



**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA
UNIDAD DE POSGRADOS**

**MAESTRÍA EN CONTROL Y
AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES**

Tesis previa a la obtención
del Grado de Magister
en Control y
Automatización Industriales

**“IMPLEMENTACIÓN DE UN ALGORITMO
HÍBRIDO BASADO EN CONTROL
PREDICTIVO Y PID PARA EL CONTROL DE
SISTEMAS DE RETARDO DOMINANTE”**

Autor:
Pedro Fernando Baculima Sinchi.

Dirigido por:
Julio César Zambrano Abad.

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA

UNIDAD DE POSGRADOS

MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES

Autor:
Pedro Fernando Baculima Sinchi.

Dirigido por:
Julio César Zambrano Abad.

“IMPLEMENTACIÓN DE UN ALGORITMO HÍBRIDO BASADO EN CONTROL PREDICTIVO Y PID PARA EL CONTROL DE SISTEMAS DE RETARDO DOMINANTE”

Este trabajo de tesis presenta la implementación de un control PID-Predictivo aplicado a una planta con retardo dominante en una estructura de control distribuida, donde el algoritmo predictor está implementado en un computador y envía el valor de predicción de la variable de proceso a un controlador PID de un PLC. La comunicación de datos entre estos dos componentes y el HMI se realiza mediante una conexión OPC. Se centra el estudio en los resultados experimentales de la respuesta del controlador PID clásico y el PID-Predictivo mediante la valoración de los parámetros de desempeño de los mismos ante el cambio de la consigna del proceso.

**“IMPLEMENTACIÓN DE UN ALGORITMO
HÍBRIDO BASADO EN CONTROL
PREDICTIVO Y PID PARA EL CONTROL DE
SISTEMAS DE RETARDO DOMINANTE”**

**“IMPLEMENTACIÓN DE UN ALGORITMO
HÍBRIDO BASADO EN CONTROL PREDICTIVO Y
PID PARA EL CONTROL DE SISTEMAS DE
RETARDO DOMINANTE”**

AUTOR:

PEDRO FERNANDO BACULIMA SINCHI

Ingeniero Electrónico

Egresado de la Maestría en Automatización y Control Industriales

DIRIGIDO POR:

JULIO CÉSAR ZAMBRANO ABAD

Ingeniero Electrónico

Magister en Automatización y Control Industrial



CUENCA – ECUADOR

2015

Datos de catalogación bibliográfica

PEDRO FERNANDO BACULIMA SINCHI

“IMPLEMENTACIÓN DE UN ALGORITMO HÍBRIDO BASADO EN CONTROL PREDICTIVO Y PID PARA CONTROL DE SISTEMAS DE RETARDO DOMINANTE”

Universidad Politécnica Salesiana, Cuenca – Ecuador, 2015

MAESTRIA EN AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL INDUSTRIALES

Formato 170 x 240 mm

Páginas: 61 Páginas

Breve reseña de los autores e información de contacto:

AUTOR:



PEDRO FERNANDO BACULINA SINCHI

Ingeniero Electrónico
Egresado de la Maestría en Automatización y Control Industriales
pbaculima@gmail.com

DIRIGIDO POR:



JULIO CÉSAR ZAMBRADO ABAD

Ingeniero Electrónico
Magister en Automatización y Control Industrial
jzambrano@ups.edu.ec

Todos los derechos reservados.

Queda prohibida, salvo excepción prevista en la Ley, cualquier forma de reproducción, distribución, comunicación pública y transformación de esta obra para fines comerciales, sin contar con autorización de los titulares de propiedad intelectual. La infracción de los derechos mencionados puede ser constitutiva de delito contra la propiedad intelectual. Se permite la libre difusión de este texto con fines académicos investigativos por cualquier medio, con la debida notificación a los autores.

DERECHOS RESERVADOS

©2015 Universidad Politécnica Salesiana.

CUENCA – ECUADOR

PEDRO FERNANDO BACULIMA SINCHI

“IMPLEMENTACIÓN DE UN ALGORITMO HÍBRIDO BASADO EN CONTROL PREDICTIVO Y PID PARA EL CONTROL DE SISTEMAS DE RETARDO DOMINANTE”

IMPRESO EN ECUADOR- PRINTED IN ECUADOR

ÍNDICE GENERAL

1. INTRODUCCIÓN AL CONTROL DE SISTEMAS CON RETARDO	1
1.1. Generalidades	1
1.2. Objetivos	2
1.2.1. Objetivo general	2
1.2.2. Objetivos específicos	2
1.3. Estado del arte del control de sistemas con retardo	3
1.4. El control predictivo basado en modelo	5
1.5. Contribuciones de la tesis	11
2. MODELAMIENTO DEL CONTROLADOR PID-PREDICTIVO	13
2.1. Identificación de la planta	13
2.1.1. Métodos de Identificación de sistemas	13
2.1.2. Identificación del modelo de la Planta	15
2.2. Diseño del controlador PID-Predictivo	21
2.2.1. Respuesta forzada	22
2.2.2. Respuesta libre	22
3. IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR	25
3.1. Estructura del Sistema de Control	25
3.1.1. Comunicación OPC	25
3.1.2. Bus de Campo	28
3.2. Programación del algoritmo de control.	29
3.3. Programación del algoritmo en el computador	30
3.4. Programa en el PLC y el HMI	31
4. ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS	35
4.1. Parámetros de desempeño del controlador	35
4.2. Análisis comparativo con el controlador PID clásico	36
4.2.0.1. Sintonización de los controladores	36
4.2.1. Análisis comparativo	38

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	45
5.1. Conclusiones y comentarios	45
5.2. Recomendaciones	46
ANEXOS	48
BIBLIOGRAFÍA	57

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1. Predictor de Smith Fuente: Åström and Hägglund (2009)	4
1.2. Estructura del controlador PID Predictivo. Fuente:Arousi et al. (2006)	5
2.1. Respuesta al escalón de un sistema de 1er orden. Fuente: Mikleš and Fikar (2007)	14
2.2. Planta de procesos (Cortesía de la Universidad Politécnica Salesiana)	15
2.3. Sistema calentador de agua (Cortesía de la Universidad Politécnica Salesiana)	16
2.4. Diagrama de la Planta	17
2.5. Prueba escalón del lazo de temperatura	18
2.6. Datos procesados para la identificación	19
2.7. Respuesta al Escalón del proceso real y el modelo ajustado de 1er orden	20
2.8. Respuesta al escalón del modelo final de la planta	20
3.1. Sistema de Control	26
3.2. Comunicaciones entre diferentes equipos de manera tradicional , Fuente: Alves et al. (2003)	27
3.3. Comunicación mediante OPC, Fuente: Alves et al. (2003)	27
3.4. Topología de la red de comunicaciones	29
3.5. Diagrama de bloques del proceso	31
3.6. Hardware del PLC	32
3.7. Hardware de la periferia ET200	32
3.8. Pantalla del HMI	34
3.9. Barra de herramientas	34
4.1. Respuesta al escalón unitario de un sistema de control. Fuente :Kuo (1996)	36
4.2. Sistema de control realimentado. Fuente: Ruiz (2011)	37
4.3. Vista del visualizador de tendencias del HMI	39
4.4. Respuestas del controlador PID	40

4.5.	Mejor respuesta PID: PID3	40
4.6.	Respuestas del controlador PID-PREDICTIVO	41
4.7.	Mejor respuesta PID-Predictivo : PIDP NE=15	42
4.8.	Respuestas PID3 - PIDP NE=15	43
5.1.	Modelo SIMULINK del predictor	55
5.2.	Modelo SIMULINK del bloque predictor	56

ÍNDICE DE TABLAS

4.1. Resultados de los métodos de sintonización del controlador PID . . .	37
4.2. Parámetros finales de sintonía del controlador PID	37
4.3. Parámetros de sintonización del método Kappa'tau para el PID- Predictivo	38
4.4. Parámetro final de sintonía del controlador PID-Predictivo	38
4.5. Parámetros de desempeño del controlador PID	39
4.6. Sintonización del controlador PID-Predictivo	41
4.7. Parámetros de desempeño del controlador PID-Predictivo	42
4.8. Comparación de parámetros de desempeño del controlador PID3 y PIDP NE=15	43

Dedicatoria:

A mi esposa Marianita,
a mis hijos Pedro
José y Adrián Eduardo.

PREFACIO

Este trabajo de tesis presenta la implementación de un control PID-Predictivo aplicado a una planta con retardo dominante en una estructura de control distribuida, donde el algoritmo predictor está implementado en un computador y envía el valor de predicción de la variable de proceso a un controlador PID de un PLC. La comunicación de datos entre estos dos componentes y el HMI se realiza mediante una conexión OPC. Se centra el estudio en los resultados experimentales de la respuesta del controlador PID clásico y el PID-Predictivo mediante la valoración de los parámetros de desempeño de los mismos ante el cambio de la consigna del proceso.

PRÓLOGO

El presente trabajo de tesis presenta la implementación de un controlador PID-Predictivo para el control de un sistema con retardo dominante y los resultados experimentales de su comportamiento ante el cambio de la consigna comparando sus parámetros de desempeño con los de un controlador PID clásico.

El desarrollo de la implementación contempla las siguientes etapas ejecutadas a lo largo del presente trabajo:

- Identificación del modelo de la planta
- Implementación del algoritmo predictor
- Programación del PLC
- Desarrollo del HMI para el control del proceso.
- Enlace de comunicación OPC
- Sintonización del controlador PID y del PID-Predictivo
- Puesta en marcha y determinación de parámetros de desempeño.

Se han registrado las respuestas de los dos controladores bajo condiciones similares para determinar sus parámetros de desempeño, compararlos y emitir un criterio que permita generar las conclusiones y recomendaciones finales sobre la implementación.

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN AL CONTROL DE SISTEMAS CON RETARDO

1.1. Generalidades

Los retardos temporales están presentes en la dinámica de los diversos sistemas de control industrial, su origen puede ser atribuido a diferentes causas tales como las especificaciones de desempeño de los instrumentos o las características mecánicas propias del sistema, un ejemplo claro se puede observar en los sistemas de transporte de material sobre bandas dosificadoras o en el transporte de líquidos que tienen que circular por largas tuberías. Por otra parte están los retardos que se generan en la comunicación entre el nivel de planta y el nivel de control y regulación, ya que en la actualidad es normal encontrar sistemas de control distribuido enlazados por redes de tipo industrial (Profibus, DeviceNet, Modbus, Profinet, etc) por lo que se hace inevitable el retraso debido a los tiempos de procesamiento y envío de la información dentro de la red. También se crean los retardos durante la modelación de un sistema de alto orden al aproximarlos a uno de bajo orden (uso de la aproximación de Padé) Skogestad (2003), realizado con el fin de simplificar el análisis y control de un sistema de alto orden, como resultado se obtiene un sistema de bajo orden en serie con un retardo puro.

La presencia del retardo disminuye la fase y la ganancia de la función de transferencia del sistema, esto puede provocar la inestabilidad en el funcionamiento a lazo cerrado, dificultando su control.

Para el control de un sistema de bajo orden en serie con un retardo es posible usar el clásico controlador PID mediante el uso de los múltiples métodos de sintonización que han sido desarrollados para el efecto; como resultado es posible

obtener una moderada relación entre robustez y rendimiento. Pero si se desea obtener un control con alto rendimiento o el retardo es muy grande, esto sólo es posible mediante el uso de una estrategia de control predictiva Åström and Hägglund (1995). Este método basa su funcionamiento en la predicción del comportamiento futuro de la planta obtenido por medio de un modelo dinámico del proceso previamente identificado y de la optimización de las acciones de control futuras dentro de un horizonte finito de control Åström and Hägglund (2009). La aplicaciones industriales de esta metodología se iniciaron en la industria de procesos químicos, pero su desarrollo ha llegado a abarcar campos como la robótica Ortega and Camacho (1996), industria del cemento Clarke (1988), generadores de vapor Richalet (1993), entre otros. Como referencia de la alta aceptación de esta metodología, el reporte de Qin and Badgwell (1997) da cuenta de alrededor de 2200 aplicaciones desarrolladas en su gran mayoría para la industria química.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo general

El principal objetivo planteado en el siguiente trabajo es el de implementar en una arquitectura distribuida, un algoritmo predictivo basado en modelo, para mejorar el desempeño de un controlador PID (Proporcional- Integral - Derivado) en el control de un sistema con retardo dominante.

1.2.2. Objetivos específicos

- Identificar de manera experimental una planta didáctica con retardo dominante
- Desarrollar en un computador un algoritmo basado en control predictivo, que conectado a un PLC mediante un bus de comunicación industrial, permita mejorar el desempeño del controlador PID de dicho PLC.
- Implementar un programa en el PLC para controlar el funcionamiento de la planta didáctica.
- Desarrollar una interface HMI(Interfase Hombre-Máquina) que se comunique con el PLC y con el algoritmo predictivo para monitorear y controlar las pruebas de la planta.
- Evaluar el funcionamiento del controlador PID-Predictivo en el manejo de la planta.
- Comparar el desempeño de los controladores PID y PID-Predictivo.

1.3. Estado del arte del control de sistemas con retardo

El primer sistema para compensar el tiempo de retardo fue publicado en 1957 por Smith (1957), este esquema de control es conocido como el Predictor de Smith, la figura 1.1 muestra su estructura. Su estructura original es válida cuando el modelo de la planta ha sido determinado con gran precisión, pero no es aplicable a procesos inestables en lazo abierto, tiene un gran error en estado estable frente a variaciones de carga cuando maneja sistemas con integradores y en lo que concierne a robustez puede manejar errores en el tiempo de retardo de hasta un 6%. Åström and Hägglund (2009).

A pesar de estos inconvenientes esta estructura que formalmente se incorpora al grupo de los DTC (delay time compensators) o compensadores de tiempo de retardo. Desde su presentación inicial hasta la actualidad ha recibido un sinnúmero de modificaciones que mejoran sus prestaciones. En la literatura se pueden encontrar ejemplos para mejorar su robustez, donde se han combinado estrategias de control como el Predictor de Smith Filtrado con un controlador PI como lo muestra Moreno et al. (2012). Se ha reportado la mejora en el espectro de aplicación a sistemas MIMO (múltiples entradas y múltiples salidas) mediante la incorporación de un filtro da Costa Mendes et al. (2014). Mejoras en su estructura o aplicaciones conjuntas con otras estrategias aplicadas a sistemas con retardo se pueden encontrar en Lai and Hsu (2010), Cicco et al. (2011), Veeramachaneni et al. (2013), Du et al. (2012), Veeramachaneni and Watkins (2013), Tasdelen and Ozbay (2013) y en un sinnúmero más de publicaciones direccionadas al control de sistemas con retardo.

El predictor de Smith es considerado el precursor de lo que en la actualidad se llama el control predictivo basado en modelo o en sus siglas en inglés MPC Shinskey (1991).

Posteriormente se han desarrollado otros predictores como el Predictor Analítico Deshpande and Ash (1981) y el Predictor Optimo Goodwin and Sin (1984). Este último ha llegado a ser parte de la estrategia de control MPC.

