulador PID modelo-libre y otros procedimientos de sintonización que son fáciles de describir teóricamente, pero que son difíciles de implementar en la práctica. Algunos métodos implementados que han tenido éxito son generalmente considerados como insuficientemente científicos, o permanecen en la propiedad individual de expertos en implementación.

En (Santana Ch., 2012) se comenta respecto a los aspectos prácticos, expresando que se deben realizar prácticas de laboratorio enfocadas al modelado y linealización de sistemas, así como al análisis dinámico tanto en el dominio de la frecuencia y como en el del tiempo, haciendo mención que una de las actividades prácticas de mayor importancia que se deben realizar es la sintonía y el diseño de controladores con distintas estructuras de control. De esta forma se tiene que es muy importante hacer énfasis que con investigaciones aplicadas, como la presente, se deja una enseñanza relevante a los estudiantes de ingeniería en el área de control de procesos ya que la implementación de las teorías y/o técnicas, son efectuadas en sistemas reales resolviendo así las distintas complicaciones que el mismo procedimiento lleva implícito.

5.2. Trabajo futuro

Uno de los objetivos de este trabajo fue el de dejar un equipo en operación, el cual fue concluido en su totalidad de manera satisfactoria, por lo que ahora se tiene disponible un banco de pruebas tecnológico con la finalidad de implementar otro tipo de tecnologías de control.

Dicho lo anterior, se tiene contemplado continuar con el avance en el diseño de controladores, implementándolos en este sistema de planta industrial bajo otro tipo de esquemas cómo será el del Predictor de Smith que ha sido presentado en este trabajo hasta la etapa de simulación, con el objetivo de analizar las diferencias, ventajas y desventajas en los desempeños y aplicaciones respecto a los controladores ya diseñados e implementados.

Respecto al modelado matemático, existe la propuesta de explorar otras alternativas para el análisis de este sistema como pudiera ser la técnica de espacios de estado complementando la dinámica completa de servo-válvula, tanques y actuador.

5.3. Productos derivados de la tesis

La producción académica obtenida a raíz de este trabajo de tesis, fue la siguiente:

- Ponencias nacionales
 - *“Modelado y simulación de un sistema de planta industrial de dos tanques”*. 6to. Coloquio Interdisciplinario de Doctorado organizado por la UPAEP. Junio, 2013.
 - *“Análisis comparativo entre un método experimental vs. uno analítico, de diseño de controladores tipo P, PI y PID para un sistema de proceso Industrial”*. X Semana Nacional de Ingeniería en Electrónica-Senie 2014. Octubre, 2014.
- Memorias
 - *“Modelado y Simulación de un Sistema de Planta Industrial de Dos Tanques”*. 6to. Coloquio Interdisciplinario de Doctorado con ISBN 978-607-8093-42-7.
- Publicación de artículos en revista nacional arbitrada
 - Publicación del artículo *“Diseño de Controladores P, PI y PID para el comportamiento dinámico de un servo-sistema hidráulico, basado en desarrollo experimental”*, en la revista Epistemus de junio 2014, número 16, ISSN: 2007-4530. Indexada en Latindex de publicación periódica por la Universidad de Sonora.
 - Publicación de artículo *“Análisis comparativo entre un método experimental vs. uno analítico, de diseño de controladores tipo P, PI y PID para un sistema de proceso Industrial”*, en la revista Pistas Educativas de octubre 2014, número 108, ISSN: 1405-1249. Publicación periódica por el Instituto Tecnológico de Celaya.
- Reportes técnicos
 - *“Puesta en marcha y capacitación de Sistema de Planta Industrial de dos tanques”*, con clave de proyecto USO316000299 ante la Universidad de Sonora.

-
- *“Diseño de controlador PID a través del modelado, simulación e implementación del comportamiento dinámico de un actuador hidráulico, basado en desarrollo experimental”, con clave USO316000230 ante la Universidad de Sonora.*

Los documentos que avalan la antes mencionada producción académica, se encuentran en el Anexo B.

BIBLIOGRAFÍA

- Advantech, 2014. *ADAM-4022T Data Sheet*. [En línea]
Available at: http://downloadt.advantech.com/ProductFile/PIS/ADAM-4022T/Product%20-%20Datasheet/ADAM-4021_4022T_4024_DS20140818183105.pdf
[Último acceso: 18 Noviembre 2014].
- Advantech, C. L., 2000. *Advantech GeniDAQ*. [En línea]
Available at: <http://www.interworldna.com/images/advan/Genidaq.pdf>
[Último acceso: 8 Diciembre 2014].
- Ahmadian, M., Nazari, Z., Nakhaee, N. & Kostic, Z., 2005. *IET Digital Library*. [En línea]
Available at: http://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/ic_20050389
[Último acceso: 30 Marzo 2014].
- Améstegui M., M., 2001. *Slideshare*. [En línea]
Available at: <http://es.slideshare.net/jaderguerrero/blanco/control-pid-8127889>
[Último acceso: 15 Enero 2015].
- Arántegui, J., 2010. [En línea]
Available at:
http://web.udl.es/usuaris/w3511782/Control_de_procesos/Unidades_files/apuntes_10-11.pdf
[Último acceso: 20 Julio 2014].
- Aström, K. & Hagglund, T., 1995. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. Second ed. North Carolina, USA: Instrument Society of America.
- Åström, K. & Lundh, M., 1992. Lund Control Program Combines Theory with Hands-On Experience. *IEEE Control System Magazine*, 12(3), pp. 22-30.
- Åström, K. & Östberg, A.-B., 1986. A teaching laboratory for process control. *IEEE Control Systems Magazine*, 6(5), pp. 37-42.
- Bialkowski, W., 1996. Control of the Pulp and Paper Making Process. En: W. Levine, ed. *The Control Handbook of PID*. New York: CRC Press LLC, pp. 1219-1242.
- Bristol, E., 1986. An industrial point of view on control teaching and theory. *IEEE Control Systems Magazine*, 6(1), pp. 24-27.
- Callendar, A., Hartree, D. & Porter, A., 1935/6. Time-lag in a control system. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London Series A*, Volumen 235, pp. 415-444.
- Cecube, 2014. *Railway traction control system*. [En línea]
Available at: <http://www.wvelw.cecube.co.uk/control/control.htm>
[Último acceso: 5 Enero 2015].
- Di R., D., 1996. *System theory state space analysis and control theory*. [En línea]
Available at:
http://home.hit.no/~hansha/documents/control/theory/state_space_and_control_theory.pdf
[Último acceso: 8 Enero 2015].

Doebelin, E., 2005. *Sistemas de medición e instrumentación- Diseño y aplicación*. Quinta ed. México: McGraw Hill.

Dorf, R. & Bishop, R., 2005. *Sistemas de Control Moderno*. Décima ed. Madrid, España: Pearson.

Ender, D., 1993. Process control performance: Not as good as you think. *Control Engineering*, Volumen 40, pp. 180-190.

Espinoza, O., Boelen, T. & VanObershee, P., 2006. Robust Advanced PID Control (RaPID) PID Tuning Based on Engineering Specifications. *IEEE Control Systems Magazine*, 26(1), pp. 15-19.

Hang, C., 2014. *Smith Predictor and its modifications*. Singapore: Encyclopedia of Life Support Systems (EOLSS).

Holič, I. & Veselý, V., 2011. *Robust PID controller design for coupled-tank process*. [En línea]

Available at: <http://www.kirp.chtf.stuba.sk/pc11/data/abstracts/042.html>
[Último acceso: 15 Febrero 2014].

Hwang, S., 1993. Adaptive dominant pole design of PID controllers based on a single closed-loop test. *Chemical Engineering Communications*, 124(1), pp. 131-152.

Ingimundarson, A., 2000. *Robust tuning procedures of dead-time compensating controllers*. [En línea]

Available at: <http://www.control.lth.se/documents/2000/5645.pdf>
[Último acceso: 5 Enero 2015].

Isermann, R., 1989. *Digital Control Systems: Fundamentals, deterministic control*. Second ed. s.l.:Springer-Verlag.

Izquierdo F., J., 2011. *ddd.uab.cat*. [En línea]

Available at:
https://ddd.uab.cat/pub/trerecpro/2011/hdl_2072_199563/PFC_JonatanIzquierdoFernandez.pdf

[Último acceso: 8 Enero 2015].

Jaafar, H. y otros, 2014. Development of PID Controller for Controlling Desired Level of Coupled Tank System. *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE)*, 3(9), pp. 32-36.

Jelali, M. & Kroll, A., 2003. *Hydraulic Servo-systems*. Berlin, Heidelberg: Springer.

Kelly, R. & Moreno, J., 2001. Learning PID structures in an introductory course of automatic control. *IEEE Transactions on Education*, 44(4), pp. 373 - 376.

Kheir, N., 1996. Kheir, N.A.; Aström, K. J.; Auslander, D.; Check, K. C.; Franklin, G. F.; Masten, M.; Rabins, M.. *Control Systems Engineering Education. Automatica*, 32(2), pp. 147-166.