El control predictivo basado en modelo (MBPC o MPC) es una de las técnicas de control avanzado que más expectativas y desarrollo ha tenido en los últimos años, apareció a finales de los años 70 con la publicación de Richalet et al. (1978), comprende una diversidad de métodos que giran al rededor de las siguientes ideas comunes (Camacho and Alba, 2013):

- Hace uso explícito de un modelo
- Calcula la señal de control minimizando una determinada función objetivo
- Utiliza una estrategia de horizonte deslizante

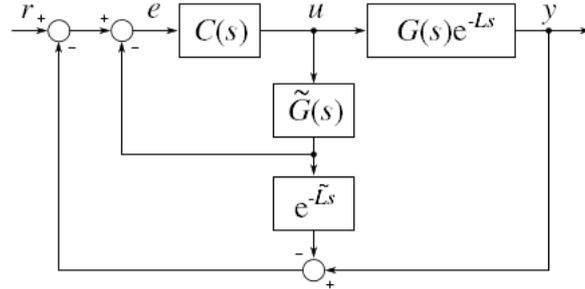


Figura 1.1: *Predictor de Smith Fuente: Åström and Hägglund (2009)*

El controlador MPC se ha aplicado con gran éxito en la industria de procesos, principalmente en la industria química donde inició sus aplicaciones. Esta estrategia de control se ha aplicado también a sistemas con retardo tanto SISO como MIMO, procesos con retardo debido a la red de comunicaciones y a sistemas no lineales con retardo, como lo muestran los trabajos realizados por Houda et al. (2013), Shi et al. (2009), Jun et al. (2004), Ju and Haihua (2011), Zhongjun and Mengxiao (2009), Reble and Allgower (2010), entre otros.

A pesar de las múltiples ventajas de esta estrategia de control, tiene desventajas como son la elevada carga computacional requerida en la resolución del algoritmo y la necesidad de obtener un modelo apropiado del proceso Camacho et al. (2008).

El trabajo publicado por Moradi et al. (2001) y Johnson and Moradi (2005), da cuenta de una estrategia de control que involucra al control predictivo basado en modelo y el tradicional controlador PID. Dicha estrategia de control combina el cálculo de los coeficientes del controlador PID haciendo uso de la teoría de control óptimo y el control predictivo basado en modelo que calcula dentro de un horizonte de predicción M una serie de predicciones de la señal de error Johnson and Moradi (2005). El promedio de los valores de error de predicción será aplicado al controlador PID Ulrich et al. (2006). La figura 1.2 muestra de manera gráfica la estructura de un controlador PID Predictivo.

Entre las ventajas que presenta Moradi et al. (2001) en su publicación es la aplicación de esta estrategia de control a sistemas de bajo y alto orden así como sistemas de fase no mínima, con retardo y a procesos inestables. Otra ventaja es que parte del algoritmo es calculado fuera de línea, lo que implica una menor carga computacional del sistema de control. Se recalca también que la presencia de un controlador PID facilita la sintonización mediante la amplia gama de técnicas que se puede encontrar en la literatura como son Ziegler-Nichols, Cohen-Coon, Chien-Hrones-Reswick, Criterios Integrales IAE, etc. Algo muy importante es la

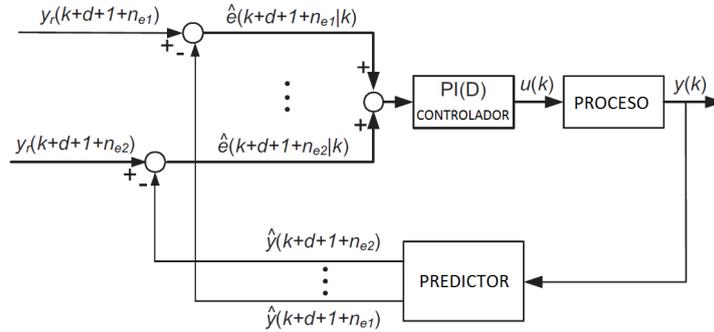


Figura 1.2: Estructura del controlador PID Predictivo. Fuente: Arousi et al. (2006)

posibilidad de usar un controlador PID ya existente mediante la modificación del algoritmo y cuyo objetivo es parte de la presente tesis.

Aplicaciones de este algoritmo se pueden encontrar en el artículo Nakamura et al. (2012) donde el controlador MP-PID es aplicado al sistemas de conducción de calor (HCS) como una variante mejorada del trabajo realizado por Tohru et al. (2011), esta estrategia de control aplica la sintonización de los parámetros del PID en cada período de control tomando en cuenta las restricciones de temperatura del sistema. Muestra que puede ser aplicable a estructuras existentes de controladores PID pero la solución del problema de optimización planteado para el cálculo de las constantes del controlador requiere un cálculo bastante grande en línea, por lo que se propone el cálculo previo de una tabla con los valores óptimos.

Otra aplicación del controlador PID-Predictivo se muestra en Rajasekaran and Kannadasan (2013), donde se lo usa en el control de un intercambiador de calor, demostrándose la reducción de la complejidad del cálculo computacional y la robustez ante las variaciones del proceso. Sus resultados son comparados con los del controlador PID clásico y el Controlador Predictivo basado en Modelo (MPC).

El artículo presentado por Chen et al. (2008), tiene como objetivo alivianar la carga computacional de un controlador PID-Predictivo basado en el Control Predictivo Generalizado (GPC) para su implementación práctica.

1.4. El control predictivo basado en modelo

El controlador PID predictivo planteado por Moradi et al. (2001) contiene en su algoritmo un predictor de la salida del sistema, que para su funcionamiento hace uso de las entradas y salidas disponibles. La predicción se la realiza en un instante n_e de tiempo sobre el tiempo muerto $d + 1$, donde n_e es el horizonte

extendido de predicción y d es el tiempo muerto.

El modelo de predicción hará uso de un modelo no paramétrico basado en la respuesta del sistema a un escalón unitario. Se usa este modelo porque en el medio industrial los procesos permiten durante su funcionamiento normal realizar este tipo de pruebas sin afectar el producto procesado ni la maquinaria.

Muchos procesos industriales con retardo pueden ser aproximados a un modelo de primer orden mas tiempo muerto FOPDT (First Order Plus Dead Time / Primer orden más tiempo muerto), representado por la ecuación 1.1.

$$P(s) = \frac{K_p}{1 + Ts} e^{-ds} \quad (1.1)$$

Donde

- K_p , T , y d , son números reales.
- $T > 0$, es la constante de tiempo de la planta.
- $d > 0$, es el tiempo muerto.
- $K_p > 0$, es la ganancia estática de la función de transferencia.

Es importante recalcar que muchos de los procesos de sintonización de controladores PID, basan su metodología en este modelo.

Cuando se desea un comportamiento suave en la primera parte transitoria de la respuesta o un comportamiento oscilatorio decreciente más un retardo, se hace uso de un modelo de segundo orden mas retardo Normey-Rico (2007) como el presentado en la ecuación 1.2. Comúnmente denominado en la literatura inglesa por las siglas SOPDT (Second Order Plus Dead Time / Segundo orden más tiempo muerto).

$$P(s) = \frac{K_p e^{-ds}}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)} = \frac{K_p e^{-ds}}{1 + \frac{2\xi s}{W_n} + \frac{s^2}{W_n^2}} \quad (1.2)$$

Donde, K_p , T_1 , T_2 , ξ , W_n y d son números reales.

Si el sistema de segundo orden es no oscilatorio, T_1 y T_2 son las constantes de tiempo de la planta, caso contrario, ξ con valores comprendidos de 0 a 1 es llamado el coeficiente de amortiguamiento y $W_n > 0$ la frecuencia natural Normey-Rico (2007).

En tiempo discreto un sistema de primer orden con tiempo muerto puede ser representado por un modelo CARIMA (Controlled Auto-Regresive Integrated Moving-Average / Controlado auto-regresivo de promedio movil integrado), como el mostrado en la ecuación 1.3

$$y(k) = \frac{b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} z^{-d} u(k) + \frac{T(z^{-1})}{(1 - z^{-1})(1 + a_1 z^{-1})} v_u(k) \quad (1.3)$$

La ecuación de diferencia del modelo del proceso de primer orden será como la presentada en la ecuación 1.4.

$$y(k) = b_1 \Delta u(k - d - 1) + (1 - a_1)y(k - 1) + a_1 y(k - 2) + T(z^{-1})v_u(k) \quad (1.4)$$

Al tratarse de un sistema con retardo d , las predicciones deben obtenerse como mínimo desde un horizonte $d + 1$, debido a que desde este instante de tiempo la salida del sistema empieza a reaccionar a los cambios en la entrada. Por lo tanto si se considera un instante n_e comprendido dentro del horizonte de predicción, la salida en el momento $k + d + 1 + n_e$ será la expresada en la ecuación 1.5.

$$\begin{aligned} \hat{y}(k + d + 1) + n_e \mid k = & b_1 \Delta u(k + n_e) + (1 - a_1)\hat{y}(k + d + n_e) + \dots \quad (1.5) \\ & + a_1 \hat{y}(k + d - 1 + n_e) + T(z^{-1})\hat{v}_u(k + d + 1 + n_e) \mid k \end{aligned}$$

La ecuación predictiva necesita de los valores $\hat{y}(k + d + n_e)$ y $\hat{y}(k + d - 1 + n_e)$ que pueden ser representadas mediante una ecuación de diferencias y mediante substituciones recursivas se puede obtener una forma predictiva de la ecuación.

También se requiere de una predicción del ruido que no es conocido, por lo que se considera $T(z^{-1}) = 1$ y los términos del ruido que no son posibles determinar se asumen como cero. De ser $T(z^{-1})$ un polinomio, los valores que preceden el actual instante de tiempo en consideración, pueden ser incluidos en la predicción.

Por lo tanto considerando la predicción de un paso hacia adelante se obtendrá la ecuación 1.6 y planteando la ecuación 1.7 con dos pasos de predicción hacia adelante el resultado será la ecuación 1.8.

$$\hat{y}(k + 1) = b_1 \Delta u(k - 1) + (1 - a_1)y(k) + a_1 y(k - 1) \quad (1.6)$$

$$\hat{y}(k + 2) = b_1 \Delta u(k) + (1 - a_1)[\hat{y}(k + 1) + a_1 y(k)] \quad (1.7)$$

$$= b_1 \Delta u(k) + (1 - a_1)[b_1 \Delta u(k - 1) + (1 - a_1)y(k) + a_1 y(k - 1)] + a_1 y(k)$$

$$= b_1 \Delta u(k) + (1 - a_1)b_1 \Delta u(k - 1) + (1 - a_1 + a_1^2)y(k) + a_1(1 - a_1)y(k - 1) \quad (1.8)$$

De forma general, sin tomar en cuenta el efecto del disturbio Johnson and Moradi (2005), para un sistema de primer orden con tiempo de retardo d , la predicción de la salida está dada por la ecuación 1.9.

$$\begin{aligned}
\hat{y}(k+d+n_e+1|k) = & [h_{n_e+1} \quad h_{n_e} \quad \dots \quad h_1] \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+n_e) \end{bmatrix} + \dots \quad (1.9) \\
& + [f_{d+n_e+1,1} \quad f_{d+n_e+1,2}] \begin{bmatrix} y(k) \\ y(k-1) \end{bmatrix} + \dots \\
& + [h_{n_e+2} \quad h_{n_e+3} \quad \dots \quad h_{n_e+1+d}] \begin{bmatrix} \Delta u(k-1) \\ \Delta u(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u(k-d) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

En la ecuación 1.9, el primer término de la derecha es llamado respuesta forzada, porque está en función de las predicciones futuras y los dos siguientes términos a continuación representan la llamada respuesta libre, cuyos valores son función de los valores pasados.

La expresión $[h_{n_e+1} \quad h_{n_e} \quad \dots \quad h_1]$ contiene los valores de la respuesta al escalón de un sistema de primer orden cuya función de transferencia pulso se expone en la ecuación 1.10.

$$G = \frac{b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (1.10)$$

Los valores que componen la respuesta al escalón de la función de transferencia, pueden ser calculados mediante las ecuaciones 1.11 y 1.12 Haber et al. (2012).

$$h_1 = b_1 \quad (1.11)$$

Para valores de $i \geq 2$ se tiene que:

$$h_i = (1 - a_1)h_{i-1} + a_1 h_{i-2} \quad (1.12)$$

Haciendo uso de la expresión anterior, las ecuaciones 1.13, 1.14 y 1.15 muestran a continuación el cálculo de los valores de la respuesta al escalón, comprendidos entre $i=2$ hasta $i = 4$.

$$h_2 = b_1(1 - a_1) \quad (1.13)$$

$$h_3 = (1 - a_1)h_2 + a_1 h_1 = b_1(1 - a_1 + a_1^2) \quad (1.14)$$

$$h_4 = b_1(1 - a_1 + a_1^2 - a_1^3) \quad (1.15)$$

Se puede observar que estas expresiones estan presentes en las ecuaciones 1.6 y 1.8, y en la ecuación 1.9 se las ha reemplazado por su equivalente como términos de la respuesta al escalón unitario.

De manera general, los términos de la respuesta al escalón unitario de la función de transferencia pulso de un sistema de primer orden pueden ser determinados mediante las ecuación 1.16.

$$h_i = b_1 \sum_{j=0}^{i-1} (-1)^j (a_1)^j \quad (1.16)$$

La expresión $[f_{d+n_e+1,1} \quad f_{d+n_e+1,2}]$, también representada como $[f_1 \quad f_2]$, son valores presentes en las ecuaciones 1.6 y 1.8 que pueden ser obtenidos de manera recursiva usando la secuencia de las ecuaciones 1.17 y 1.18 Haber et al. (2012).

$$f_1 = \begin{bmatrix} 1 - a_1 \\ 1 - a_1 + a_1^2 \\ 1 - a_1 + a_1^2 - a_1^3 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$f_2 = \begin{bmatrix} a_1 \\ (1 - a_1)a_1 \\ (1 - a_1 + a_1^2)a_1 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

La gran mayoría de sistemas industriales pueden ser aproximados a modelos de sistemas de primero y segundo orden. De manera análoga al procedimiento anteriormente mostrado para el sistema de primer orden, en el caso de un modelo CARIMA de segundo orden como el de la ecuación 1.19, la predicción de salida resultante será igual la mostrada en la ecuación 1.20, donde se considera que los valores de la perturbación no son conocidos y por lo tanto se estiman con un valor de cero.

$$y(k) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}} q^{-d} u(k) + \frac{T(z^{-1})}{(1 - z^{-1})(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})} v_u(7) \quad (1.19)$$

$$\begin{aligned}
\hat{y}(k+d+n_e+1|k) = & [h_{n_e+1} \quad h_{n_e} \quad \dots \quad h_1] \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+n_e) \end{bmatrix} + \dots \quad (1.20) \\
& + [f_{d+n_e+1,1} \quad f_{d+n_e+1,2} \quad f_{d+n_e+1,3}] \begin{bmatrix} y(k) \\ y(k-1) \\ y(k-2) \end{bmatrix} + \dots \\
& + [h_{n_e+2} \quad h_{n_e+3} \quad \dots \quad h_{n_e+1+d}] \begin{bmatrix} \Delta u(k-1) \\ \Delta u(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u(k-(d+1)) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Los coeficientes del término $[f_1 \quad f_2 \quad f_3]$, se calculan mediante las secuencias recursivas dadas por las ecuaciones 1.21, 1.22 y 1.23. Una secuencia que puede ser programada para generar de manera automática estas matrices puede ser consultada en Haber et al. (2012).

$$f_1 = \begin{bmatrix} 1 - a_1 \\ (1 - a_1)^2 + (a_1 - a_2) \\ (1 - a_1)[(1 - a_1)^2 + (a_1 - a_2)] + [(1 - a_1)(a_1 - a_2) + a_2] \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$f_2 = \begin{bmatrix} a_1 - a_2 \\ (a_1 - a_2)(1 - a_1) + a_2 \\ (a_1 - a_2)[(1 - a_1)^2 + (a_1 - a_2)] + (1 - a_1)a_2 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

$$f_3 = \begin{bmatrix} a_2 \\ a_2(1 - a_1) \\ a_2[(1 - a_1)^2 + (a_1 - a_2)] \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

La transformación de la función de transferencia pulso para obtener una expresión predictiva de la salida, también puede ser obtenida resolviendo una ecuación Diofantina, este método de igual manera válido, se encuentra desarrollado con detalle en Camacho and Alba (2013) y en Haber et al. (2012).