- Koivo, H. & Tantt, J., 1991. *Tuning of PID controllers: survey of SISO and MIMO techniques, Proceedings of IFAC Intelligent and Adaptive Control Symposium*. Singapore: s.n.
- Kuo, B., 1996. *Sistemas de control automático*. Séptima ed. México: Prentice Hall.
- Lara H., E. & Rocha N., J. M., 2011. *Error en Estado Estable o Estacionario*. [En línea] Available at: <http://es.scribd.com/doc/52734439/06-Error-en-Estado-Estable-o-Estacionario#scribd> [Último acceso: 15 Junio 2014].
- Laubwald, E., s.f. *Control-systems-principles.co.uk*. [En línea] Available at: <http://www.control-systems-principles.co.uk/whitepapers/coupled-tanks-systems.pdf> [Último acceso: 18 Mayo 2014].
- Lennon, T., 2007. *Machine Design*. [En línea] Available at: <http://machinedesign.com/archive/model-based-design-mechatronics-systems> [Último acceso: 30 Marzo 2014].
- Li, Y. y otros, 1998. *PID easy and automated generation of optimal PID controllers*. DunHuang, P.R. China, in Proc. 3rd. Asia-Pacific Conf. Control and Measurement.
- Li, Y., Heong, A. & Chong, G., 2006. PID Control System Analysis and Design. Problems, remedies and future directions. *IEEE Control Systems Magazine*, 26(1), pp. 32-41.
- Ljung, L. & Glad, T., 1994. *Modeling of dynamic systems*. Karen Gettman ed. New Jersey, USA: Dit Mosco.
- Maldonado, C., 1999. *Tesis: Seguimiento de trayectoria utilizando control difuso tipo Takagi-Sugeno*. Guadalajara, Jalisco(Jalisco): s.n.
- Mandado P., E., Acevedo, J. & Fernández S., C., 2009. *Automatas programables y sistemas de automatización*. Segunda ed. Barcelona, España: Marcombo.
- Marlin, T., 1995. *Process Control: Designing Processes and Control Systems for Dynamic Performance*. USA: McGraw Hill.
- Marsh, L. P., 1998. Turn on,tune in- Where can the PID controller go next. *New Electron*, 31(4), pp. 31-32.
- Mendiburu D., H., 2003. *Automatización Medioambiental*, Lima, Perú: INDECOPI.
- Microsemi-Co., 2013. *Microsemi*. [En línea] Available at: <http://www.microsemi.com/> [Último acceso: 10 Enero 2015].
- Moradi, M., Johnson, M. & Katebi, M., 2005. Predictive PID control.. En: M. Johnson & M. M. (eds), edits. *PID Control—New Identification and Design Methods*. Berlin: Springer, pp. 473-524.

- Murray, C., 2010. *Design News*. [En línea]
Available at: http://www.designnews.com/document.asp?doc_id=229640&dfpPParams=ind_184,aid_229640&dfpLayout=article
[Último acceso: 30 Marzo 2014].
- Murray, R. M. y otros, 2002. *Control in an information Rich World Chapter 3*. [En línea]
Available at: <http://www.cds.caltech.edu/~murray/cdspanel/talks/fdc-26apr02.pdf>
[Último acceso: 18 Septiembre 2014].
- Murray-Smith, D., 1995. *Continuous system simulation*. First ed. Malaysia: Chapman & Hall.
- Nise, N. S., 2004. *Control Systems Engineering*. Fourth ed. USA: John Wiley & Sons.
- O'Dwyer, A., 2006. *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*. London: Imperial College Press.
- Oberkamf, W., Trucano, T. & Hirsch, C., 2004.
<http://appliedmechanicsreviews.asmedigitalcollection.asme.org/article.aspx?articleid=1398084>. [En línea]
Available at: http://www.ehowenespanol.com/verificar-validar-modelo-matematico-como_476856/
[Último acceso: 30 Septiembre 2014].
- Ogata, K., 2003. *Ingeniería de control moderna*. Cuarta ed. México: Pearson Education.
- Ogata, K., 2010. *Ingeniería de control moderna*. Quinta ed. Madrid España: Pearson.
- Ollero de Castro, P. & Fernández C., E., 2006. *Control e Instrumentación de procesos químicos*. Madrid, España: Síntesis.
- Omar, M. H. T., Ali, W. M. & Mostafa, M. Z., 2011. Auto Tuning of PID Controller Using Swarm Intelligence. *Praise Worthy Prize-International Review of Automatic Control (I.R.E.A.CO.)*, 4(3), pp. 319-327.
- Overschee P., V. & De Moor, B., 2000. *RaPID: The end of heuristic PID tuning*. Terrassa, Spain: s.n.
- Pérez M., A. y otros, 2013. Integración del diseño del sistema de control automático al diseño total de una planta para la obtención de alimento animal a partir de residuos de la industria azucarera. *ICIDCA*, 47(2), pp. 42-51.
- Pratibha R., C. & Prasad, A., 2014. Digital P-I-D Controller Implementation for Speed Control Applications using FPGA. *International Journal of Science and Research (IJSR)*, 3(10), pp. 388-391.
- Quevedo, J. & Escobet, T., 2000. *Digital control: Past, present and future of PID control*. Terrassa, Spain, in Proc. IFAC Workshop.
- Rahamat, M. F. & Rozali, S. M., 2008. Modeling and Controller Design for a coupled tank liquid level system: Analysis & Comparison. *Jurnal Teknologi*, 48(1), pp. 113-141.

- Raj B., N., Burkholder, D., Mohan, N. & Tschirhart, S., 2009. *LinearizingODEs*. [En línea]
Available at: <https://controls.engin.umich.edu/wiki/index.php/LinearizingODEs>
[Último acceso: 10 Enero 2015].
- Reedy, J. & Lunzmann, S., 2010. *SAE International Technical paper 2010-01-1999*. [En línea]
Available at: <http://papers.sae.org/2010-01-1999/>
[Último acceso: 30 Marzo 2014].
- Rivera, D. E., Morarl, M. & Skogestad, S., 1986. Control 4. PID Controller Design. *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev*, 25(1), pp. 252-265.
- Rollins, L., 1999. *Robust Control Theory*. [En línea]
Available at: http://users.ece.cmu.edu/~koopman/des_s99/control_theory/
[Último acceso: 17 Mayo 2014].
- Salim, Kumar, S. & Ohri, J., 2013. LabView Based DC Motor and Temperature Control Using PID Controller. *International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering (IJARCSSE)*, 3(5), pp. 56-63.
- Samand, T. & Annaswamy, A. M., 2011. *The Impact of Control Technology; Overview, Success Stories, and Research Challenges*. [Online]
Available at: <http://ieeecss.org/general/impact-control-technology>
[Accessed 24 Junio 2014].
- Santana Ch., I., 2012. *Tesis Doctoral Final Ivan Santana*. [En línea]
Available at: [http://oa.upm.es/10791/1/Tesis Doctoral Final Ivan Santana.pdf](http://oa.upm.es/10791/1/Tesis%20Doctoral%20Final%20Ivan%20Santana.pdf)
[Último acceso: 7 Enero 2015].
- Santos L., P., s.f. *Sistemas de control*. [En línea]
Available at: www.tecnologiaycultura.net/docs/SistemasControl.ppt
[Último acceso: 18 Mayo 2014].
- Smith, C. & Corripio, 1997. *Principles and Practice of Automatic Process Control*. Second ed. New York, USA: John Wiley & Sons, Inc..
- Smith, O., 1957. Closer control of loops with dead-time. *Chem. Eng. Prog.*, Volumen 53, p. 217–219.
- Smith, O., 1959. A controller to overcome dead-time. *ISA J.*, Volumen 6, p. 28–33.
- Šulc, B. & Vrána, S., 2009. *Some observations on teaching practical controller tuning methods in a laboratory set-up*. Stevens Point, Wisconsin, USA: World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS) ISBN: 978-960-474-100-7. Páginas 202-207..
- Tan, K., Huang, S. & Lee, T., 2000. Development of a GPC-based PID controller for unstable. *ISA Trans.*, Volumen 39, pp. 57-70.
- Tan, K., Lee, T., Huang, S. & Leu, F., 2002/1. PID control design based on a GPC approach. *Ind. Eng. Chem. Res.*, 41(8), pp. 2013-2022.

- Tan, K., Lee, T. & Leu, F., 2001. Predictive PI versus Smith control for dead-time compensation. *ISA Trans*, Volumen 40, pp. 17-29.
- Tan, K. L. T. L. F., 2002/2. Optimal Smith-Predictor design based on a GPC approach.. *Ind. Eng. Chem. Res*, 41(5), pp. 1242-1248.
- Tham, M., 2002. *Internal Model Control. Part of a set of lectures notes on Introduction to Robust Control*. [En línea]
Available at: <http://lorien.ncl.ac.uk/ming/robust/imc.pdf>
[Último acceso: 10 Agosto 2014].
- The MathWorks, I., 2010. *Software MATLAB 2010a*. USA: s.n.
- Vilanova, R. & Visioli, A., 2012. *PID Control in Third Millennium-Lessons Learned and New Approaches*. London: Springer.
- Warwick, K. & Rees, D., 1988. *Industrial Digital Control Systems*. England: Peter Peregrinus LTD.
- Xue, D., Chen, Y. & Atherton, D., 2007. *Linear Feedback Control: Analysis and Design with MATLAB*. Philadelphia: SIAM: Society for Industrial and Applied Mathematics.
- Yu, C., 2006. *Autotuning of PID Controllers: A Relay Feedback Approach*. Second ed. Germany: Springer-Verlag.

ANEXO A

Manual de Operaciones para la puesta en marcha de Planta Industrial de dos tanques, utilizando el módulo 4022T y el software ADAMView

INTRODUCCION

Este manual de prácticas tiene como finalidad entender el funcionamiento de la planta industrial de dos tanques, dando a conocer las características de los principales componentes y también configuraciones del equipo, utilizando tanto el modulo DEMO como el módulo 4022T, como controladores del sistema y el software ADAMView.

El material aquí contenido está basado en información proporcionada por la empresa GADU.

CONTENIDO

Número y Nombre de practica

Practica No.1.- Establecer la comunicación para la configuración entre PC y Módulo de señales y reglas de seguridad.

Practica No.2.- Configuración de la válvula proporcional y salidas digitales

Practica No. 3.- Funcionamiento de la bomba accionada por botón ON desde ADAM View

Practica No.1

Establecer la comunicación para la configuración entre PC y Módulo de señales

Objetivo

Entender como el sistema de Interfaz Hombre-Máquina (HMI), se comunica y configura inicialmente.

Desarrollo

La comunicación entre el módulo ADAM 4022T y la PC Industrial TPC-660G, se lleva a cabo a través del puerto RS-485, comúnmente empleados en la industria. La configuración de la comunicación se realiza tal como se configura en un ambiente industrial, describiéndose los pasos a seguir a continuación:

1.- Para energizar el sistema, asegúrese de que el botón de protección térmica, que se encuentra a un lado del gabinete de control, se encuentre en ON. En la Figura P1.1, se señala este botón.

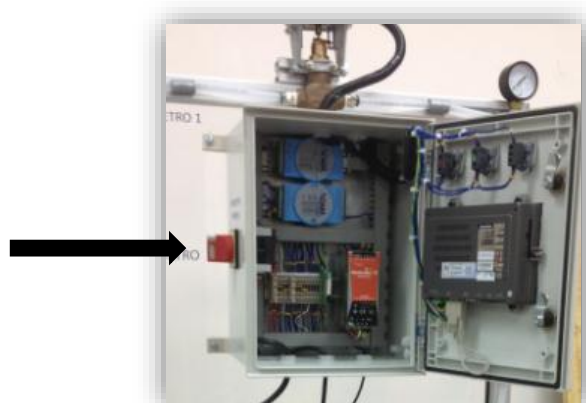


Figura P1.1.- Gabinete de control en el cual se señala el botón de protección térmica para el equipo

2.- Conecte correctamente la clavija a la alimentación eléctrica.

3.- Gire el interruptor principal de encendido, que se encuentra en la parte frontal del gabinete de control. Espere a que la computadora cargue el Sistema Operativo por completo y verifique que el Caudalímetro se encuentre encendido. En la Figura P1.2, se muestra la parte exterior frontal del gabinete de control, en la cual se puede observar la perilla para encender o energizar el sistema de planta industrial.

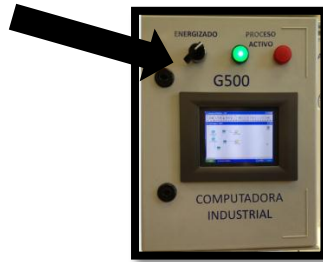


Figura P1.2

4.- Hacer doble click en el icono de ADAM.NET Utility, y click sobre el símbolo “+” ubicado a la izquierda de ADAM4000_5000.

5.- A continuación hacer click en el botón de búsqueda (lupa) después de haber seleccionado el puerto COM2, tal como se muestra en la Figura P1.3.

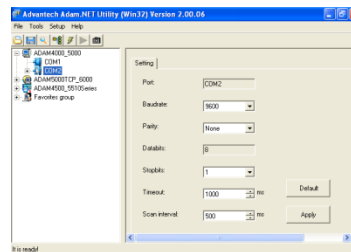


Figura P1.3

6.- Aparecerá una pantalla como la que se presenta en la Figura P1.4. A continuación hacer click en *Start*, este procedimiento tiene la finalidad de buscar módulos a través del protocolo RS-485, y el programa verifica cada dirección. En éste caso el módulo ADAM-4022T se encuentra ubicado en la dirección 0x01. Una vez que sea desplegado el módulo se puede dar click en cancelar para que termine la búsqueda o dejar que continúe en caso de que haya más módulos conectados.

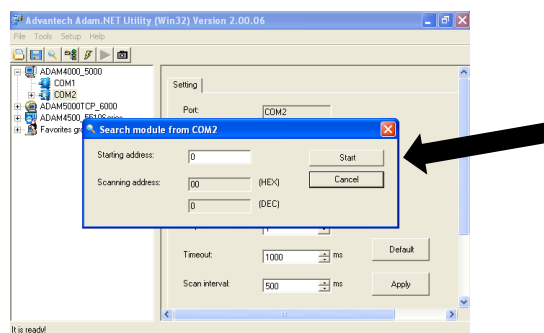


Figura P1.4

7.- Ahora se procede a hacer click sobre el módulo encontrado. Se desplegará la configuración general del módulo, como se observa en la Figura P1.5, dividido por pestañas de configuración del módulo, entradas, salidas y el control PID. Realizado lo anterior, significa que ya se ha establecido la comunicación entre la computadora y el módulo ADAM-4022T.

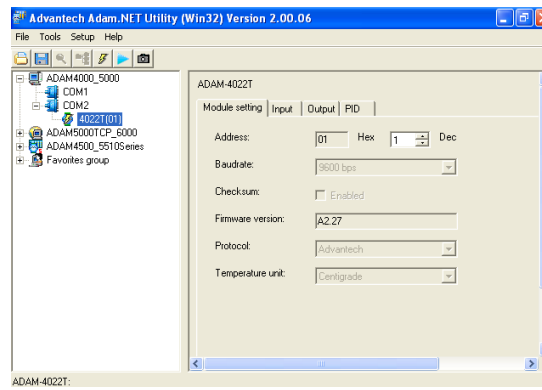


Figura P1.5

Practica No.2

Configuración de la válvula proporcional y salidas digitales

Objetivo

Conocer el funcionamiento de una Válvula Proporcional mediante su configuración a partir de ADAM.NET Utility.

Desarrollo

La válvula proporcional del sistema G500 tiene un rango de operación de 4 a 20 mA, en la señal de control. Es importante tener bien claro que esta señal de control en la *Válvula Proporcional* es una **Entrada o Input** analógica, pero para el *módulo ADAM 4022T*, es una señal analógica de **Salida o Output**.

- 1.- Energice la Planta Industrial y abra la aplicación de ADAM.NET Utility.
- 2.- Establezca la comunicación con el módulo ADAM-4022T.
- 3.- Seleccione la pestaña de Salida o **Output**, y obtendrá la misma vista de la imagen que se presenta en la Figura P2.1.

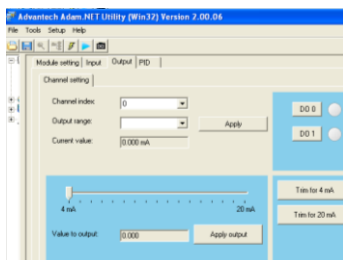


Figura P2.1

- 4.- El canal sobre el cual está instalada la válvula proporcional es el canal **0**, seleccionarlo en la primera opción de la ventana que se muestra en la Figura P2.2.

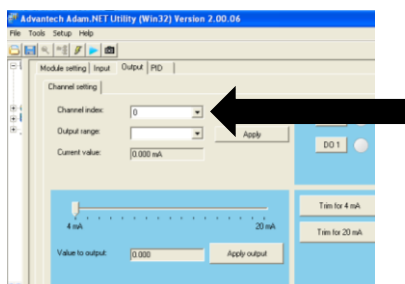


Figura P2.2.

En esta misma pantalla, selecciona el rango de operación para la salida analógica o **Output range**, en el espacio ubicado debajo del canal. En este caso, como anteriormente se mencionó, es de 4 a 20 mA.

- 5.- En esta misma ventana también se indican las salidas digitales, las cuales se localizan en el lado derecho como **DO0** y **DO1**, estas son señaladas en la Figura P2.3. con un círculo rojo.

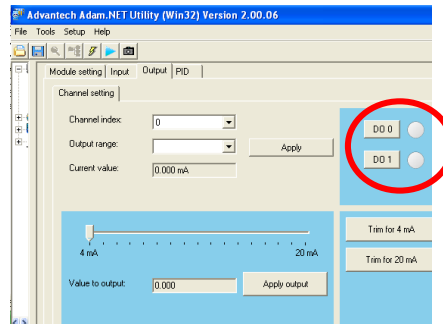


Figura P2.3

6.- Por default la salida digital **DO0** se encuentra conectada al relevador de la bomba sumergible del sistema por lo que al presionar el botón **DO 0**, es posible verificar su funcionamiento. Esta señal puede ser manipulada en el software ADAMView. En la Figura P2.4 se puede apreciar que la señal digital de encendido de la bomba se encuentra activada por su color amarillo junto con la luz roja de la parte frontal del tablero.

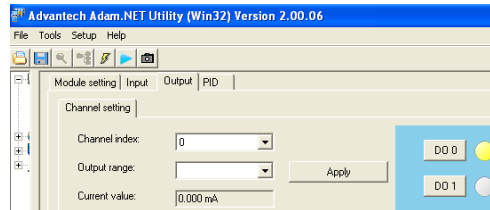


Figura P2.4

7.- Para configurar la válvula proporcional únicamente es necesario establecer los puntos límites de la señal de salida. Para ello inicialmente se debe encender la bomba como se explicó en el punto anterior.