1.5. Contribuciones de la tesis

La presente tesis muestra el desarrollo de la implementación de un controlador PID-Predictivo mediante el uso de un predictor, derivado del GPC (Generalized Predictive Controller / Controlador Predictivo Generalizado), aplicado a un sistema de control distribuido que maneja una planta con retardo dominante.

Mediante el análisis comparativo de los parámetros de desempeño de la respuesta del controlador PID clásico y el controlador PID-Predictivo en el control de un sistema de retardo dominante se evalúa las ventajas del método de control propuesto.

Se ha desarrollado una arquitectura de control distribuido que es supervisada mediante un HMI (Human Machine Interface / Interfase hombre máquina) basada en comunicación ethernet y PROFIBUS en la periferia.

La transferencia de datos entre las diferentes aplicaciones como la del HMI, el predictor y la comunicación con el PLC (Programmable Logic Controller / Controlador lógico programable) están soportadas por un enlace OPC (OLE for Process Control / Tecnología OLE para el Control de Procesos).

Los resultados pretenden mostrar la factibilidad de la implementación de este controlador en sistemas con controladores PID ya existentes, mediante el uso de buses de comunicación, mostrando además que es posible sintonizarlo mediante las técnicas usuales aplicadas a controladores PID y evitar el uso de sistemas complejos de control en sistemas difíciles de controlar como son los sistemas con retardo dominante.

Capítulo 2

MODELAMIENTO DEL CONTROLADOR PID-PREDICTIVO

2.1. Identificación de la planta

2.1.1. Métodos de Identificación de sistemas

El controlador predictivo necesita de un modelo del proceso a controlar. Para realizar esta tarea se dispone de varios métodos que pueden ser clasificados en tres grupos Mikleš and Fikar (2007).

Identificación Activa o Pasiva, se relaciona a la permisividad del proceso para poder recibir señales especiales en sus ingreso con el fin de adquirir la respuesta de salida.

Desde el punto de vista matemático se pueden dividir en:

- Métodos deterministas: Consideran un modelo exacto libre de influencias y fuentes randómicas.
- Métodos estocásticos: Toman en cuenta la presencia de disturbios de tipo randómico de determinadas características, según el método usado. Ejemplos de estos son los métodos de mínimos cuadrados y sus variantes.

Por el procesamiento, se pueden dividir en:

- Simple disparo o por lote, que puede ser manual porque depende de criterios con cierta subjetividad como es el procedimiento de determinar un punto de inflexión en una prueba de escalón. En este mismo contexto también pueden ser de tipo computacional como los métodos de mínimos cuadrados,

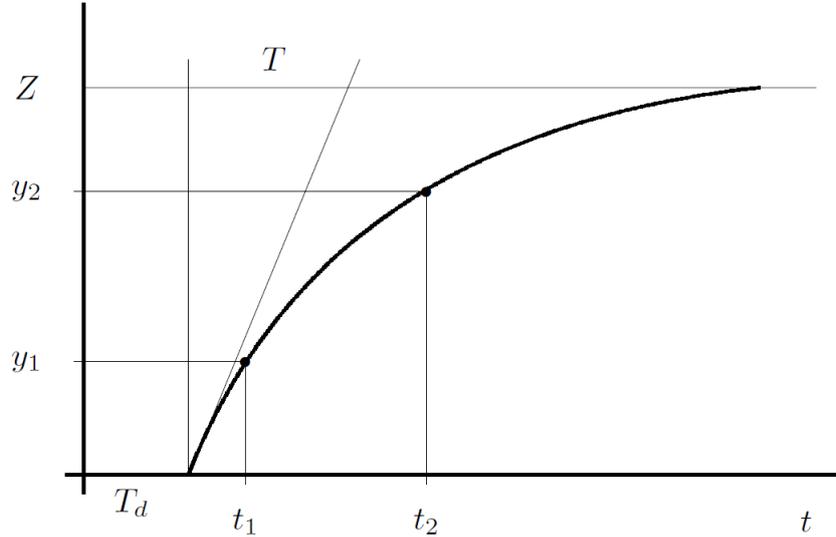


Figura 2.1: Respuesta al escalón de un sistema de 1er orden. Fuente: Mikleš and Fikar (2007)

la correlación de funciones entre otros, que también suelen ser llamados métodos “fuera de línea”.

- Métodos recursivos: son aquellos que mejoran su aproximación durante repetidos y continuos cálculos, son la base del control adaptativo.

Un método muy usado para ajustar la respuesta al escalón a sistemas de primer orden es el método gráfico, el cual pertenece al grupo de simple disparo o por lote, su aplicación permite una primera aproximación a la función de transferencia. Este procedimiento desarrollado en Mikleš and Fikar (2007), se basa en el conocimiento de dos puntos sobre la respuesta del sistema, donde, conocida una respuesta a la función escalón como la presentada en la figura 2.1. La función de transferencia de primer orden está definida por la ecuación 2.1.

$$G(s) = \frac{Z}{Ts+1} e^{-Tds} \quad (2.1)$$

Los parámetros de la función de transferencia anterior serán calculados mediante las ecuaciones 2.2, 2.3 y 2.4.

$$T = \frac{t_2 - t_1}{\ln \frac{Z-y_1}{Z-y_2}} \quad (2.2)$$

$$T_d = \frac{t_2 x - t_1}{x - 1} \quad (2.3)$$



Figura 2.2: Planta de procesos (Cortesía de la Universidad Politécnica Salesiana)

Donde:

$$x = \frac{\ln \frac{Z-y_1}{Z}}{\ln \frac{Z-y_2}{Z}} \quad (2.4)$$

El valor de T puede ser obtenido también graficamente hallando el tiempo cuando la salida alcanza el 63 % del valor en estado estable.

2.1.2. Identificación del modelo de la Planta

El presente trabajo hace uso de la planta para procesos que se muestra en la figura 2.2, la misma que permite distintas configuraciones de modelos de proceso. Se eligió una de las líneas disponibles con el fin de obtener un sistema con retardo dominante. Optándose por una configuración de control de temperatura de una línea, que involucra un calentador de gas butano y un medidor de flujo del tipo coriolis, que permite medir además del flujo la temperatura del fluido que circula por el mismo y que está ubicado al final de dicha línea, a 12 metros desde la salida del calentador de agua.

El calentador de agua es un calentador manual que no dispone de una entrada para la modulación remota de la temperatura. Por lo que se adaptó a la perilla manual una sistema servomotor de posición que permite controlar la apertura de la válvula de gas butano de manera remota mediante una señal de control de 4 a 20 mA enviada desde un salida analógica del PLC. Dicha adaptación se muestra en la figura 2.3.

La configuración de la línea de proceso seleccionada para realizar el control de temperatura, se presenta en el diagrama dado en la figura 2.4.



(a) Calentador de agua con servomotor adaptado

(b) Detalle de la adaptación del servomotor

Figura 2.3: Sistema calentador de agua (Cortesía de la Universidad Politécnica Salesiana)

La planta consta de dos bucles de control. El primero es un control manual de flujo que mantiene un flujo constante de agua en el sistema. La variable de proceso la provee un flujómetro coriolis denominado FT02 y la salida de control SC02 actúa sobre un variador de velocidad que maneja el motor de la bomba. Mediante este lazo de control se puede controlar el retardo del sistema ya que el valor del flujo determina la velocidad de transporte del fluido, desde el sistema calefactor hasta el punto de medición de temperatura del proceso denominado TT01.

El segundo lazo de control tiene como objetivo mantener a una temperatura constante el punto de medición TT01 por medio del controlador PID Predictivo, la salida de este controlador ZC01 actúa sobre la válvula de gas butano que alimenta el calentador. Desde la salida de agua del calentador hasta el punto de medición de temperatura TT01, existe una distancia de 12 metros.

La prueba del escalón para determinar el modelo de la planta se realizó en las siguientes condiciones iniciales:

- Flujo (FT01) = 3.9 litros/min
- Temperatura(TT02) = 47.92 °C
- % Válvula de gas = 40 %

Con el sistema en modo manual se generó un escalón en el valor del porcentaje de la apertura de la válvula de gas. La figura 2.5 muestra el resultado de la prueba.

Analizando los datos de la respuesta al escalón, se ha determinado un tiempo

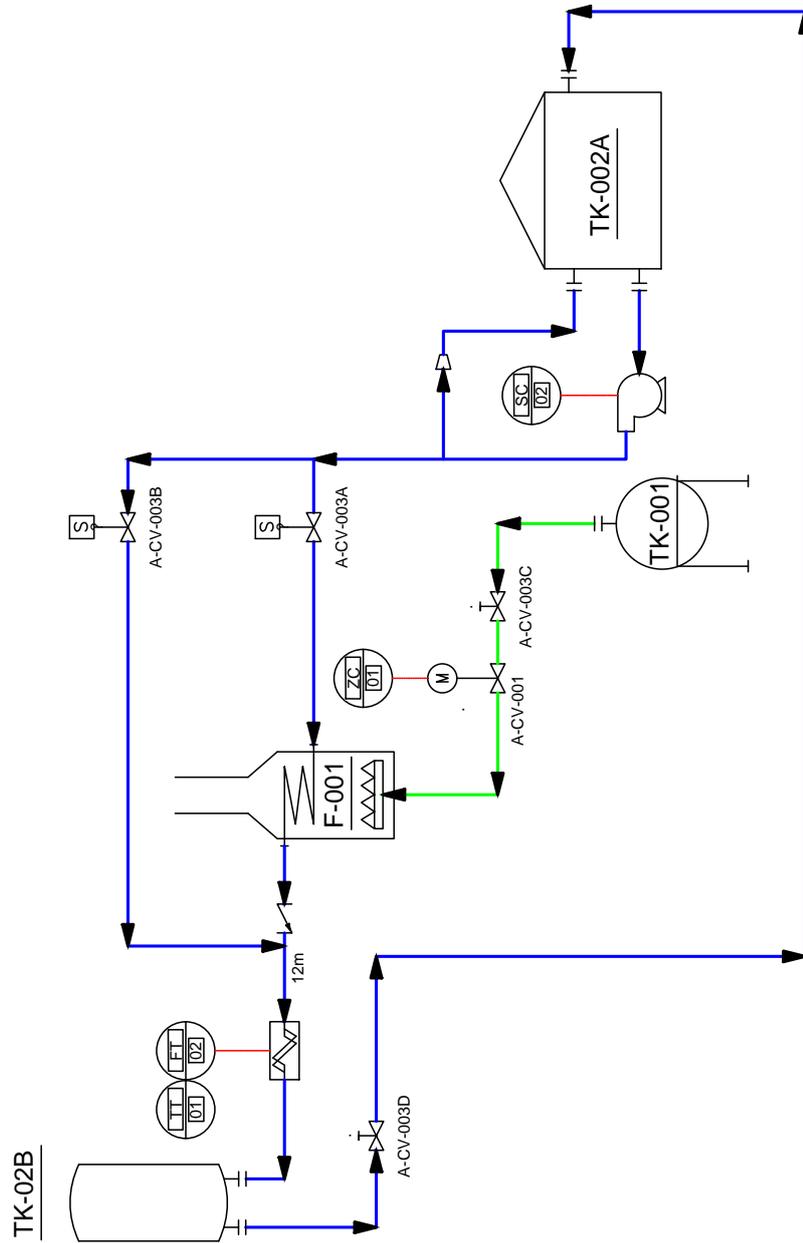


Figura 2.4: Diagrama de la Planta

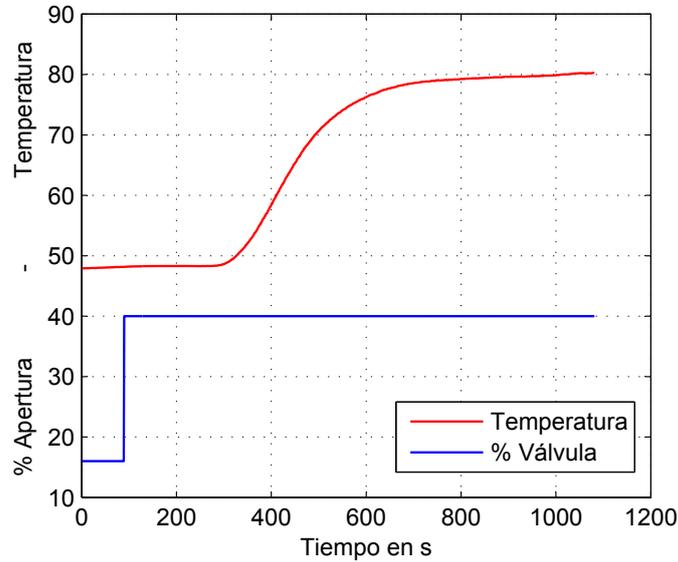


Figura 2.5: Prueba escalón del lazo de temperatura

po de retardo de 150 segundos. Es importante recalcar que en la identificación del modelo no se toma en cuenta el retraso de la respuesta escalón, solamente se obtiene una aproximación de una función de orden superior sin retardo a una de primer orden, debido a que en el algoritmo del predictor es donde se debe especificar el valor del retardo. Por esta razón los datos de la respuesta se procesaron eliminando el tiempo de retardo y el desplazamiento en el eje de las ordenadas como lo muestra la figura 2.6.

Mediante la herramienta IDENT de MATLAB[®] se ha realizado la identificación del sistema, usando la respuesta al escalón de la figura 2.5. Se ha obtenido mediante esta herramienta el modelo dado por la ecuación 2.5. Para obtener el modelo sólo se han usado los datos procesados según los criterios antes mencionados de la figura 2.6, esto permite a MATLAB[®] obtener una función de transferencia de primer orden más precisa.

$$G(s) = \frac{1,3357}{1 + 66,101s} e^{-38,403s} \quad (2.5)$$

El ajuste de una función de transferencia de alto orden a una de primer orden implica la adición de tiempos de retardo en la nueva función, en este caso, observando la ecuación 2.5, se puede encontrar un tiempo de retardo de 38.403

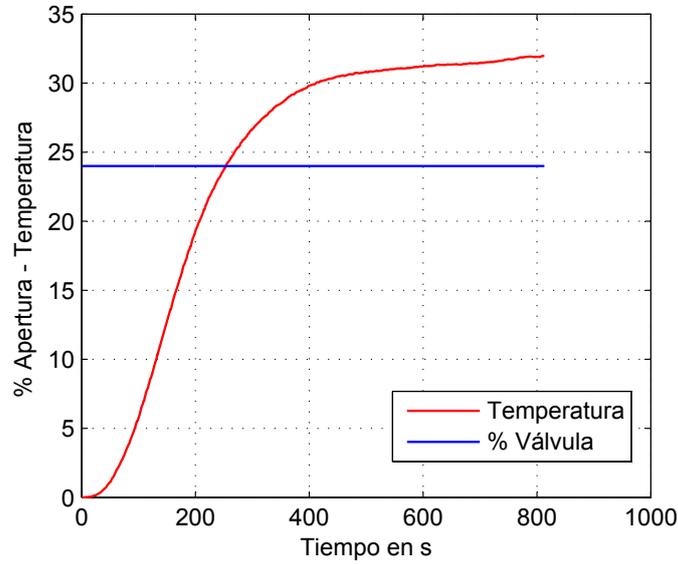


Figura 2.6: Datos procesados para la identificación

segundos, que se sumará al tiempo de retardo total del sistema. En la figura 2.7 se muestra la respuesta al escalón unitario de la ecuación 2.5 y la del proceso real. Es necesario puntualizar que el modelo obtenido en este punto no contempla el retardo de 150 segundos determinados en la prueba de escalón de la figura 2.5.