8.- Ahora se procede a establecer el límite superior de la válvula, para ello es necesario que se corra el botón de corriente, tal como se aprecia en la imagen de la Figura P2.5:

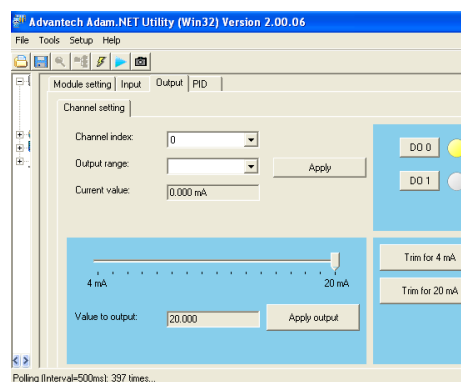


Figura P2.5

Como se puede notar en la Figura P2.5, la salida digital **DOO** está activada, esto muestra que la bomba se encuentra funcionando. Al mencionar que esta configuración es la superior, se refiere a que será cuando exista la mayor cantidad de flujo.

9.- Se establece éste como punto superior haciendo click en **Trim for 20 mA**. La pantalla que se despliega es la mostrada en la Figura P2.6 y al verificar que se encuentran los datos adecuados, se da click en **Apply**, por lo que aparece una pequeña pantalla que indica que la calibración se ha llevado a cabo. Se da click en OK, en esta última pantalla, se cierra la pantalla del **Trim 20 mA**, se regresa a la pantalla **Output**, observándose como la válvula se abre a su máximo punto.

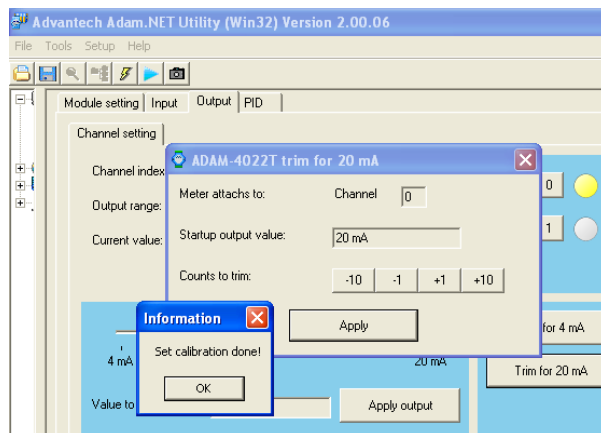


Figura P2.6

10.- Continuando con esta configuración se procede a establecer el punto inferior, para ello, sin apagar la bomba, ahora recorre el botón de corriente hacia el extremo de 4 mA, y de la misma manera se lleva el procedimiento de hacer click ahora en **Trim 4 mA**. Esto se muestra en la Figura P2.7.

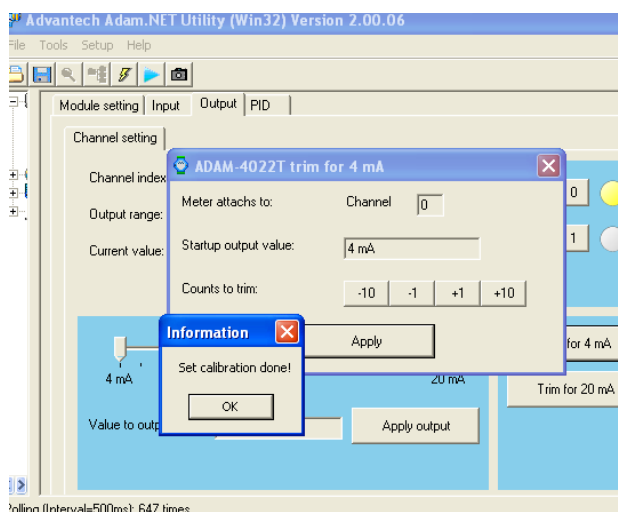


Figura P2.7

11.- Es importante no apagar la bomba puesto que si se llegase a apagar, la tubería se vaciaría y la cantidad de flujo al arrancarla nuevamente va a ser mucho menor que en caso de que la tubería ya cuente con líquido y se encuentre en funcionamiento.

12.- Estos valores, verificando el caudalímetro, deberán rondar entre los siguientes:

- a. Límite superior: 9.65 a 9.70 lpm.
- b. Límite inferior: 0.0.

Practica No. 3

Funcionamiento de la bomba accionada por botón ON desde ADAM View

Objetivo

Entender la manipulación de entradas y salidas, en el entorno de ADAMView.

Desarrollo

El entorno ADAMView es 100% gráfico por lo que resulta muy sencillo realizar las configuraciones y programas.

En esta aplicación lo que se tiene que realizar es primeramente la configuración del módulo ADAM -4022T en ADAMView, haciendo un repaso, los puntos que hay que considerar son los siguientes.

1.- Establece la comunicación con el módulo ADAM-4022T, en ADAM.NET Utility, esto con la finalidad únicamente de identificar la dirección del módulo (0x01).

2.- Verificado el punto anterior, se procede a acceder al programa ADAMVIEW-Builder. Los iconos en donde debes dar click, se muestran en las Figuras P3.1 y P3.2.

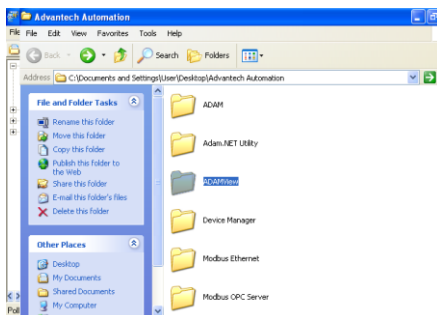


Figura P3.1

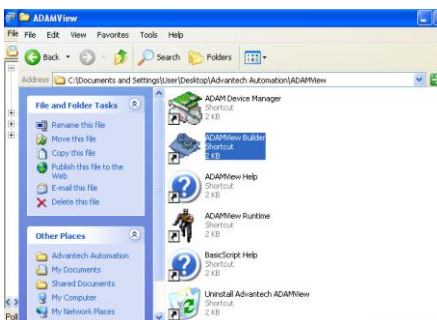


Figura P3.2

3.- Inicialmente se debe verificar que el módulo ADAM-4022T, se encuentra configurado, para ello haz click en el icono ADAM Device Manager, que se muestra en la imagen de la Figura P3.3.

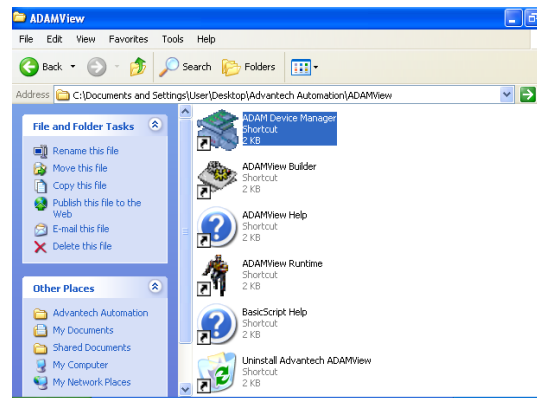


Figura P3.3

4.- Se desplegará la pantalla mostrada en la Figura P3.4, en esta pantalla verifica, oprimiendo el botón "Test", el funcionamiento del módulo desde ADAMView.

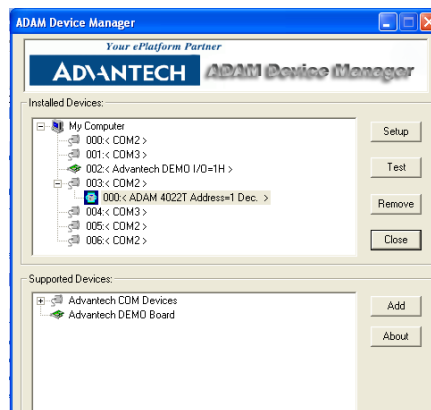


Figura P3.4

5.- A continuación cierra las ventanas de configuración del módulo ADAM-4022T en ADAMView y hacemos click en nuevo en el ADAMView-Build, como se muestra en la Figura P3.5.

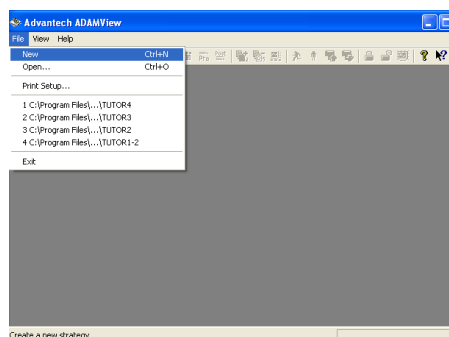


Figura P3.5

6.- En la siguiente ventana se escribe el nombre con el cual se guardará el proyecto y la ubicación del archivo. Referencia Figura P3.6 a la P3.9.

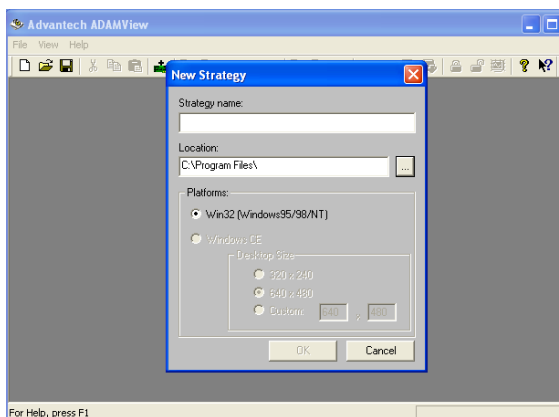


Figura P3.6

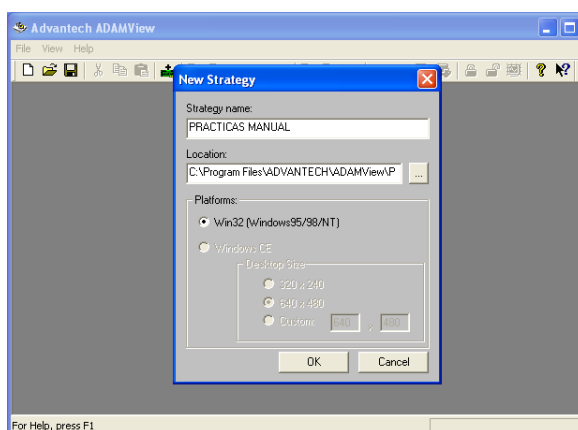


Figura P3.7

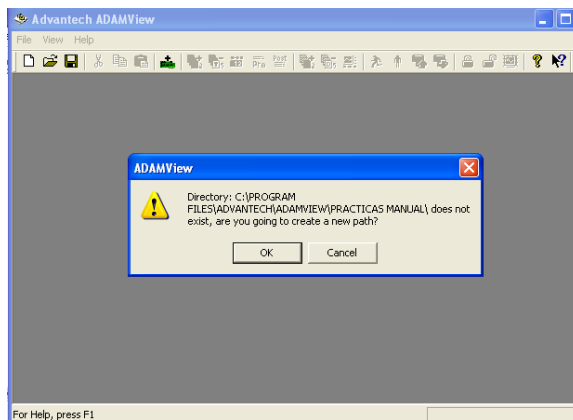


Figura P3.8

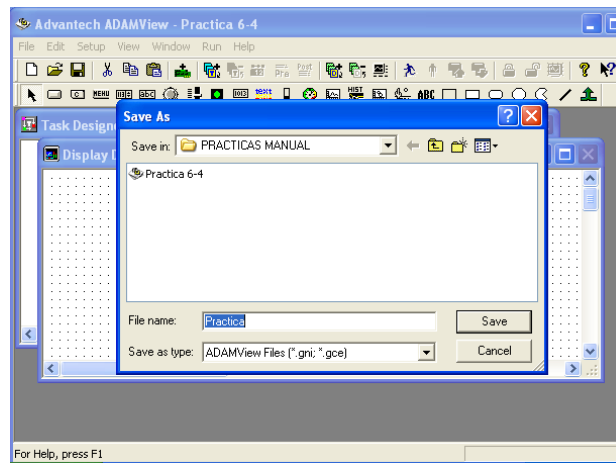


Figura P3.9

7.- Es importante tener en cuenta que cada programa consta de al menos dos secciones o áreas de trabajo principales: Diseño de tareas y Diseño de Display. Para el desarrollo de un HMI (Human Machine Interface), es necesario crear un entorno gráfico el cual se crea en el área de trabajo de Diseño de Display, pero las tareas del programa se deberán crear rigurosamente, en el área de Diseño de Tareas. Cuando un programa queda en modo Runtime, solamente podemos ver la pantalla de modo Display, es decir la simulación de los gráficos que se hayan creado. En la Figura P3.10 se muestran ambas áreas de trabajo.

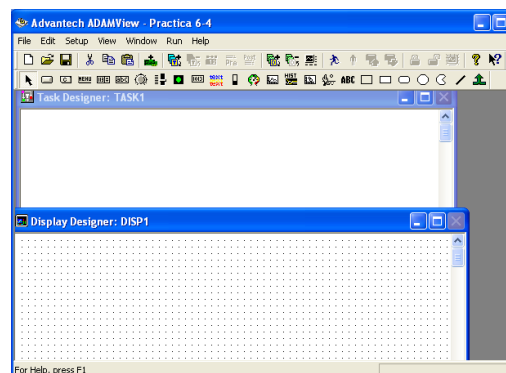


Figura P3.10

8.- Para esta práctica se necesitara programar parcialmente la ventana de Diseño de Tareas o "TASK1", para lo cual se selecciona esta ventana, dando después click en el botón "DI" (Digital Input). Ahora en la ventana "TASK1" das click nuevamente, con lo que deberás ver lo que se muestra en la Figura P3.11.

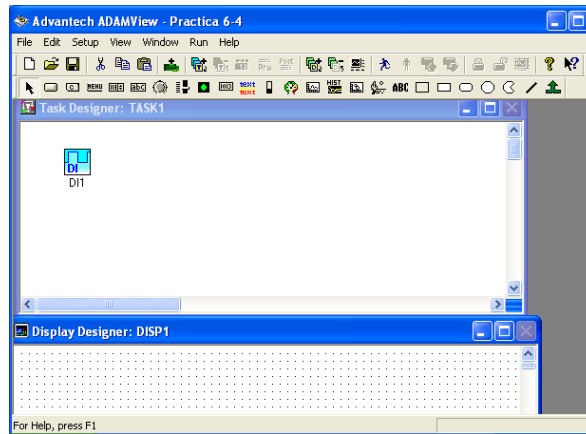


Figura P3.11

10.- Da doble click en el icono “DI” para llevar a cabo su configuración, en estas operaciones será necesario seleccionar el módulo para el acceso a los dispositivos, dando click en “Select” y luego en el módulo ADAM-4022T, para finalmente dar click en el botón “OK”. Las Figuras P3.12, P3.13 y P3.14, son apoyo para lo antes mencionado.

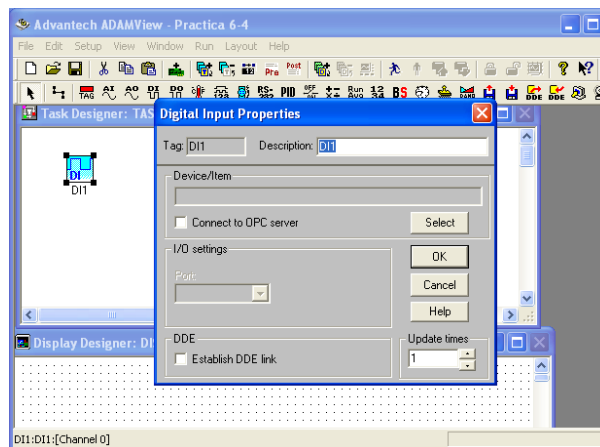


Figura P3.12

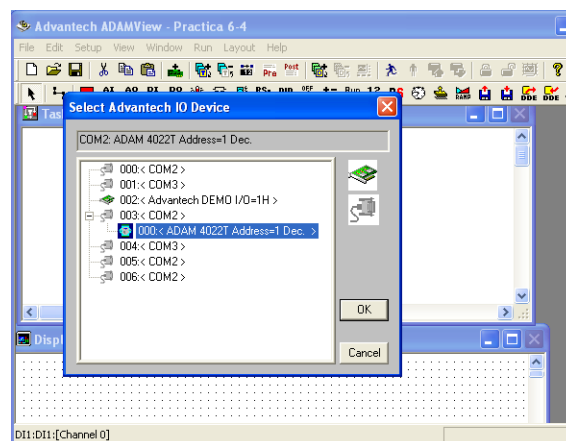


Figura P3.13

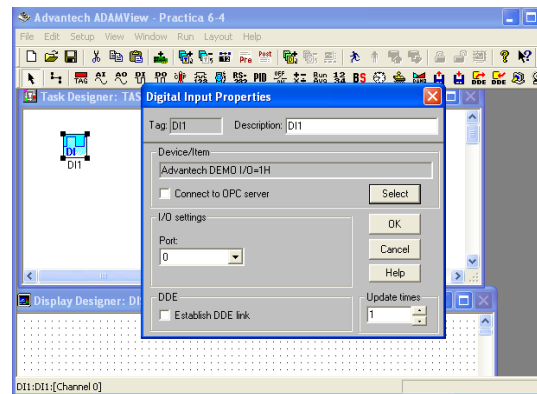


Figura P3.14

11.- En la pantalla “Digital Input Properties”, se asegura de que este seleccionado, y en caso contrario, seleccionar; el puerto “0”, como se observa en Figura P3.15.

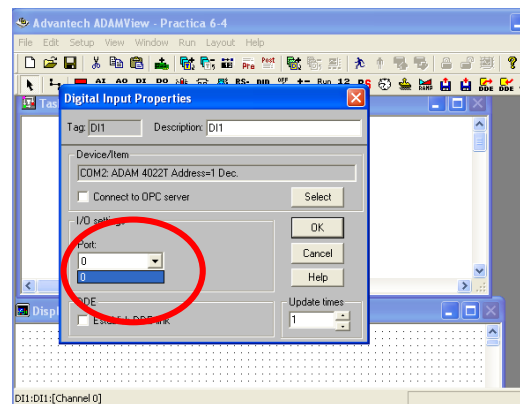


Figura P3.15

12.- A continuación se agrega de manera similar, un icono de salida “DO”, teniendo seleccionada nuevamente la pantalla “TASK1”. En la Figura P3.16 se observa este icono ya colocado en la pantalla y su configuración en las figuras de la P3.17 a la P3.19. Asígnale la dirección de salida (0) correspondiente a la bomba.