En consecuencia el modelo final resultante de la planta ajustada a un sistema de primer orden, tomando en cuenta el retardo del sistema de 150 segundos determinado en la figura 2.5 más el producido por el ajuste de un orden alto a uno de primer orden con un valor de 38.403 segundos obtenido de la ecuación 2.5, estará representado por la ecuación 2.6 y su respuesta al escalón unitario mostrada en la figura 2.8.

$$G(s) = \frac{1,3357}{1 + 66,101s} e^{-188,403s} \quad (2.6)$$

Considerando el modelo de primer orden de la ecuación 2.7, se determina en la función de transferencia la condición de retardo dominante cuando $n > 2$ Normey-Rico (2001). Para los valores dados en la ecuación 2.6 se ha calculado que $n = 2.85$.

$$G(s) = \frac{Z}{1 + Ts} e^{-nTs} \quad (2.7)$$

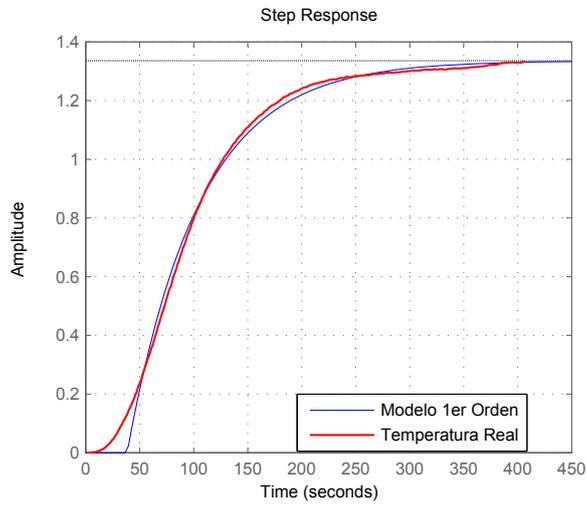


Figura 2.7: Respuesta al Escalón del proceso real y el modelo ajustado de 1er orden

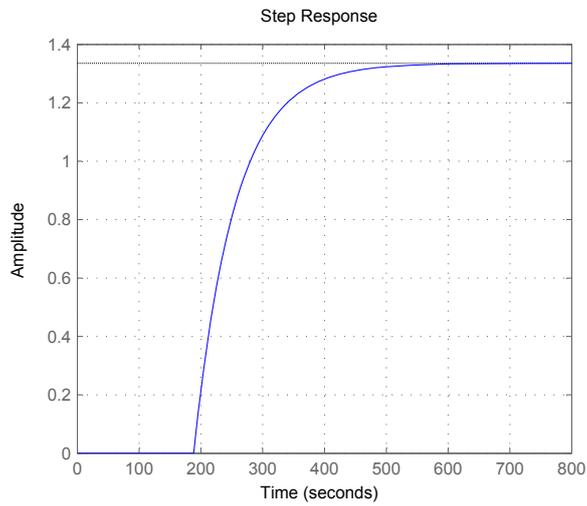


Figura 2.8: Respuesta al escalón del modelo final de la planta

El controlador a implementarse hace uso de la respuesta al escalón, los puntos obtenidos de la misma forman parte de un arreglo matricial que se usará para el predictor. Por esta razón es necesario determinar el tiempo de muestreo T_s , de manera que no presente un excesivo número de muestras que aumente la carga computacional del algoritmo. Para este caso en particular se ha determinado que es equilibrado un valor de $T_s = \frac{\tau}{6} = 11,016s \approx 11s$, este valor se escogió en base al trabajo realizado sobre sistemas con retardo dominante de Normey-Rico (2001). Por lo tanto la función de transferencia de tiempo continuo dada por la ecuación 2.6, discretizada con un tiempo de muestreo de $T_s=11$ segundos estará expresada por la ecuación 2.8, en donde el retardo d es la parte entera de $6n$. El error incurrido en la determinación del tiempo de muestreo ha sido despreciado porque es muy pequeño comparado con respecto al error en la determinación del tiempo de retardo total de la planta Normey-Rico (2001).

$$G(z) = \frac{0,2047}{z - 0,8467} z^{-17} \quad (2.8)$$

Determinado que la planta puede ser aproximada a un sistema de primer orden, conlleva a que el algoritmo del controlador deberá ser un controlador PI (Proporcional - Integral), ya que los algoritmos PI con propiedades predictivas han sido derivados en base a un sistema de primer orden con un predictor Arousi et al. (2008) como el desarrollado en la ecuación 1.9. De manera análoga, si el sistema hubiese sido identificado como un sistema de segundo orden, se aplicaría un controlador PID predictivo y el desarrollo del predictor estaría en función de la ecuación 1.20.

2.2. Diseño del controlador PID-Predictivo

En base al modelo CARIMA de un sistema de primer orden como el mostrado en la ecuación 1.1 y a la ecuación del predictor dada por la ecuación 1.9, se desarrollará a continuación el predictor a usarse en el controlador PID-Predictivo. Mediante el siguiente desarrollo se esquematiza la obtención del algoritmo de predicción. Se han usado los siguientes datos:

$$n_{e1} = 1$$

$$n_{e2} = 3$$

$$n_u = 1$$

$$d = 17$$

Donde :

n_{e1} = Inicio del horizonte de predicción.

n_{e2} = Fin del horizonte de predicción.

n_u = Horizonte de control.

d = Retardo del sistema.

2.2.1. Respuesta forzada

La predicción de la salida puede formularse como $\hat{y}(k+d+n_e+1)$. Por lo tanto las predicciones de la salida tomando en cuenta el retardo, el horizonte inicial y final serán como la obtenida en la expresión 2.9.

$$\begin{bmatrix} \hat{y}(k+19) \\ \hat{y}(k+20) \\ \hat{y}(k+21) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

La ecuación presenta el desarrollo de la matriz H^f .

$$H^f = \begin{bmatrix} h_2 & h_1 & 0 \\ h_3 & h_2 & h_1 \\ h_4 & h_3 & h_2 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

H^f está multiplicado por el siguiente factor:

$$\begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+n_e) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

En la expresión 2.11 solamente se consideran n_u cambios consecutivos en la señal de entrada Arousi et al. (2006), por lo tanto:

$$\Delta u(k+n_u) = \Delta u(k+n_u+1) = \Delta u(k+n_u+2) = \dots = 0 \quad (2.12)$$

Reemplazando los valores planteados de obtendrá:

$$\begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \Delta u(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Como el horizonte de control es $n_u = 1$, se puede observar que en el producto con H^f , sólo se hace necesaria una columna. Por lo que se deduce que el número de columnas de H^f está limitado por el valor del horizonte de control n_u .

2.2.2. Respuesta libre

El primer término esta dado por la expresión:

$$\begin{bmatrix} f_{d+n_e+1,1} & f_{d+n_e+1,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(k) \\ y(k-1) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Reemplazando los datos se obtiene

$$\begin{bmatrix} f_{17,1} & f_{17,2} \\ f_{18,1} & f_{18,2} \\ f_{19,1} & f_{19,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(k) \\ y(k-1) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

El último termino está dado por la expresión:

$$\begin{bmatrix} h_{n_e+2} & h_{n_e+3} & \dots & h_{n_e+1+d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(k-1) \\ \Delta u(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u(k-d) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Reemplazando valores se obtiene:

$$\begin{bmatrix} h_3 & h_4 & h_5 & \dots & h_{17} & h_{18} & h_{19} \\ h_4 & h_5 & h_6 & \dots & h_{18} & h_{19} & h_{20} \\ h_5 & h_6 & h_7 & \dots & h_{19} & h_{20} & h_{21} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u(k-1) \\ \Delta u(k-2) \\ \Delta u(k-3) \\ \vdots \\ \Delta u(k-15) \\ \Delta u(k-16) \\ \Delta u(k-17) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Con los resultados obtenidos anteriormente, la ecuación 2.18 muestra el predictor propuesto para el controlador.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{y}(k+19) \\ \hat{y}(k+20) \\ \hat{y}(k+21) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_2 & h_1 & 0 \\ h_3 & h_2 & h_1 \\ h_4 & h_3 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \dots \quad (2.18) \\ &+ \begin{bmatrix} f_{17,1} & f_{17,2} \\ f_{18,1} & f_{18,2} \\ f_{19,1} & f_{19,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(k) \\ y(k-1) \end{bmatrix} + \dots \\ &+ \begin{bmatrix} h_3 & h_4 & h_5 & \dots & h_{17} & h_{18} & h_{19} \\ h_4 & h_5 & h_6 & \dots & h_{18} & h_{19} & h_{20} \\ h_5 & h_6 & h_7 & \dots & h_{19} & h_{20} & h_{21} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u(k-1) \\ \Delta u(k-2) \\ \Delta u(k-3) \\ \vdots \\ \Delta u(k-15) \\ \Delta u(k-16) \\ \Delta u(k-17) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Capítulo 3

IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR

3.1. Estructura del Sistema de Control

De manera general el sistema de control está estructurado como se muestra en la figura 3.1. En ella constan un PLC (Controlador Lógico Programable), donde se ejecuta la lógica para el control del proceso en general mediante las entradas y salidas tanto analógicas como digitales así como la interacción con los equipos conectados al bus de campo. Por lo tanto las tareas que realiza el PLC son:

- Apertura y cierre de las válvulas que gobiernan el paso del fluido en las tuberías
- Mando del servomotor encargado de regular la válvula de paso de gas hacia el calentador de agua.
- Adquisición de datos de la temperatura del proceso desde el flujómetro Coriolis conectado al bus de campo PROFIBUS
- Mando y regulación del variador de velocidad de la bomba de agua, también conectado a la red PROFIBUS

Forma parte también de la estructura de control, un computador donde se ejecutará el algoritmo predictor para el controlador PID predictivo y la aplicación HMI (Human machine interface / Interface hombre máquina) que permite monitorear y controlar el proceso.

3.1.1. Comunicación OPC

La comunicación OPC (OLE for Process Control / Tecnología OLE para el Control de Procesos) es el pilar fundamental para el envío/recepción de los datos

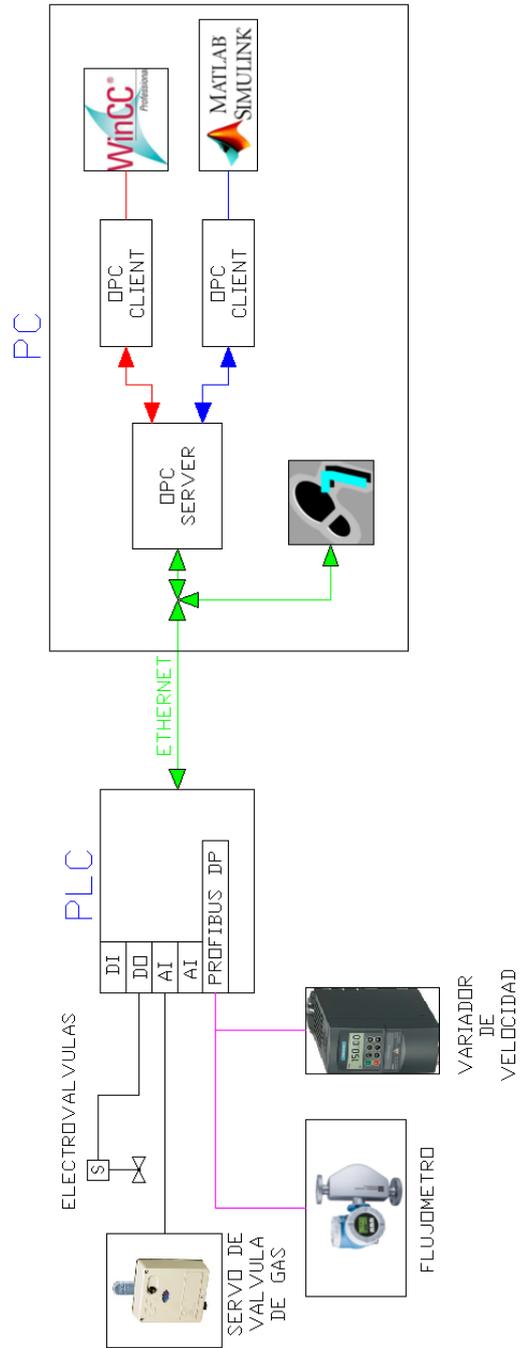


Figura 3.1: Sistema de Control

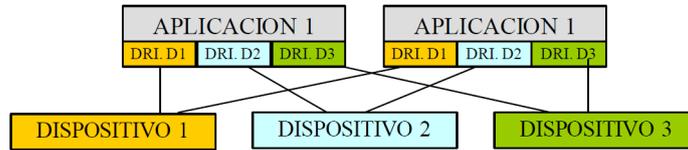


Figura 3.2: Comunicaciones entre diferentes equipos de manera tradicional ,
Fuente: Alves et al. (2003)

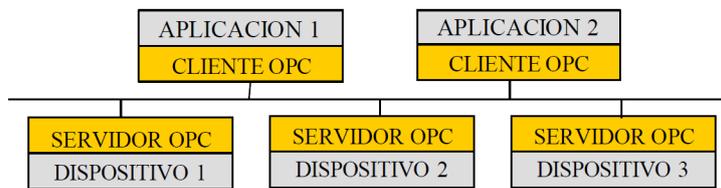


Figura 3.3: Comunicación mediante OPC, Fuente: Alves et al. (2003)

entre las diferentes aplicaciones y el proceso.

Inicialmente los proveedores de sistemas de control, para lograr un enlace de datos con equipos de otras marcas, debían crear un driver específico para cada aplicación, esto debido a que cada sistema tenía un protocolo propietario Alves et al. (2003). El gráfico 3.2 muestra la complejidad que representaba comunicar equipos y aplicaciones de diferentes fabricantes.

En un inicio bajo plataformas WINDOWS®, los sistemas SCADA (System Control and Data Adquisition / Sistema de Control y Adquisición de Datos) hacían uso del DDE (Dynamic Data Exchage / Intercambio Dinámico de Datos). Este método posteriormente fue reemplazado por el OLE (Objet Linking and Embedding / Objetos Enlazados e Incrustados) que es más flexible, robusto y eficiente que su predecesor en aplicaciones a nivel industrial.

En 1995 un grupo de empresas en las que constan Rokwell Software, Intellution, Fisher-Rosemount, Intuitiv Software y Opto-22, colaboraron bajo el amparo de WINDOWS® y crearon la primera especificación no propietaria de OPC, creándose también una organización independiente denominada OPC Foundation. La especificación OPC está basada en OLE/COM y DCOM de WINDOWS®.