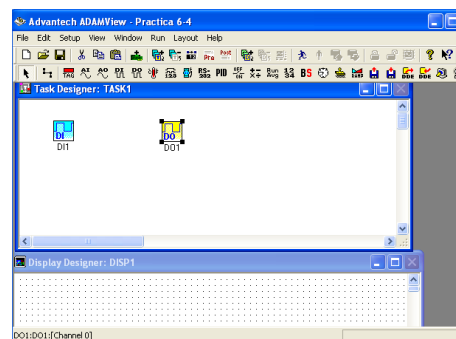


Figura P3.16

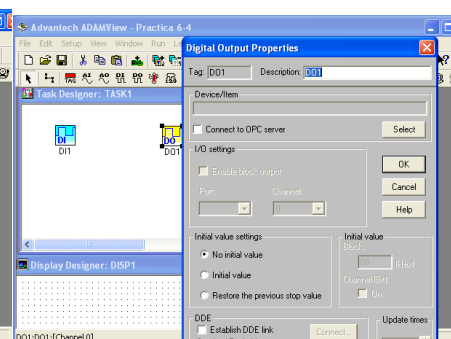


Figura P3.17

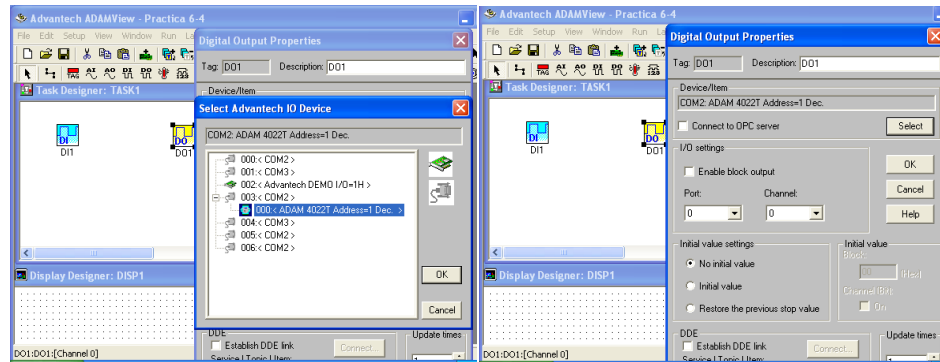


Figura P3.18

Figura P3.19

13.- Con la finalidad de crear un entorno gráfico es necesaria la utilización de marcas y para este caso se procede a hacer uso de etiquetas o tags, da click de la misma manera en la barra de herramientas, en el icono “TAG”, para después dar de nuevo click en el área de “TASK1”. En la pantalla de la Figura P3.20 se observa el icono “TAG” ya colocado en la ventana del área de display o “DISP1”. Posteriormente se llevará a cabo la configuración de este icono.

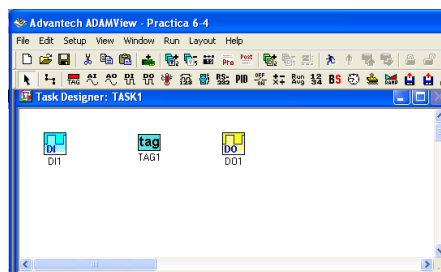


Figura P3.20

14.- Ahora selecciona la ventana de diseño gráfico y se procede a crear algunos elementos. Inicialmente da click en “Conditional Button”, este icono se encuentra señalado en la Figura P3.21.



Figura P3.21

Se le debe asignar un nombre y esto lo llevas a cabo dando doble click en este icono, procedes a escribir un nombre para el botón condicional así como también puedes seleccionar los colores para la activación y desactivación. Terminando su configuración das click en “OK”. La configuración se muestra en la Figura P3.22.

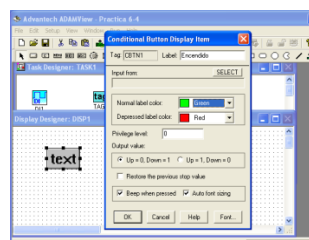


Figura P3.22

15.- Regresar a la barra del menú de herramientas para seleccionar el icono del botón indicador, se coloca en la ventana “DISP1” para después dar click en él. La configuración de su dirección es DO1:DO1 y se elige el canal “0” en la parte de Input from dando click en el botón “Select”. Apoyo en la Figura P3.23 a P3.26.

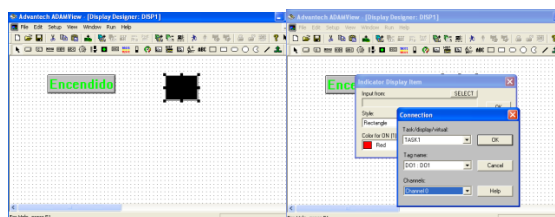


Figura P3.23

Figura P3.24

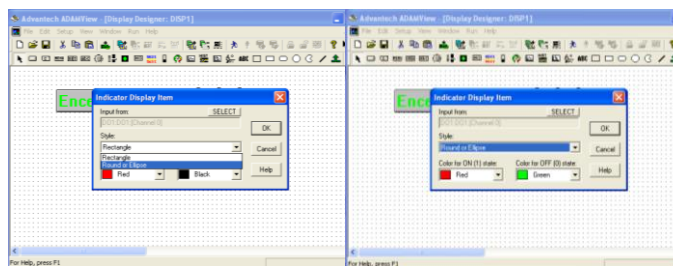


Figura P3.25

Figura P3.26

17.- En las Figuras P3.27 y P3.28 se presenta la configuración que se debe dar al icono “TAG” para relacionarlo con el botón de encendido de la ventana “DISP1” y después proceder a llevar a cabo las conexiones.

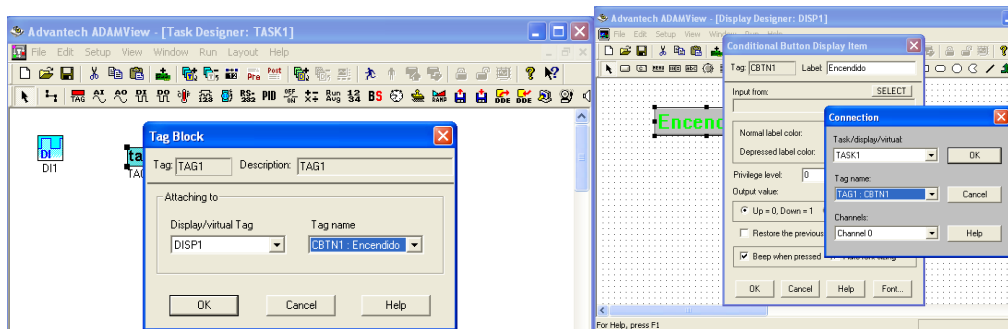


Figura P3.27

Figura

P3.28

18.- En la Figura P3.29 se muestran los iconos de la ventana “TASK1” ya conectados.

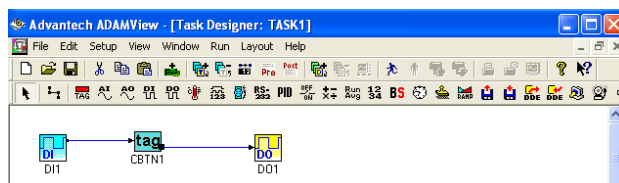


Figura P3.29

19.- El siguiente paso es correr el programa, para ello haz click en “Run” del menú de herramientas y después selecciona “Start” del submenú que se despliega. La bomba deberá trabajar al momento de hacer click en el botón de encendido. En las Figuras de la P3.30 a la P3.33 se observa cómo cambian los colores del botón de encendido y del indicador.

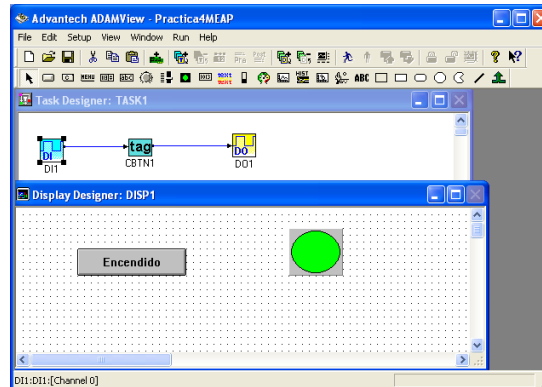


Figura P3.30

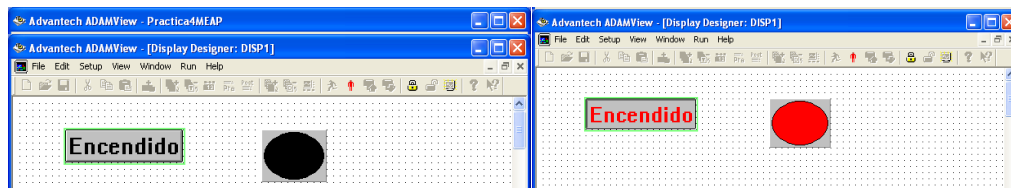


Figura P3.31

Figura P3.32

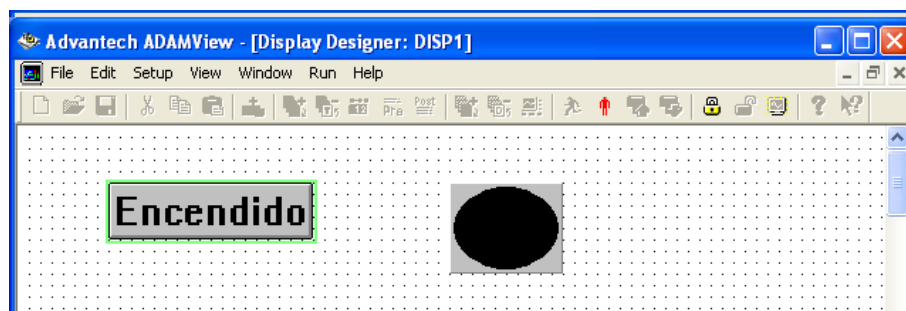


Figura P3.33

ANEXO B

Ponencias nacionales

U UPAEP

H. Puebla de I. a 29 de Mayo de 2013.

Maria Anaya Pérez:
Autor para correspondencia

Por medio de la presente se da constancia de que el artículo

"Modelado y Simulación de un Sistema de Planta Industrial de Dos Tanques"

ha sido aceptado para ser presentado en el Sexto Coloquio Interdisciplinario de Doctorado 2013, en el área de Ingeniería Mecatrónica e Ingeniería Biomédica, y en la modalidad de

PONENCIA

Favor de realizar las modificaciones que resuelvan las siguientes observaciones que los evaluadores han realizado a su artículo:

1) Enviar documento en formato de WORD.