Mediante OPC se ha creado una arquitectura genérica Cliente/Servidor libre de drivers propietarios ya que la especificación del mismo a sido elevada a nivel de estándar. La figura 3.3 muestra la nueva estructura de la comunicación mediante OPC, organizada bajo un esquema engloba aplicaciones y equipos de diferentes fabricantes, todos comunicándose bajo un protocolo de transferencia de datos estándar. OPC contempla las siguientes especificaciones Mahnke et al. (2009):

- OPC DA(Data Access). Permite leer, escribir y monitorear las variables presentes dentro de una LAN con PC's que tiene sistema operativo WINDOWS®.
- OPC XML-DA. Usa el protocolo XML(Extensible Merked Lenguaje) que abarca computadoras con diversos sistemas operativos y ubicados fuera de los límites de una LAN, como por ejemplo el Internet.
- OPC A&E (Alarm&Event). Transmite datos críticos de manera inmediata, tales como alarmas o eventos programados que requieren una acción o una respuesta prioritaria.
- OPC DX (Data Exchange). Conecta equipos de campo de proveedores y protocolos diferentes con el fin de intercambiar datos, con la limitante de que aquellos datos no sean críticos.
- OPC HDA (Historical Data Access). Permite el acceso a datos históricos , contenidos en una base de datos.
- OPC Batch. Comunica datos de procesos que producen productos por lotes, como por ejemplo las recetas maestras.

3.1.2. Bus de Campo

El PLC dispone de un puerto de comunicación de un bus de campo llamado PROFIBUS, basado en la norma estándar EN50170 e IEC61158. Este bus en la industria se lo puede encontrar en las siguientes versiones Jimenez et al. (2012):

- Profibus FMS (Fieldbus Message Specification). Implementado en el nivel 7 del modelo OSI y orientado al intercambio de grandes cantidades de datos entre dispositivos inteligentes. Se lo ha visto relegado con el crecimiento de Ethernet y TCP/IP.
- Profibus DP(Distribuided Peripheral). Concebido para la transmisión de un volumen medio de datos entre un PLC que actúa como maestro y otros PLC's, módulos de periferia, variadores, analizadores, etc., que hacen de esclavos. Aunque también es posible la implementación de redes multimaestro entre varios PLC's. Trabaja en el nivel 1 y 2 del modelo OSI, bajo norma física RS-485. Soporta topologías bus, árbol, estrella, anillo y anillo redundante.
- Profibus PA(Process Automation). Aplicable a sistemas de instrumentación bajo norma IEC 1158-2 y a procesos con zonas denominadas "Ex" o de seguridad intrínseca.

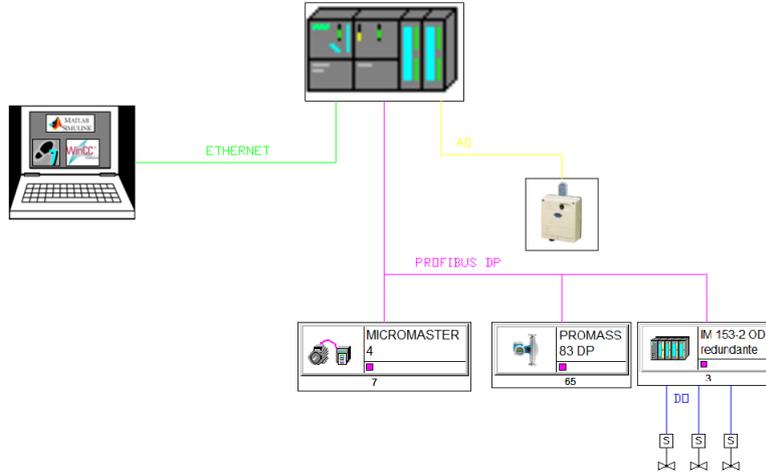


Figura 3.4: Topología de la red de comunicaciones

En el presente trabajo, el bus de campo se materializa por medio del puerto integrado MPI/DP del PLC SIEMENS 315F-2 PN/DP, que actúa como maestro de la red. A esta red se encuentran conectados como esclavos PROFIBUS el variador de velocidad MICROMASTER 4 y el flujoímetro Coriolis PROMASS 83. La figura 3.4 muestra la topología de red implementada para el control de la planta.

3.2. Programación del algoritmo de control.

El controlador PID predictivo precisa de un valor de predicción de la salida de la planta, representada por \hat{y} . La instancia encargada de obtener este valor es el predictor, representado por la ecuación 1.9 dado que el proceso fue identificado y ajustado a una función de transferencia de primer orden con retardo.

El predictor fue implementado en MATLAB[®] sobre un función programada en SIMULINK[®]. Dicha función necesita los siguientes datos para ser ejecutada de manera continua:

n_{e1} y n_{e2} : Son los valores de inicio y fin del horizonte de predicción. Su valor determinará el número de predicciones \hat{y} que se obtendrán; que para el controlador PID serán el número de ramales paralelos de \hat{y} que se ingresan para calcular el error que será procesado por el controlador tal como se expresa en la figura 1.2.

H^f : llamada la matriz dinámica del sistema, que contiene los puntos de la respuesta al escalón de la función de transferencia de primer orden a la cual fue ajustado el modelo de la planta a controlarse.

f_1 y f_2 : Vectores de la respuesta libre, que están en función de los coeficien-

tes de la respuesta al escalón. Estos vectores pueden ser generados usando las ecuaciones 1.17 y 1.18.

El cálculo de todos estos valores son guardados en el workspace (espacio de trabajo) de MATLAB[®]. Este procedimiento es denominado fuera de línea (offline) y permite minimizar la carga computacional del algoritmo, ya que esos valores sólo se calculan una sola vez antes de correr el algoritmo.

3.3. Programación del algoritmo en el computador

El controlador PID predictivo, basa su funcionamiento en un algoritmo predictor, que contiene en su interior la dinámica del proceso ajustada a un modelo de primer orden en una matriz con los valores de la respuesta al escalón del mismo. La respuesta al escalón, no debe contener la parte inherente al retardo, ya que en el cálculo del predictor se ingresa como dato el valor del retardo para su compensación.

El predictor se ha implementado sobre un computador usando MATLAB[®]. Consta de dos procesos computacionales a ejecutarse.

El primer proceso es el cálculo fuera de línea de las constantes de la ecuación 1.9, que requiere de los siguientes datos:

- n_{e1} y n_{e2} : Inicio y fin del horizonte de predicción.
- n_u : Horizonte de control.
- d : Retardo del sistema.
- Modelo del sistema en la forma de la ecuación 1.1.
- T_s : Tiempo de muestreo.

Por medio de un script de Matlab[®] y los datos anteriormente mencionados se calcula H^f , que es la matriz que contiene los valores de la respuesta al escalón del modelo de la planta y con estos valores el resto de matrices correspondientes a la respuesta libre y forzada de la ecuación 1.9, siguiendo la metodología dada en las subsecciones 2.2.1 y 2.2.2. El código del script se lo ha adjuntado en el Anexo 1.

El segundo proceso es realizado en línea, esto significa en tiempo real. En este punto un modelo de SIMULINK[®] hace uso de los resultados obtenidos de primer proceso y que se hallan en la memoria de trabajo de MATLAB[®], denominado workspace. El modelo usado en el presente trabajo se lo presenta en el Anexo 2.

Como se muestra en la figura 3.5, los datos del workspace conjuntamente con los valores de las variables del proceso son obtenidos mediante la conexión ETHERNET entre el PLC y el computador gracias al enlace OPC de SIMATIC NET[®] y son computados por el bloque denominado Proceso 2. Este representa

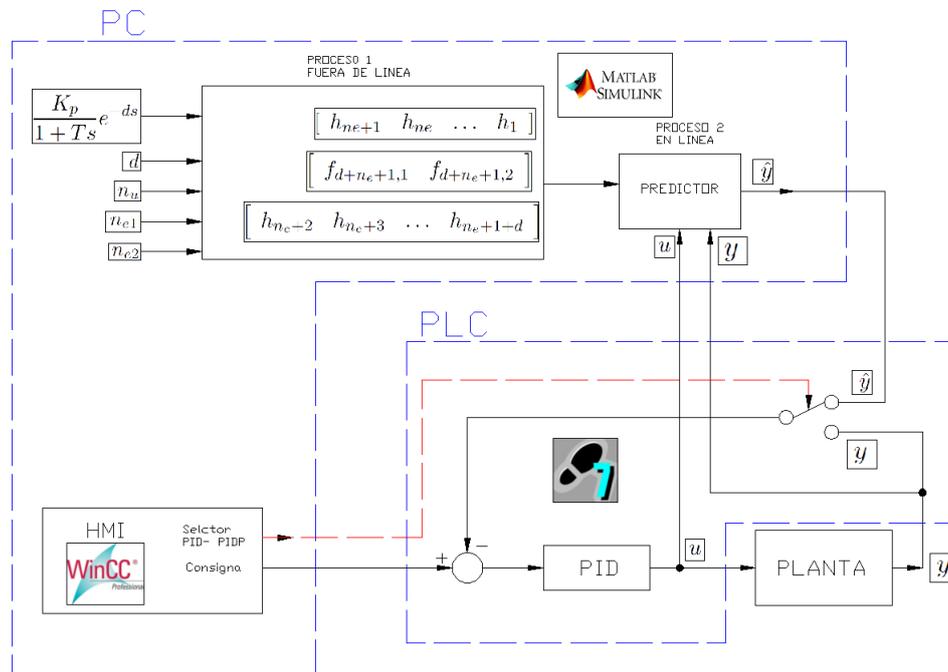


Figura 3.5: Diagrama de bloques del proceso

el modelo en SIMULINK[®] que corre en tiempo real, cuyo resultado de salida es la predicción \hat{y} de la planta. Valor que por medio del enlace OPC es retornado a la entrada denominada variable de proceso (PV-process value) del PID del PLC. En resumen, este segundo proceso realiza el cálculo de la ecuación 1.9, resultado que lo retorna al PLC para su procesamiento.

Cada iteración del proceso se ejecuta al tiempo de muestreo determinado en la sección 2.1.2, esto es 11s.

3.4. Programa en el PLC y el HMI

El control del proceso dispone de un sistema de automatización SIEMENS, la primera parte constituida por un perfil base donde se encuentra el PLC y sus tarjetas de entrada y salida cuyo listado de hardware se muestra en la figura 3.6, en esta se puede visualizar la fuente de poder PS 307 de 5A, el CPU 315F-2 PN/DP, una tarjeta de comunicaciones CP342-5, una tarjeta de 16 entradas digitales, una tarjeta de 4 entradas y dos salidas analógicas con una resolución de 8 bits y por último una tarjeta de 8 entradas analógicas con una resolución de 12 bits. Los slots en blanco muestran la posibilidad de poder agregar mas tarjetas de ser necesario.

Slot	Módulo	Referencia	Firmware	Dirección MPI	Dirección E	Dirección S
1	PS 307 5A	6ES7 307-1EA01-0AA0				
2	CPU 315F-2 PN/DP	6ES7 315-2FJ14-0AB0	V3.2			
X1	MPI/DP				2047*	
X2	PN/D				2046*	
X2/1	Puerto 1				2045*	
X2/2	Puerto 2				2044*	
3						
4	CP 342-5	6GK7 342-5DA02-0XE0	V5.0		434...449	434...449
5	DI16/DO16x24V/0.5A	6ES7 323-1BL00-0AA0			4...5	4...5
6	AI4/AO2x8/8Bit	6ES7 334-0CE01-0AA0			450...457	324...327
7	AI8x12Bit	6ES7 331-7KF02-0AB0			458...473	
8						
9						
10						
11						

Figura 3.6: Hardware del PLC

Slot	Módulo	Referencia	Dirección E	Dirección S
1				
2	IM 153-2	6ES7 153-2BA02-0AB0	2027*	
3				
4	DI16/DO16x24V/0.5A	6ES7 323-1BL00-0AA0	2...3	2...3
5	AI8x12Bit	6ES7 331-7KF02-0AB0	474...489	
6	AO4x12Bit	6ES7 332-5HD01-0AB0		328...335
7	DI16/DO16x24V/0.5A	6ES7 323-1BL00-0AA0	0...1	0...1
8				
9				
10				
11				
12				
13				
14				
15				

Figura 3.7: Hardware de la periferia ET200

La segunda parte del sistema la conforma un perfil base con periferia descentralizada, cuyo listado se muestra en la figura 3.7. El sistema de periferia ET200 está formado por un módulo controlador IM 153-2, dos tarjetas de 16 entradas digitales cada una de 24 V, una tarjeta de 8 entradas analógicas de 12 bits y una tarjeta de 4 salidas analógicas de 12 bits.

La programación del CPU se lo realiza mediante el software STEP7 V5.5 de SIEMENS. El programa está estructurado en una rutina principal denominada OB1, donde se ejecuta la lógica para el control de las entradas y salidas tanto físicas como las del bus de comunicación.

El controlador PID se lo configura en el OB35, que es una rutina de ejecución cíclica, programada para ser ejecutada de acuerdo al resultado obtenido en la sección 2.1.2, que fue de 11s.

El HMI para el control y monitoreo del sistema se desarrolló en la plataforma WinCC[®] (Windows Control Center) de SIEMENS. El intercambio de datos con el PLC y la aplicación Matlab[®] se realiza mediante un enlace OPC DA a través del servidor OPC SIMATIC NET[®]. La figura 3.8 muestra la interfase desarrollada para el efecto. En esta, en la parte superior se encuentra la carta para visualizar los datos en tiempo real y además, acceder a los datos históricos grabados en una base de datos que tiene como base de tiempo 0,5s. Este servicio se denomina Tag Logging y se ha configurado su activación al mismo tiempo que inicia la aplicación del HMI.

En la parte superior del gráfico de tendencias se encuentra situada la barra de herramientas cuyo detalle se presenta en la figura 3.9, mediante la misma es posible avanzar o retroceder en los registros históricos, pausar el gráfico en tiempo real, realizar un análisis estadístico básico dentro de una región determinada, buscar los valores del proceso en un determinado instante de tiempo y presentación de los valores correspondientes en la barra inferior del gráfico de tendencias.

En la parte inferior del HMI, bajo el recuadro denominado “Control Bomba” se tienen los comandos para activar las válvulas que permiten la circulación del fluido y el encendido del variador de velocidad que controla la bomba de agua del sistema, además, de su consigna de velocidad. Para el presente trabajo no fue necesario variar la velocidad de la bomba y se la mantuvo a velocidad nominal con un flujo de 3,9 lit/min.

En la parte inferior central de la figura 3.8 que muestra el HMI, se encuentra un recuadro con el nombre “Control Temperatura” que permite ingresar los valores de sintonización del controlador PID. Además, dispone de campos de ingreso de la consigna de temperatura (SP) y el valor de salida en modo manual (SM MAN) del controlador.

Tres cuadros adicionales muestran la variable de proceso real (PV), el valor generado por el predictor (Predicción) y la salida (out) del controlador que en este caso actúa sobre el servomotor que controla la válvula de gas butano del calentador de agua.

El botón Auto/Manual permite conmutar el modo de funcionamiento del controlador.

El último botón en el recuadro “Controlador Predictivo” permite realizar la conmutación del modo de trabajo del sistema de control, el primer modo hace uso del controlador PID clásico del PLC y otro modo del algoritmo PID Predictivo.