Y enviar el artículo debidamente corregido --si aplica-- a más tardar el 03 de Junio.

También le invitamos a preparar su presentación en el formato de Power Point para tal efecto y enviarla a más tardar el 10 de Junio.

Por favor considere que es indispensable que realice su registro y pago a más tardar el 03 de Junio para que su artículo aparezca en las memorias con ISBN. Para mayor información visite la página <http://cscip.upaep.mx/coloquio2013/>.

Se extiende la presente a los fines que al interesado convengan.

AITE:


Dra. Pura Salazar Amador, POSGRADO EN INGENIERÍA MECATRÓNICA
Coordinadora de Posgrado en Ingeniería Mecatrónica
Tel: +52 222 2294400 Ext: 7126
Correo-e: pura.salazar@upaep.mx



U UPAEP

Otorga la presente

CONSTANCIA

A **MARÍA ELENA ANAYA PÉREZ**

Por su valiosa participación en el **6to**
Coloquio Interdisciplinario de Doctorado

Como: **PONENTE**

Puebla, Pue., México, 27 y 28 de junio de 2013


Mtro. Heriberto Rodríguez Regardosa
Vicepresidente de Posgrado e Investigación


Dr. Carlos Vega Lebrón
Director de Calidad de Posgrados

X Semana Nacional de Ingeniería Electrónica
senie 14
22 - 26 de Octubre del 2014 Celaya Guanajuato

México D.F., a 03 de septiembre de 2014.

Maria Elena Anaya Pérez
Presente.

Como Presidente del Comité Organizador de la X Semana Nacional de Ingeniería Electrónica le informo que el Comité Técnico ha revisado la nueva versión de su artículo titulado:

Análisis Comparativo entre un Método Experimental vs. Uno Analítico, de Diseño de Controladores Tipo P, PI y PID para un Sistema de Proceso Industrial

con clave:

CA-08

y considera que las recomendaciones sugeridas por los árbitros han sido tomadas en cuenta.

Por lo anterior se le informa que su artículo ha sido

Aceptado

para ser presentado en el evento, así como publicado en las memorias del mismo.

El formato de inscripción, así como los detalles para cubrir la cuota de recuperación, se encuentran disponibles en la página electrónica del congreso: www.senue.com.mx.

Se le informa que su inscripción debe ser completada a más tardar en la última semana del mes de septiembre.

Espero poder saludarla personalmente durante el evento y quedo de usted.

Atentamente.

Dr. Miguel Magos Rivera
Presidente Comité Organizador
Senue 2014.

40
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA

SENIE 2014
X SEMANA NACIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

La Universidad Autónoma Metropolitana Azcapotzalco a través de la División de Ciencias Básicas e Ingeniería y el Instituto Tecnológico de Celaya

Otorgan la presente

CONSTANCIA

A:

María Elena Anaya Pérez

Por haber participado como expositor del artículo titulado:

Análisis Comparativo entre un Método Experimental vs. uno Analítico, de Diseño de Controladores Tipo P, PI y PID para un Sistema de Proceso Industrial

Presentado en la X Semana Nacional de Ingeniería Electrónica
Del 22 al 24 de Octubre en la Ciudad de Celaya, Guanajuato

Celaya, Guanajuato a 24 de octubre de 2014


Dr. Luis Enrique Noriega Velasco
Director de la División de CB
Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco


Dr. Miguel Magos Rivera
Presidente del Comité Organizador
Senue 2014


M.E.D. Ignacio López Velázquez
Director
Instituto Tecnológico de Celaya

Memorias

Sexto Coloquio Interdisciplinario de Doctorado – Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla

Modelado y Simulación de un Sistema de Planta Industrial de Dos Tanques

María Anaya Pérez¹, Víctor Benítez Baltazar²

¹Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla
mariaelena.anaya@upaep.edu.mx

²Universidad de Sonora
vbenitez@industrial.uson.mx

Resumen

En el presente trabajo se propone un modelo matemático para un sistema de dos tanques, así como también la simulación de ese modelo llevada a cabo en software Matlab-SIMULINK. Lo que aquí presentamos es un avance del proyecto de investigación "Puesta en operación de un sistema de entrenamiento de control de procesos y evaluación de controladores industriales", por lo que en esta primera etapa, se da a conocer la información que se desarrolló en la obtención del modelo matemático, al igual que en su linealización y los resultados de las simulaciones llevadas a cabo al aplicar el modelo de simulación obtenido para tres diferentes puntos de operación del sistema. En la sección final, al concluir, se da a conocer la importancia de cada uno de los pasos realizados de acuerdo a la metodología aplicada, además de proporcionar una breve información que se refiere al trabajo futuro de la etapa de experimentación.

Palabras Clave

Sistema de dos tanques, Modelo matemático, Modelo de simulación.

1. Introducción

El control de procesos es un área de oportunidad existente en el ámbito industrial, tanto en implementación directa para el caso de plantas industriales ya existentes, como en la investigación para su diseño, desarrollo y modificación en equipos experimentales. De manera particular, el análisis de sistemas de fluidos y sistemas térmicos son de interés especial por ser el medio más versátil para transmitir señales y potencia; los fluidos tienen un amplio uso en la industria. Diferentes sistemas de nivel de líquido son utilizados frecuentemente en el control de procesos industriales, (Ogata, 2003) y (Smith y Corripio, 2008), por lo que una motivación al desarrollar este trabajo es contar con una planta de entrenamiento en operación, esperando así incidir directamente en la formación de ingenieros especializados en el análisis y sintonización de controladores industriales y con ello contribuir a cubrir la demanda que existe de profesionistas altamente capacitados en las diferentes industrias en México.

En la revisión de bibliografía efectuada, se encontraron varios modelos de sistemas de tanques: con o sin iteración, posicionados en distintos niveles; de uno, dos, tres o más tanques; representados por ecuaciones diferenciales de primer y segundo orden. El sistema que aquí se presenta es de dos tanques y en este trabajo se da a conocer la propuesta de utilizar un modelo linealizado para llevarlo a la simulación, manteniendo presente que la etapa posterior será la experimentación en el sistema físico aplicando reglas de sintonización.

2. Marco teórico

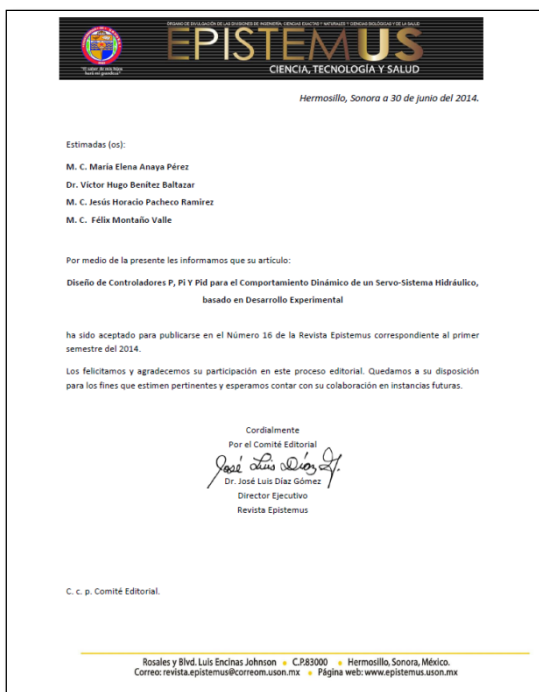
Temiendo como base que la descripción matemática de las características dinámicas de un sistema se denomina modelo matemático, se sabe que una vez que este modelo se obtiene, es necesario definir su sencillez o complejidad con la finalidad de que, el análisis llevado a cabo, sea lo que justamente represente el sistema físico en estudio.