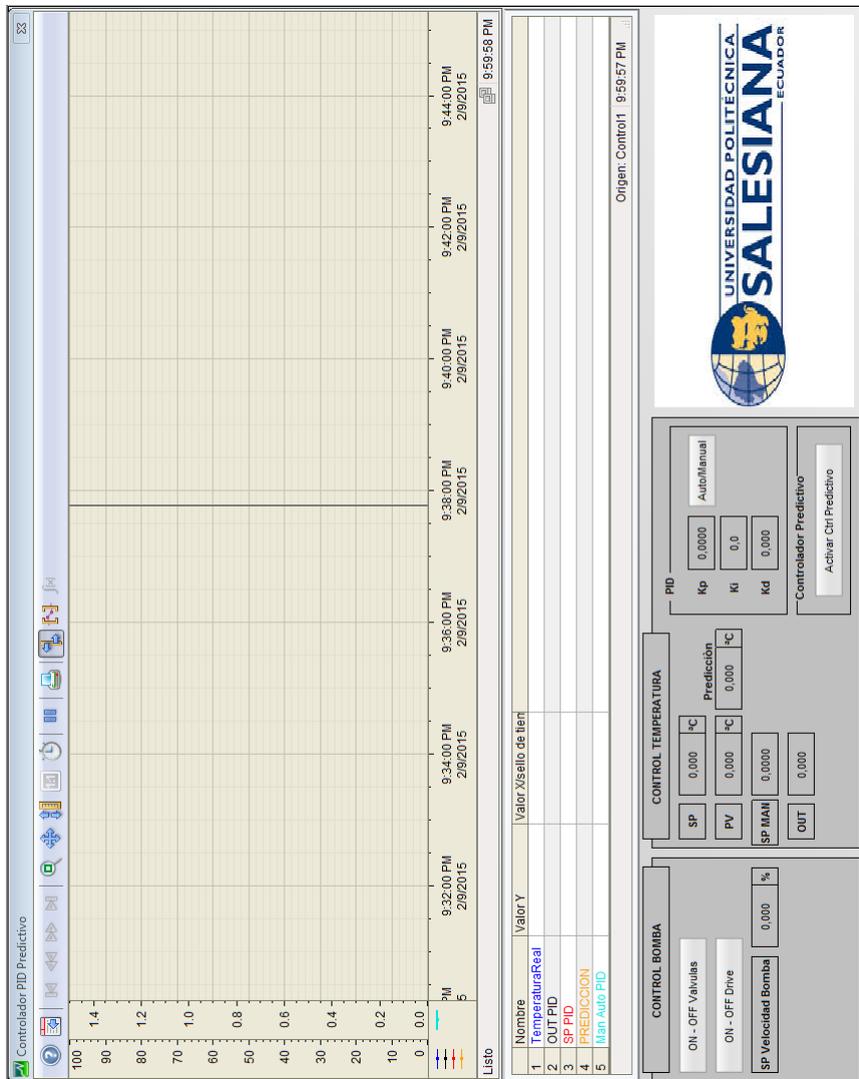


Figura 3.8: Pantalla del HMI



Figura 3.9: Barra de herramientas

Capítulo 4

ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS

4.1. Parámetros de desempeño del controlador

La evaluación de desempeño de los controladores PID y PID-Predictivo, se hará en función de los parámetros que caracterizan la respuesta transitoria del sistema ante una señal de tipo escalón. Los parámetros a analizarse se muestran en la figura 4.1, y serán:

- Sobrepaso máximo. Definido en base al valor de salida máximo alcanzado y_{max} y al valor en estado estable y_{ss} como $sp_{max} = y_{max} - y_{ss}$. Normalmente es representado como un porcentaje del valor en estado estable, y para el presente trabajo se ha considerado como un valor aceptable el 10 %. Normalmente este valor es determinado en función de los parámetros de calidad del producto final obtenido mediante el proceso controlado. El porcentaje máximo de sobrepaso se establecerá según la ecuación 4.1.

$$\%sp_{max} = \frac{sp_{max}}{y_{ss}} \quad (4.1)$$

- Tiempo de levantamiento t_r . Es el tiempo de respuesta del sistema ante una señal escalón, para el que la salida se eleve del 10 al 90 % del valor de estado estable y_{ss} .
- Tiempo de asentamiento t_s . Es el tiempo para que la respuesta al escalón se mantenga dentro de un determinado porcentaje alrededor del valor de estado estable. se ha adaptado un valor de uso generalizado en la literatura correspondiente al control de sistemas que es de 5 %.

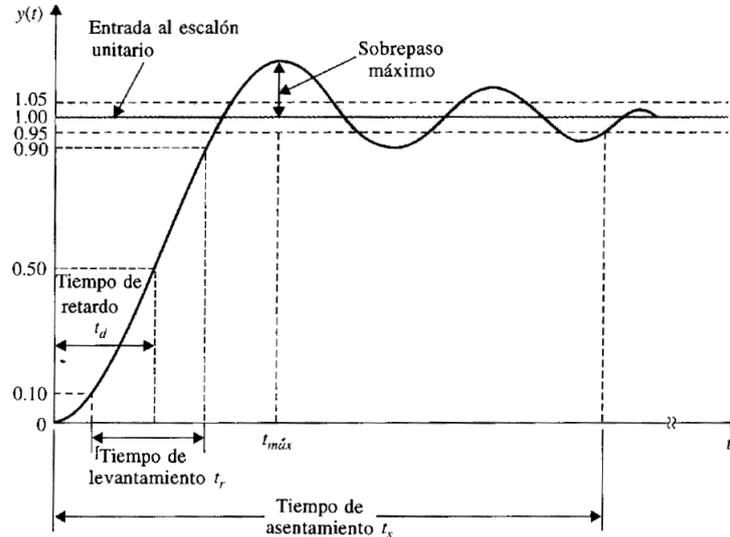


Figura 4.1: Respuesta al escalón unitario de un sistema de control. Fuente :Kuo (1996)

4.2. Análisis comparativo con el controlador PID clásico

4.2.0.1. Sintonización de los controladores

Basándose en la Figura 4.2 que muestra un sistema de control realimentado, se puede determinar que los controladores PID pueden operar como reguladores, manteniendo la variable controlada $y(t)$ ante cambios en las perturbaciones $z(t)$, o como servomecanismos cuando se desea que la variable controlada siga los cambios de $r(t)$. Esta funcionalidad determina el método de sintonización adecuado para el controlador.

El control de temperatura del presente trabajo tiene como prioridad obtener una salida del proceso que sigue a una consigna determinada, por lo tanto se enmarca en la funcionalidad de un servomecanismo.

El sistema de control contempla la selección del modo de funcionamiento, esto es, el sistema puede funcionar mediante un controlador PID convencional o mediante el controlador PID-Predictivo. Por lo tanto es necesario sintonizar el controlador PID del PLC para estas dos opciones.

En el caso del PID convencional se han revisado los métodos que cumplan la condición de retardo dominante, aunque normalmente los métodos de sintonización usan la relación $\frac{d}{T}$ (términos de la ecuación 1.1), denominada rango de

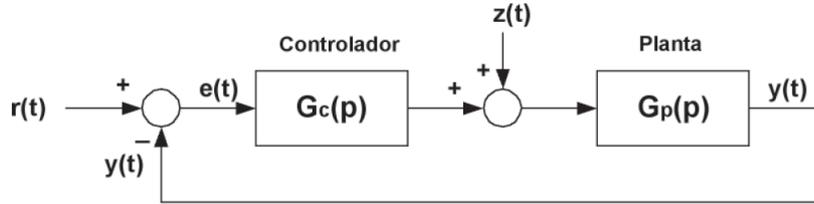


Figura 4.2: Sistema de control realimentado. Fuente: Ruiz (2011)

Método	Kp	Ti
McMillan (1994)	0.4452	188.4030
Marlin (1995)	0.2620	92.3175
Edgar et al. (1997)	0.2995	94.2015
Hazebroek and der Waerden (1950)	0.4964	178.9828
Khan and Lehman (1996)	0.4817	313.1592
Abbas (1997)	0.4167	160.3025
Haeri (2005)	0.3930	150.123

Tabla 4.1: Resultados de los métodos de sintonización del controlador PID

controlabilidad Gude and Kahoraho (2012), para determinar los límites de la aplicación del método de sintonización propuesto. Con los datos del modelo obtenidos de la ecuación 2.6, la tabla 4.1 muestra los valores de sintonización propuestos para un controlador PI que gobierna un proceso con rango de controlabilidad de $\frac{d}{T}=2.85$. Dichos métodos de sintonización están compilados en O'Dwyer (2009).

De los resultados anteriores se han tomado estos valores como referencia en las pruebas de sintonización y luego de varios ensayos se determinaron que los tres grupos de valores mostrados en la tabla 4.2 dan una respuesta satisfactoria en función de los parámetros de desempeño planteados anteriormente.

Para el PID-Predictivo, en la sintonización no se toma en cuenta el retardo del sistema, esto significa que sólo se considera el modelo de primer orden resultado de la identificación dada por la ecuación 2.5. Con este modelo, usando una variante mejorada del método de sintonización Kappa-tau propuesto por Gude and

Controlador	P	I
PID1	0.2060	75
PID2	0.2669	80
PID3	0.2069	120

Tabla 4.2: Parámetros finales de sintonía del controlador PID

Nivel de robustez Ms	Kp	Ti
1.4	0.1789	53.1918
1.6	0.4221	58.5681
1.8	0.5769	60.93
2.0	0.6964	66.4423

Tabla 4.3: *Parámetros de sintonización del método Kappa'tau para el PID-Predictivo*

Controlador	P	I
PID1	0.11	14.8

Tabla 4.4: *Parámetro final de sintonía del controlador PID-Predictivo*

Kahoraho (2012), donde es necesario especificar el nivel robustez del controlador *Ms*, se obtuvo los resultados de la tabla 4.3.

Usando los resultados de la tabla 4.3 como una referencia, se realizó ensayos de prueba-error hasta obtener unos valores que respondan a los parámetros de desempeño planteados inicialmente. La tabla 4.4 muestra el valor seleccionado.

4.2.1. Análisis comparativo

Tomando en cuenta los parámetros de desempeño del controlador, se han aplicado entradas tipo escalon al valor de consigna del controlador, cuya operación está orientada a la funcionalidad de servomecanismo.

Es importante recalcar que la planta didáctica dispone de un circuito cerrado de agua, esto significa que el valor mínimo inicial de la temperatura del agua es cada vez mayor al de la siguiente prueba ya que el sistema no dispone de un sistema enfriador en el agua de retorno al depósito principal. A este factor se suma el hecho de que el calentador de agua arranca siempre con un valor mínimo de calentamiento de alrededor de 45°C, que también aporta para calentar más el depósito de agua. Por esta razón y debido a la inercia térmica de esta gran masa de agua no se ha podido obtener de manera precisa el mismo valor inicial para todas la pruebas.

Para que todas las pruebas estén enmarcadas dentro de la misma región de funcionamiento del sistema se ha mantenido constante el valor de la consigna en 70°C y se ha considerado en el análisis de cada prueba y de manera individual el valor particular del escalón para el cálculo de los parámetros de desempeño. Al ser un sistema de retardo dominante y por sus constantes de tiempo, cada prueba toma alrededor de 30 minutos en ejecutarse.

La figura 4.3, muestra una de las respuestas del controlador PID Predictivo en

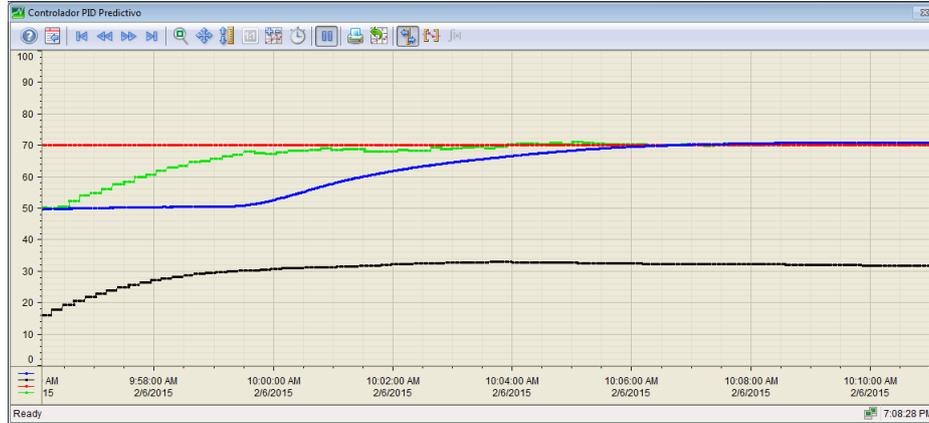


Figura 4.3: Vista del visualizador de tendencias del HMI

CONTROLADOR	$\%sp_{max}$	t_r	t_s
PID1	16.66	162.5	1577.5
PID2	18.75	139.5	1383
PID3	0	385	913.5

Tabla 4.5: Parámetros de desempeño del controlador PID

la HMI, ante una señal escalón de la consigna de referencia. Los valores de estos gráficos fueron exportados a un archivo CSV para luego ser importadas a Matlab para su correspondiente análisis.

En la figura 4.3, la traza de color azul representa la variable de proceso, la traza de color negro es la salida del controlador aplicada a la planta, la traza de color rojo es la consigna del proceso y por último el trazo de color verde el valor de la predicción.

La figura 4.4 muestra una superposición de las respuestas del controlador PID en función de los ajustes de la tabla 4.2.

De la gráfica 4.4 se han determinado los parámetros de desempeño del controlador PID, los valores correspondientes se presentan en la tabla 4.5 y están representados como, $\%sp_{max}$, el porcentaje de sobrepaso máximo, t_r , el tiempo de elevación y t_s como el tiempo de asentamiento.

Analizando los datos de la tabla 4.5 correspondientes a las respuestas del controlador PID ajustado con 3 conjuntos distintos de sintonización, se puede determinar que los conjuntos PID1 y PID2 no cumplen con el porcentaje de sobrepaso máximo del 10 % y su oscilación extiende su respuesta transitoria hasta alcanzar el PID1 172.2 % y el PID2 151.4 % más tiempo que la mejor respuesta obtenida por el PID3.