El término *sistemas dinámicos* es utilizado para describir sistemas cuyos parámetros internos siguen una serie de reglas temporales. Desde el punto de vista analítico, se llaman sistemas porque están descritos por un conjunto de ecuaciones y dinámicos porque sus parámetros varían con respecto a alguna variable que generalmente es el tiempo. Con lo anterior, el primer paso y el más importante en el análisis de un sistema dinámico, es por consecuencia, elaborar su modelo, lo cual frecuentemente es posible caracterizarlo utilizando ecuaciones diferenciales que al

1

ISBN 978-607-8093-42-7

Publicación de artículos en revista nacional arbitrada



ISSN: 2007-4530

Pistas Educativas, No. 108, Octubre 2014, México, Instituto Tecnológico de Celaya	
TECNOLOGICO NACIONAL DE MEXICO Manuel Quintero Quintero Director Jesús Ofelia Angulo Guerrero Coordinadora Sectorial Académica José López Medina Coordinador de Promoción de la Calidad y Evaluación DIRECTORIO ITC M.E.D. Ignacio López Valdovinos Director M.C. Martha Camacho Juárez Subdirectora Académica M.T. Martín Campos Moreno Subdirector de Servicios Administrativos M.C. Julián Ferrer Guerra Subdirector de Planeación y Vinculación M.C. José de Jesús Morales Quintero Jefe de Departamento de Desarrollo Académico	PISTAS EDUCATIVAS - No. 108 - Octubre 2014 Contenido Editorial..... 1 Presentación..... 7 Automatización en el Estado de México para la fabricación de Bares de Plata..... 9-24 Control robusto de sistemas de control digital aplicados a la industria..... 25-34 Automatización y gestión en operación de un reactor biológico..... 35-42 Simulación de sistemas de control de procesos..... 43-52 Simulación de sistemas de control de procesos..... 53-62 Simulación de sistemas de control de procesos..... 63-72 Simulación de sistemas de control de procesos..... 73-82 Simulación de sistemas de control de procesos..... 83-92 Simulación de sistemas de control de procesos..... 93-102 Simulación de sistemas de control de procesos..... 103-112 Simulación de sistemas de control de procesos..... 113-122 Simulación de sistemas de control de procesos..... 123-132 Simulación de sistemas de control de procesos..... 133-142 Simulación de sistemas de control de procesos..... 143-152 Simulación de sistemas de control de procesos..... 153-162 Simulación de sistemas de control de procesos..... 163-172 Simulación de sistemas de control de procesos..... 173-182 Simulación de sistemas de control de procesos..... 183-192 Simulación de sistemas de control de procesos..... 193-202 Simulación de sistemas de control de procesos..... 203-212 Simulación de sistemas de control de procesos..... 213-222 Simulación de sistemas de control de procesos..... 223-232 Simulación de sistemas de control de procesos..... 233-242 Simulación de sistemas de control de procesos..... 243-252 Simulación de sistemas de control de procesos..... 253-262 Simulación de sistemas de control de procesos..... 263-272 Simulación de sistemas de control de procesos..... 273-282 Simulación de sistemas de control de procesos..... 283-292 Simulación de sistemas de control de procesos..... 293-302 Simulación de sistemas de control de procesos..... 303-312 Simulación de sistemas de control de procesos..... 313-322 Simulación de sistemas de control de procesos..... 323-332 Simulación de sistemas de control de procesos..... 333-342 Simulación de sistemas de control de procesos..... 343-352 Simulación de sistemas de control de procesos..... 353-362 Simulación de sistemas de control de procesos..... 363-372 Simulación de sistemas de control de procesos..... 373-382 Simulación de sistemas de control de procesos..... 383-392 Simulación de sistemas de control de procesos..... 393-402 Simulación de sistemas de control de procesos..... 403-412 Simulación de sistemas de control de procesos..... 413-422 Simulación de sistemas de control de procesos..... 423-432 Simulación de sistemas de control de procesos..... 433-442 Simulación de sistemas de control de procesos..... 443-452 Simulación de sistemas de control de procesos..... 453-462 Simulación de sistemas de control de procesos..... 463-472 Simulación de sistemas de control de procesos..... 473-482 Simulación de sistemas de control de procesos..... 483-492 Simulación de sistemas de control de procesos..... 493-502 Simulación de sistemas de control de procesos..... 503-512 Simulación de sistemas de control de procesos..... 513-522 Simulación de sistemas de control de procesos..... 523-532 Simulación de sistemas de control de procesos..... 533-542 Simulación de sistemas de control de procesos..... 543-552 Simulación de sistemas de control de procesos..... 553-562 Simulación de sistemas de control de procesos..... 563-572 Simulación de sistemas de control de procesos..... 573-582 Simulación de sistemas de control de procesos..... 583-592 Simulación de sistemas de control de procesos..... 593-602 Simulación de sistemas de control de procesos..... 603-612 Simulación de sistemas de control de procesos..... 613-622 Simulación de sistemas de control de procesos..... 623-632 Simulación de sistemas de control de procesos..... 633-642 Simulación de sistemas de control de procesos..... 643-652 Simulación de sistemas de control de procesos..... 653-662 Simulación de sistemas de control de procesos..... 663-672 Simulación de sistemas de control de procesos..... 673-682 Simulación de sistemas de control de procesos..... 683-692 Simulación de sistemas de control de procesos..... 693-702 Simulación de sistemas de control de procesos..... 703-712 Simulación de sistemas de control de procesos..... 713-722 Simulación de sistemas de control de procesos..... 723-732 Simulación de sistemas de control de procesos..... 733-742 Simulación de sistemas de control de procesos..... 743-752 Simulación de sistemas de control de procesos..... 753-762 Simulación de sistemas de control de procesos..... 763-772 Simulación de sistemas de control de procesos..... 773-782 Simulación de sistemas de control de procesos..... 783-792 Simulación de sistemas de control de procesos..... 793-802 Simulación de sistemas de control de procesos..... 803-812 Simulación de sistemas de control de procesos..... 813-822 Simulación de sistemas de control de procesos..... 823-832 Simulación de sistemas de control de procesos..... 833-842 Simulación de sistemas de control de procesos..... 843-852 Simulación de sistemas de control de procesos..... 853-862 Simulación de sistemas de control de procesos..... 863-872 Simulación de sistemas de control de procesos..... 873-882 Simulación de sistemas de control de procesos..... 883-892 Simulación de sistemas de control de procesos..... 893-902 Simulación de sistemas de control de procesos..... 903-912 Simulación de sistemas de control de procesos..... 913-922 Simulación de sistemas de control de procesos..... 923-932 Simulación de sistemas de control de procesos..... 933-942 Simulación de sistemas de control de procesos..... 943-952 Simulación de sistemas de control de procesos..... 953-962 Simulación de sistemas de control de procesos..... 963-972 Simulación de sistemas de control de procesos..... 973-982 Simulación de sistemas de control de procesos..... 983-992 Simulación de sistemas de control de procesos..... 993-1002

ISSN: 1405-1249

Reportes técnicos



UNIVERSIDAD DE SONORA

División de Ingeniería

23 de Mayo de 2014
Oficio Núm. DI14/046.7

M.C. María Elena Anaya Pérez
Departamento de Ingeniería Industrial
Presente.-

Por este medio le informo, que el H. Consejo Divisional de Ingeniería, en sesión ordinaria celebrada el día Miércoles 14 de Mayo del presente año, **acordó lo siguiente:**

PROYECTO/PRODUCTOS	COLABORADORES	OBSERVACIONES
PUERTA EN MARCHA Y CAPACITACIÓN DE SISTEMA DE PLANTA INDUSTRIAL DE DOS TANQUES	BENITEZ BALTAZAR VÍCTOR HUGO, PACHECO RAMÍREZ JESÚS HORACIO, PITLUA DÍAZ NON	II13/DIV544 F.INICIO:25/FEB./2013 F.TERMINO:25/FEB./2014 EL H. CONSEJO DIVISIONAL, APRUEBA EL INFORME FINAL DE PROYECTO DOCENTE Y VINCULACIÓN
"REPORTE DEL DESARROLLO Y RESULTADOS DEL PROYECTO"MANUAL DE OPERACIONES"MANUAL DE PRÁCTICAS"CURSO DE CAPACITACIÓN PARA DOCENTES INVOLUCRADOS EN EL ÁREA DE CONTROL.		

Sin otro particular por el momento, quedo de usted.

Atentamente
"El Saber de Mis Hijos Hará Mi Grandeza"

M.C. Martina Elisa Platt Borbón
Secretaría Académica




c.c.p. Acta H. Consejo Divisional
c.c.p. Archivo y Minutario

MEPB/mrg*

Av. Rosales y Blvd. Luis Encinas, edif. 5 M, Hermosillo, Sonora.
C.P. 83000 Tel. (662) 259 21 57 ext. 8157 Fax. 259 22 53



UNIVERSIDAD DE SONORA

División de Ingeniería

26 de Noviembre de 2014
Oficio Núm. DI14/192.2
A.265

M.C. María Elena Anaya Pérez
Responsable de Proyecto
Departamento de Ingeniería Industrial
Presente.-

Por este medio le informo, que el H. Consejo Divisional de Ingeniería en sesión ordinaria celebrada el día de hoy 26 de Noviembre de 2014, revisó y analizó el Registro en Línea del Proyecto de Investigación, quedando como sigue:

PROYECTO/PRODUCTOS	COLABORADORES	OBSERVACIONES
DISEÑO DE CONTROLADOR PID A TRAVÉS DE MODELADO, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DINÁMICO DE UN ACTUADOR HIDRÁULICO, BASADO EN DESARROLLO EXPERIMENTAL.	BENITEZ BALTAZAR VÍCTOR HUGO, PACHECO RAMÍREZ JESÚS HORACIO, AL MARTÍNEZ ESCOBAR BRUNO, ROMERO OLIVERA MARIANA JIMENA	USC1800000 F.INICIO: 08/07/2013 F.TERMINO: 04/08/2014 EL H. CONSEJO DIVISIONAL, APRUEBA INFORME FINAL A LA ENTREGA DE LOS PRODUCTOS. 1) ARTÍCULO DE DIVULGACIÓN CIENTÍFICO 2) REPORTE DE INVESTIGACIÓN.

Sin otro particular por el momento, quedo de usted.

Atentamente
"El Saber de Mis Hijos Hará Mi Grandeza"

M.C. Martina Elisa Platt Borbón
Secretaría Académica




c.c.p. Archivo y Minutario

MEPB/mrg*

Av. Rosales y Blvd. Luis Encinas, Edif.5M Hermosillo, Sonora.
C.P.83000 Tel(662)259 21 57 ext.8157