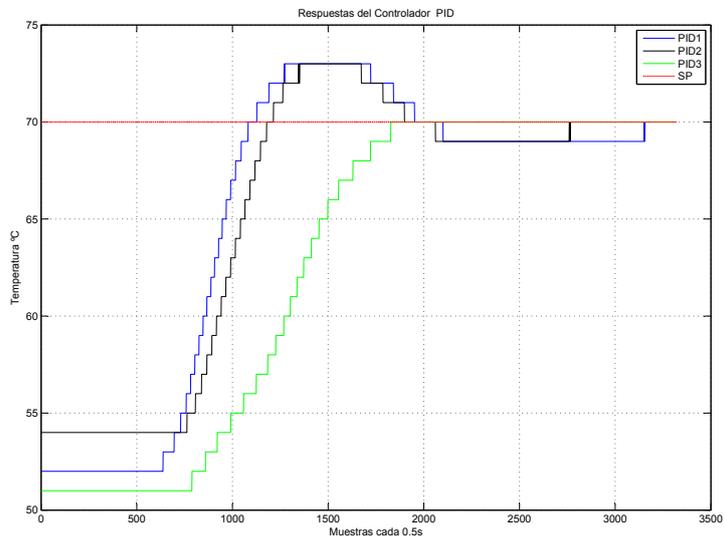


Figura 4.4: Respuestas del controlador PID

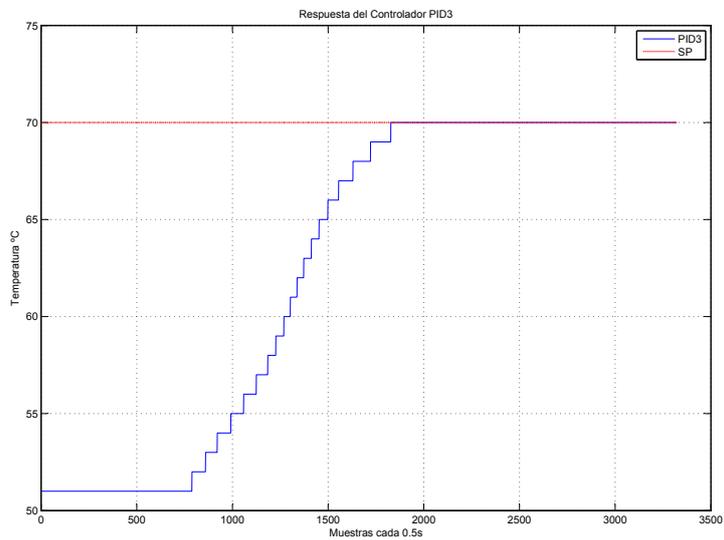


Figura 4.5: Mejor respuesta PID: PID3

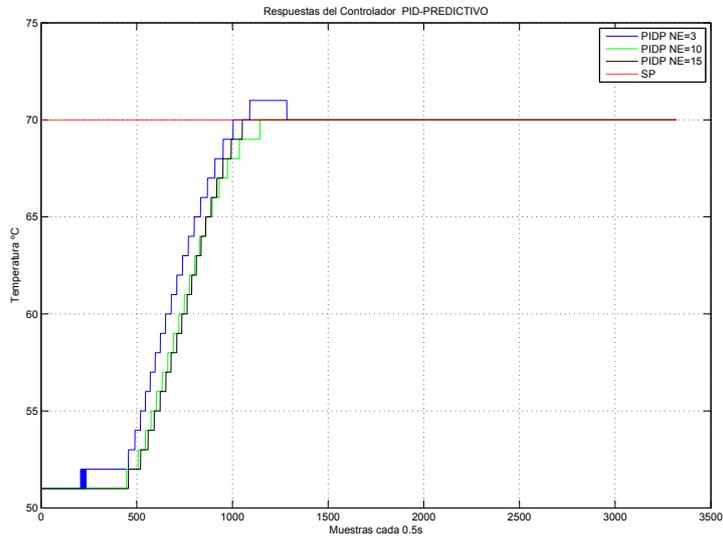


Figura 4.6: Respuestas del controlador PID-PREDICTIVO

Controlador	P	I	Horizonte de predicción
PID-NE3	0.11	14.8	3
PID-NE5	0.11	14.8	5
PIDP-NE10	0.11	14.8	10
PIDP-NE15	0.11	14.8	15

Tabla 4.6: Sintonización del controlador PID-Predictivo

La figura 4.5 muestra la respuesta del controlador PID3, seleccionada por presentar una respuesta con 0% de sobrepaso. A pesar de que su tiempo de levantamiento es el más largo, 276% veces mayor al mejor tiempo de levantamiento dado por PID2, llega al estado estable cumpliendo el parámetro del 5% en un tiempo de 913.5 segundos.

La figura 4.6 expone las trazas superpuestas de la variable de proceso para las diferentes configuraciones del horizonte de predicción del controlador PID-Predictivo. La tabla expone los valores de sintonización correspondientes a cada una de las variantes del controlador.

En base a la figura 4.6 se determinaron los parámetros de desempeño que se muestran en la tabla 4.7, están tabulados en función del valor del horizonte n_e de predicción configurado en cada caso.

n_e	$\%osp_{max}$	t_r	t_s
PIDP NE=3	5.26	226	642.5
PIDP NE=10	0	233.5	518.5
PIDP NE=15	0	215	497

Tabla 4.7: Parámetros de desempeño del controlador PID-Predictivo

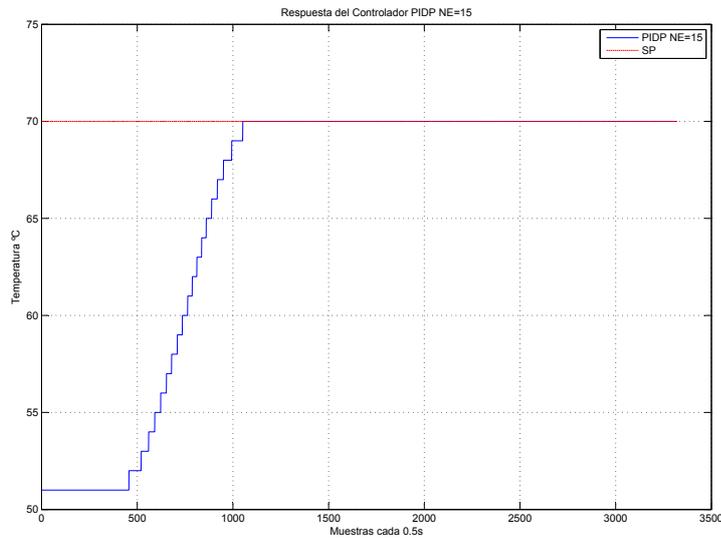


Figura 4.7: Mejor respuesta PID-Predictivo : PIDP NE=15

Analizando los datos de la tabla 4.7 que corresponden a la sintonización del controlador PID-Predictivo mediante el ajuste del horizonte de predicción, se puede observar que a valores de horizonte de predicción bajos, el sistema genera un sobrepaso del 5.26 %, valor que se encuentra dentro de los límites del 10 % planteado en los parámetros de desempeño. A medida que aumenta el horizonte de predicción, disminuye el tiempo de levantamiento en un 4.86 % comparando la configuración PIDP NE=15 con respecto a la PIDP NE=3, además de que el porcentaje de sobrepaso es 0. También se puede observar que el tiempo de establecimiento de PIDP NE=15 disminuye en un 22.6 % con respecto a la configuración correspondiente a PIDP N=3. En función de los resultados obtenidos, se concluye que el mejor conjunto de valores corresponde al conjunto de PIDP N=15. Su respuesta se muestra en la figura 4.7.

Una vez seleccionadas las mejores respuestas que cumplen los parámetros de

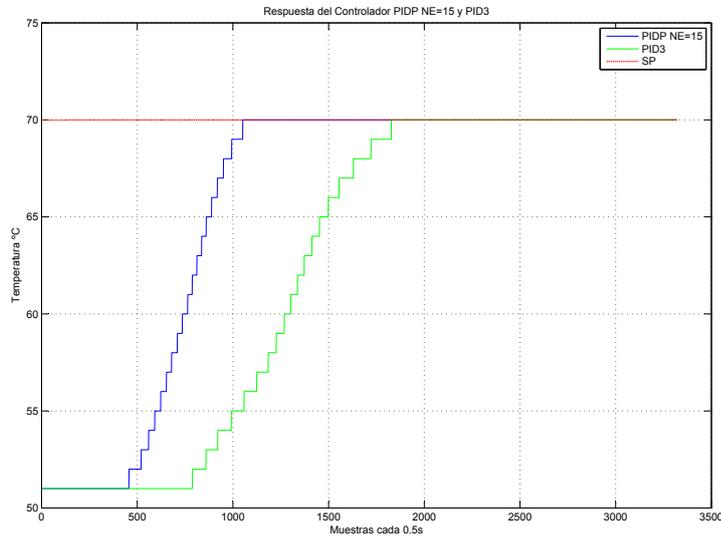


Figura 4.8: Respuestas PID3 - PIDP NE=15

desempeño fijados como meta, se procede a comparar la respuesta del PID clásico contra la del PID-Predictivo. La figura 4.8 muestra las respuestas superpuestas para su análisis.

Controlador	$\%sp_{max}$	t_r	t_s
PID3	0	385	913.5
PIDP NE=15	0	215	497

Tabla 4.8: Comparación de parámetros de desempeño del controlador PID3 y PIDP NE=15

De la tabla 4.8 que compara el controlador PID3 y el controlador PIDP NE=15 se puede determinar que este último es 25 % más rápido en lo que respecta al tiempo de levantamiento y 45.6 % más rápido en llegar al estado estable. Este comportamiento se le atribuye al predictor, que responde con un valor de la variable de proceso anticipada, compensando el tiempo de retardo y permitiendo que la salida controle la planta en función del modelo ajustado en el algoritmo del predictor.

La respuesta del controlador PID-Predictivo puede ser ajustada, modificando el horizonte de predicción, tomando en cuenta que al aumentar del valor del

horizonte de predicción, la salida de control actúa más lentamente y la respuesta es sobre amortiguada. Al contrario si es muy pequeño se puede llegar a obtener una respuesta subamortiguada e incluso puede llegarse a la inestabilidad del lazo de control.

El ajuste de los parámetros PID del controlador predictivo debe realizarse con la menor horizonte de predicción, con el fin de asegurar un valor aceptable del sobrepaso máximo en la respuesta transitoria.

Los resultados de las pruebas comparativas entre los dos controladores han mostrado una clara superioridad del controlador PID-Predictivo sobre el PID clásico en el control de sistemas con retardo dominante. En general los sistemas de control con características predictivas son los más adecuados para el manejo de este tipo de procesos donde el rango de controlabilidad adquiere valores superiores a 1.

Capítulo 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1. Conclusiones y comentarios

La identificación del modelo mediante la respuesta al escalón, es un método que permite realizar pruebas en el sistema aún durante su funcionamiento normal, esto lo hace muy conveniente para el uso dentro de un entorno industrial. En el presente trabajo su utilidad fue doble, ya que primeramente sus datos sirvieron para obtener el modelo mediante la herramienta IDENT de MATLAB[®] además de permitir la formación de la matriz H^f que contiene el modelo para el predictor.

La aproximación de sistemas de alto orden a uno de bajo orden implica la adición de un tiempo muerto a la nueva función de transferencia.

La aplicación de un algoritmo predictor funcionando en un computador y enlazado a un controlador PID de un PLC mediante comunicación OPC, redundante en un bajo requerimiento computacional por parte del PLC, por ende un bajo impacto sobre sus rutinas de control. Por lo tanto esta metodología resulta mucho más sencilla para manejar sistemas con retardo dominante que el uso de controladores predictivos basados en modelo (MPC).

La comunicación OPC ha facilitado el intercambio de datos entre las aplicaciones del HMI, el algoritmo predictor en MATLAB[®] y el PLC.

La sintonización del PID-Predictivo se lo hace por medio de los procedimientos como Ziegler-Nichols, Kappa-tau, criterios integrales, etc, únicamente debe obviarse el tiempo de retardo en el procedimiento del cálculo correspondiente ya que el retardo es compensado por el algoritmo predictor. Se han elegido métodos de sintonización que den prioridad al funcionamiento del controlador como servomecanismo debido a que el objetivo del mismo es obtener una salida del sistema que siga a los cambios de un valor de consigna.

En el caso del controlador PID clásico su sintonización se realizó mediante métodos que garanticen su ajuste para un rango de controlabilidad comprendido entre $2 \leq \frac{d}{T} \leq 3$. Cabe destacar que los métodos que abarcan este rango de aplicación son limitados comparados a los métodos diseñados para el rango entre $0 \leq \frac{d}{T} \leq 1$.

El controlador PID-Predictivo hace uso de aproximaciones de una planta a un modelo de primero o segundo orden. Si la aproximación es a un sistema de primer orden se usa un controlador PI-Predictivo caso contrario un controlador PID-Predictivo, en el caso de un modelo de segundo orden, las ecuaciones del predictor son de mayor dimensión pero se sigue el mismo lineamiento general que para un sistema de primer orden.

La utilización de un algoritmo predictivo en un controlador PID es transparente para el operador ya que se continua usando la interface propia del controlador. Esto es una ventaja cuando en sistemas DCS (Sistemas de Control Distribuido) el software de control normalmente ya incorpora de manera estandar complejas interfaces gráficas prediseñadas para el control del proceso.

Un sistema con retardo dominante es muy lento por naturaleza, por lo que el tiempo de ejecución cíclica del algoritmo es largo, esto hace que la carga computacional sea relativamente baja con respecto al tiempo de ejecución del cálculo cíclico. En el presente caso se ha determinado que un tiempo de ejecución cíclica del algoritmo de 11 s, es un valor razonable para el control de un sistema tan lento.

El tiempo de ejecución cíclica largo, debido al retardo dominante, permitiría implementar varios lazos de control sobre la misma plataforma.

La implementación de un algoritmo predictor, derivado el GPC (Control predictivo generalizado), ha permitido controlar un sistema con retardo dominante mejorando la respuesta de controlador PID de un PLC, gracias a las capacidades predictivas que le infiere el algoritmo predictor. Como resultado de la aplicación de esta estrategia se ha compensado el retardo, mejorando el tiempo de levantamiento y asentamiento de la respuesta de la planta ante el cambio de la consigna, en comparación con su contraparte el PID clásico que fué mas lento en su respuesta.

5.2. Recomendaciones

La implementación del controlador no ha contemplado el uso de restricciones en el cálculo de de la señal de control, lo cual puede provocar la saturación de la salida del controlador, por lo tanto estudios de investigación futuros pueden contemplar la adición de un algoritmo para el cálculo de restricciones.

El presente trabajo ha controlado un sistema con retardo dominante y un modelo de proceso constante, por lo que líneas de investigación pueden abrirse

con el estudio del comportamiento y la robustez del controlador PID-Predictivo ante retardos variables o cambios en la función de transferencia de la planta.

En esta aplicación se usó un computador con MATLAB[®] y SIMULINK[®] para implementar el predictor , pero el actual desarrollo de controladores programables que hacen uso de lenguajes de programación similares al lenguaje C o Pascal, permitirían implementar el predictor sobre un equipo de uso industrial y con interfase de bus de campo como PROFIBUS, MODBUS, CAN,etc. que es mucho más robusto en ambientes industriales.

En líneas futuras de trabajo sobre controladores PID-Predictivos se recomienda el estudio de la estabilidad del controlador y también el uso de un modelo de controlador PID-Predictivo no lineal.

ANEXOS

ANEXO 1

Código MATLAB[®] del cálculo de las constantes del predictor.

Código 5.1 Cálculo de constantes del Predictor - Parte 1

```
clc
clear all
close all
% CALCULO PREVIO DE LOS TERMINOS CONSTANTES DEL PREDICTOR
% Modelo en tiempo continuo n1=1.3357;
d1=[66.11 1];
G=tf(n1,d1);
% Datos del modelo para sintonizar el controlador Kp=n1;
T1=d1(2);
%Conversion a tiempo discreto dt=11;
% Tiempo de muestreo Gd=c2d(G,dt,'zoh');
%Extraer a1 [n1, d1] = tfdata (Gd,'v');
a1= d1(2);
H1= step(Gd) max1=length(H1);
% Eliminación del primer elemento que es cero
for i=1:max1-1
    H(i)=H1(i+1);
end
max=length(H);
%Datos para la prediccion
ne1=1;
ne2=3;
nu=1;
d=17;
inicio= d+1+ne1; % k+d+1+ne1
fin=d+1+ne2; % k+d+ne2
nfilas= fin-inicio+1; %Numero de filas de las matrices
% Calculo matriz Hnef, se calcula solo la primera fila.
% Esto es porque el horizonte de control es 1
for i=1:nfilas
    Hnef(i,1)=H(ne1+i);
end
%% Calculo de la matriz Hf completa
Ht=H';
efila=ne1+1;
```

Código 5.2 Cálculo de constantes del Predictor - Parte 2

```
efila2=ne1+1;
columnas=ne2+1;
filas= ne2-ne1+1;
for i=1:filas
    for j=1:columnas
        if efila<=0
            Hf(i,j)=0;
        else
            Hf(i,j)= Ht(efila ,1);
        end
        efila=efila -1;
    end
    efila2=efila2+1;
    efila=efila2;
end
% Calculo de alfa
[fHf ,cHf]=size(Hf);
alfa=0;
for i=1:cHf
    alfa= alfa+ Hf(fHf ,i);
end
% Cálculo de f1 y f2
valor=1;
for i=1:max
    r = rem(i ,2);
    if r>0
        valor=valor -a1^i;
        f1(i)= valor;
    else
        valor=valor +a1^i ;
        f1(i)= valor;
    end
    if i==1
        f2(1)=a1;
    else
        f2(i)=f1(i-1)*a1;
    end
end
end
```

Código 5.3 Cálculo de constantes del Predictor - Parte 3

```
% Arreglo de valores f= (f1 f2)
% Primer termino de la respuesta libre
for i=1:nfilas
    f(i,1)=f1(d+i+1) ;
% i representa ne de la fórmula
    f(i,2)=f2(d+i+1) ;
end
% Calculo matriz Hnep
% Segundo termino de la respuesta libre
nfilas = fin-inicio+1;
c_inicio=inicio+2;
c_fin=inicio+1+d;
if c_inicio==c_fin
    for i=1:nfilas
        Hnep(i,1)= H(i+2);
    end
else
    ncolumnas=c_fin-c_inicio+1;
    for i=1:nfilas
        for j=0:ncolumnas-1
            Hnep(i,j+1)=H(i+2+j);
        end
    end
end
end
```

Código MATLAB® del predictor en línea.

Código 5.4 Código del Predictor en línea

```
function [ye,delta_u] = fcn(yk,yk_1,u,v1,Hnef,f,Hnep,nfilas)
%#codegen
%Inicializar variables locales nf=17;
du=zeros(nf,1);
ye=0;
y=zeros(nf,1);
%vector2=zeros(nf,1);
du(1,1)=u-v1(1,1);
for i=2:nf
    du(i,1)=v1(i-1,1)-v1(i,1);
end
delta_u=du;
Y=[yk yk_1]';
y= Hnef*du(1,1)+f*Y+Hnep*du;
for i=1:nfilas
    ye=ye+y(i,1)/nfilas;
end
```

ANEXO 2

Modelos SIMULINK[®] del predictor en linea.

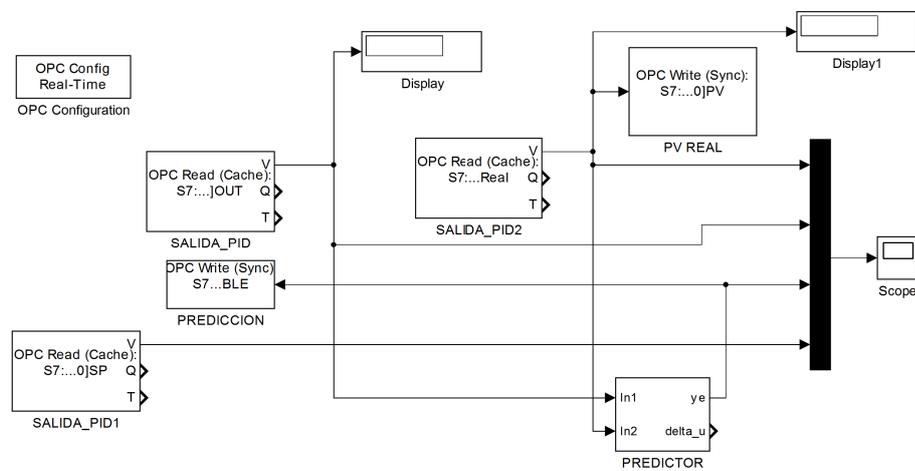


Figura 5.1: Modelo SIMULINK del predictor

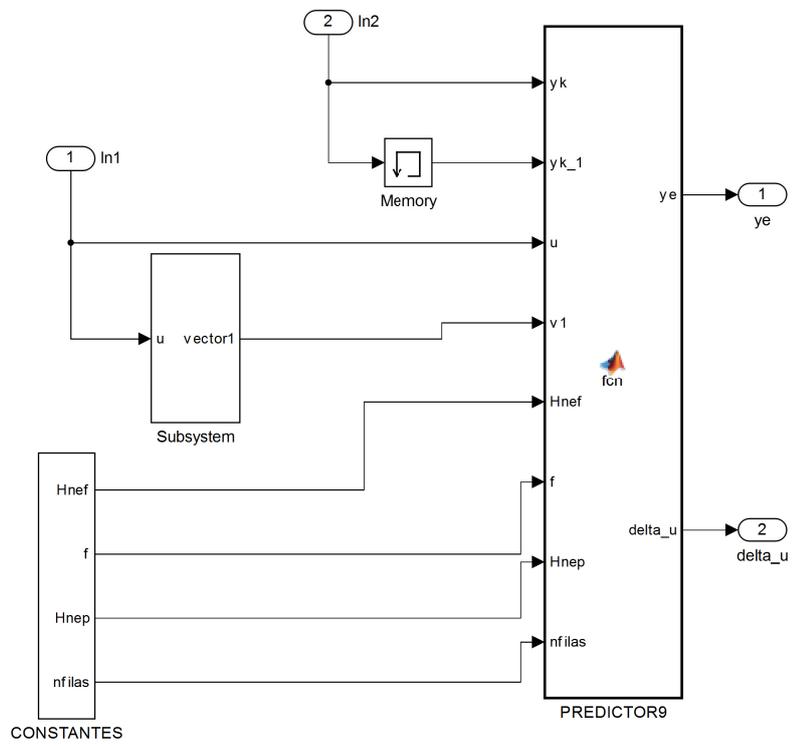


Figura 5.2: Modelo SIMULINK del bloque predictor

BIBLIOGRAFIA

- Abbas, A., 1997. A new set of controller tuning relations. *ISA transactions* 36 (3), 183 – 187.
- Alves, R., Normey-Rico, J. E., Merino, A., de Prada, C., 2003. Un SCADA vía OPC aplicado a una planta piloto. In: *Congreso Brasileiro de P&D em Petróleo & Gas*.
- Arousi, F., Bars, R., Haber, R., 2006. Predictive PI(D) Controllers Based on First- and Second-Order Models with Dead Time.
- Arousi, F., Schmitz, U., Bars, R., Haber, R., 2008. Robust predictive PI controller based on first-order dead time model. In: *17Th IFAC World Congress, South Korea*.
- Åström, K. J., Hägglund, T., 1995. *PID controllers: Theory, design, and tuning*.
- Åström, K. J., Hägglund, T., 2009. *Control PID avanzado*. Pearson Educación.
- Camacho, E. F., Alba, C. B., 2013. *Model predictive control*. Springer.
- Camacho, F., Eduardo, B. A., Carlos, R. R., 2008. *Ingeniería de Control. Apuntes*, 978 – 984.
- Chen, G.-Y., Ren, P., Pei, H.-L., 2008. An improved PID generalized predictive control algorithm. In: *Machine Learning and Cybernetics, 2008 International Conference on*. Vol. 4. IEEE, pp. 1877 – 1881.
- Cicco, L. D., Mascolo, S., Niculescu, S.-I., 2011. Robust stability analysis of smith predictor-based congestion control algorithms for computer networks. *Automatica* 47 (8), 1685 – 1692.
- Clarke, D. W., 1988. Application of generalized predictive control to industrial processes. *Control Systems Magazine, IEEE* 8 (2), 49 – 55.

- da Costa Mendes, P. R., Normey-Rico, J. E., Junior, V. J., Cruz, D. M., 2014. A Filtered Smith Predictor Based Subspace Predictive Controller. In: World Congress. Vol. 19. pp. 1011 – 1016.
- Deshpande, P., Ash, R., 1981. Elements of Computer Process Control. ISA.
- Du, F., Li, J., Ren, J., Zhang, Y., Zhou, H., Guo, C., 2012. Networked control systems based on new Smith predictor and internal model control. In: Intelligent Control and Automation (WCICA), 2012 10th World Congress on. IEEE, pp. 1014 – 1019.
- Edgar, T. F., Smith, C. L., Shinskey, F. G., Gassman, G. W., Schafbuch, P. J., McAvoy, T. J., Seborg, D. E., 1997. Process Control. McGraw-Hill International Edition, Chemical Engineering Series.
- Goodwin, G. C., Sin, K. S., 1984. Adaptive filtering prediction and control. Prentice-Hall information and system sciences series. Prentice-Hall.
- Gude, J. J., Kahoraho, E., 2012. Kappa-tau type PI tuning rules for specified robust levels. In: Preprints IFAC Conference on Advances in PID Control, Brescia, Italy.
- Haber, R., Bars, R., Schmitz, U., 2012. Predictive Control in Process Engineering - From the Basics to the Applications. Wiley.
- Haeri, M., 2005. PI design based on DMC strategy. Transactions of the Institute of Measurement and Control 27 (1), 21 – 36.
- Hazebroek, P., der Waerden, B. L. V., 1950. The optimum tuning of regulators. Trans. ASME 72, 317 – 322.
- Houda, B. M., Nizar, A., Said, N. A., 2013. Predictive sliding mode control for perturbed discrete delay time systems: Robustness analysis. In: Electrical Engineering and Software Applications (ICEESA), 2013 International Conference on. IEEE, pp. 1 – 6.
- Jimenez, V. G., Yuste, R. Y., Martínez, L., 2012. Comunicaciones Industriales Siemens. MARCOMBO FORMACIÓN. Marcombo.
- Johnson, M. A., Moradi, M. H., 2005. PID control. Springer.
- Ju, Z., Haihua, Z., 2011. Explicit model predictive control of networked control systems with time-delay. In: Control and Decision Conference (CCDC), 2011 Chinese. IEEE, pp. 907 – 911.

- Jun, Z., Shu-Min, C., Biao, W., 2004. Model predictive control for time-delay systems with terminal sliding mode constraints. In: Intelligent Control and Automation, 2004. WCICA 2004. Fifth World Congress on. Vol. 1. IEEE, pp. 705 – 708.
- Khan, B. Z., Lehman, B., 1996. Setpoint PI controllers for systems with large normalized dead time. Control Systems Technology, IEEE Transactions on 4 (4), 459 – 466.
- Kuo, B. C., 1996. Sistemas de control automático. Pearson Educación.
- Lai, C.-L., Hsu, P.-L., 2010. Design the remote control system with the time-delay estimator and the adaptive smith predictor. Industrial Informatics, IEEE Transactions on 6 (1), 73 – 80.
- Mahnke, W., Leitner, S. H., Damm, M., 2009. OPC Unified Architecture. SpringerLink: Springer e-Books. Springer.
- Marlin, T. E., 1995. Process Control... McGraw-Hill New York.
- McMillan, G. K., 1994. Tuning and Control Loop Performance: A Practitioners Guide, 3rd Edition. ISA.
- Mikleš, J., Fikar, M., 2007. Process Modelling, Identification, and Control. Springer Berlin Heidelberg.
- Moradi, M. H., Katebi, M. R., Johnson, M. A., 2001. Predictive PID control: A new algorithm. In: Industrial Electronics Society, 2001. IECON'01. The 27th Annual Conference of the IEEE. Vol. 1. IEEE, pp. 764 – 769.
- Moreno, J. C., Guzmán, J. L., Normey-Rico, J. E., Baños, A., Berenguel, M., 2012. Improvements on the Filtered Smith Predictor using the Clegg Integrator. In: Advances in PID Control. Vol. 2. pp. 110 – 115.
- Nakamura, K., Yamashina, R., Li, S., Kawabe, T., 2012. A configuration of model predictive PID control for heat conduction system. In: SICE Annual Conference (SICE), 2012 Proceedings of. IEEE, pp. 187 – 191.
- Normey-Rico, J. E., 2001. Gpc adaptativo basado en el predictor de smith para procesos con retardo variable. Sociedade Brasileira de Automática.
- Normey-Rico, J. E., 2007. Control of dead-time processes. Springer Science & Business Media.
- O'Dwyer, A., 2009. Handbook of PI and PID controller tuning rules. Vol. 57. World Scientific.

- Ortega, J. G., Camacho, E. F., 1996. Mobile robot navigation in a partially structured static environment, using neural predictive control. *Control Engineering Practice* 4 (12), 1669 – 1679.
- Qin, S. J., Badgwell, T. A., 1997. An overview of industrial model predictive control technology. In: *AIChE Symposium Series*. Vol. 93. New York, NY: American Institute of Chemical Engineers, 1971-c2002., pp. 232 – 256.
- Rajasekaran, S., Kannadasan, T., 2013. An Improved PID controller Design based on Model Predictive Control for a Shell and Tube Heat Exchanger. *Australian Journal of Basic & Applied Sciences* 7 (7).
- Reble, M., Allgower, F., 2010. General design parameters of model predictive control for nonlinear time-delay systems. In: *Decision and Control (CDC), 2010 49th IEEE Conference on*. IEEE, pp. 176 – 181.
- Richalet, J., 1993. Industrial applications of model based predictive control. *Automatica* 29 (5), 1251 – 1274.
- Richalet, J., Rault, A., Testud, J. L., Papon, J., 1978. Model predictive heuristic control: Applications to industrial processes. *Automatica* 14 (5), 413 – 428.
- Ruiz, V. M. A., 2011. Estimación del desempeño IAE óptimo de los reguladores y servomecanismos PID. *Revista Ingeniería* 15 (1 - 2).
- Shi, Y.-J., Chai, T.-Y., Wang, H., Su, C.-Y., 2009. Delay-dependent robust model predictive control for time-delay systems with input constraints. In: *American Control Conference, 2009. ACC'09*. IEEE, pp. 4880 – 4885.
- Shinskey, F. G., 1991. Model predictors: The first smart controllers. *I & CS*. 64 (9), 49 – 54.
- Skogestad, S., 2003. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. *Journal of process control* 13 (4), 291 – 309.
- Smith, O. J. M., 1957. Closed control of loops with dead time. *Chem. Eng. Prog.* 53, 217 – 219.
- Tasdelen, U., Ozbay, H., 2013. On Smith predictor-based controller design for systems with integral action and time delay. In: *Control Conference (ASCC), 2013 9th Asian*. IEEE, pp. 1 – 6.
- Tohru, K., Yosuke, K., Kou, N., Koichi, M., Tetsuro, A., 2011. Traction Control of Electric Vehicle by Model Predictive PID Controller. *TRANSACTIONS OF THE JAPAN SOCIETY OF MECHANICAL ENGINEERS Series C*, 3375 – 3385.

- Ulrich, S., Robert, H., Ruth, B., Fakhredin, A., 2006. Simple predictive pi controllers for aperiodic processes. 7th International Scientific - Technical Conference - PROCESS CONTROL 2006.
- Veeramachaneni, S. R., Watkins, J. M., 2013. Weighted sensitivity design of PID controllers for time-delay systems with a Smith predictor. In: Control Applications (CCA), 2013 IEEE International Conference on. IEEE, pp. 802 – 807.
- Veeramachaneni, S. R., Watkins, J. M., Emami, T., 2013. Robust stabilization of time-delay systems using PID controller with a Smith predictor. In: Control Applications (CCA), 2013 IEEE International Conference on. IEEE, pp. 796 – 801.
- Zhongjun, X., Mengxiao, W., 2009. Time-delay process Multivariable model predictive function control for basis weight & moisture content control system. In: Control and Decision Conference, 2009. CCDC'09. Chinese. IEEE, pp. 4089 – 4093.