

**"IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR
ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERENCIA
PARA SISTEMAS DE SEGUNDO ORDEN"**

**"IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR
ADAPTATIVO POR MODELO
DE REFERENCIA PARA SISTEMAS DE SEGUNDO
ORDEN"**

AUTOR:

ALBERTO ALEXANDER LAZO BERREZUETA
Ingeniero Electrónico
Egresado de la Maestría en Control y Automatización Industriales

DIRIGIDO POR:

LUIS ISMAEL MINCHALA AVILA
Ingeniero Electrónico
Maestría en Ciencias con Especialidad en Automatización
Doctorado en Ciencias de Ingeniería
Docente de la Maestría en Control y Automatización Industriales



CUENCA - ECUADOR

2016

Datos de catalogación bibliográfica

ALBERTO ALEXANDER LAZO BERREZUETA

**"IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR ADAPTATIVO POR
MODELO DE REFERENCIA PARA SISTEMAS DE SEGUNDO ORDEN"**

Universidad Politécnica Salesiana, Cuenca - Ecuador, 2016

MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES

Formato 170 x 240mm

Páginas: 60 Páginas

Breve reseña de los autores e información de contacto

AUTOR:



ALBERTO ALEXANDER LAZO BERREZUETA
Ingeniero Electrónico
Egresado de la Maestría en Control y Automatización
Industriales
aalazo77@gmail.com

DIRIGIDO POR:



LUIS ISMAEL MINCHALA ÁVILA
Ingeniero Electrónico
Maestría en Ciencias con Especialidad en Automatización
Doctorado en Ciencias de Ingeniería
Docente de la Maestría en Control y Automatización
Industriales
ismael.minchala@gmail.com

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 o investigativos por cualquier medio, con la debida notificación a los autores.

DERECHOS RESERVADOS

©2016 Universidad Politécnica Salesiana
CUENCA - ECUADOR

ALBERTO ALEXANDER LAZO BERREZUETA

IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERENCIA PARA SISTEMAS DE SEGUNDO ORDEN.

IMPRESO EN ECUADOR - PRINTED IN ECUADOR

ÍNDICE GENERAL

1	INTRODUCCIÓN	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 adaptativo	3
1.4	Controladores adaptativos por modelo de referencia	5
1.5	Contribuciones del proyecto de investigación	7
2	DISEÑO DEL CONTROLADOR ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERENCIA	9
2.1	Modelamiento de la planta	9
2.1.1	Métodos de identificación de sistemas	9
2.1.2	Identificación del modelo de la planta	11
2.2	Diseño del controlador adaptativo MRAC	14
2.2.1	Diseño del controlador MRAC	15
2.2.2	Modelo de referencia	18
3	IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR	21
3.1	Estructura del sistema de control	21
3.1.1	Bus de Campo	21
3.1.2	Comunicación HMI - PLC	23
3.2	Programación PLC y HMI	26
3.2.1	Configuración del hardware del PLC	26
3.2.2	Programación del algoritmo de control	28
3.2.3	Programación del HMI	28
4	ANÁLISIS DE RESULTADOS	33
4.1	Parámetros de desempeño del controlador	33
4.2	Análisis comparativo de los controladores	34
4.2.1	Sintonización del controlador PID	34

4.2.2	Sintonización del controlador adaptativo MRAC	37
4.2.3	Análisis comparativo	39
5	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	43
5.1	Conclusiones y comentarios	43
5.2	Trabajos futuros	44
	ANEXOS	46
	BIBLIOGRAFÍA	57

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1	Configuración básica de control adaptativo	4
1.2	Estructura MRAC	5
2.1	Respuesta al escalón de un sistema de primer orden	10
2.2	Planta didáctica de procesos (Laboratorio de la Universidad Politécnica Salesiana)	11
2.3	Diagrama de la planta	12
2.4	Prueba escalón del lazo de control de nivel	13
2.5	Respuesta al escalón del proceso real y el modelo ajustado de primer orden	14
2.6	Respuesta al escalón del modelo aprox. de Padé de la planta	15
2.7	Controlador adaptativo MRAC	19
2.8	Respuesta al escalón del modelo de referencia G_m	20
3.1	Estructura del sistema de control	22
3.2	Topología de la red de comunicaciones	24
3.3	Comunicación WinCC - PLC	25
3.4	Configuración de hardware del PLC	26
3.5	Configuración de hardware de la periferia ET200S dir: 1	27
3.6	Configuración de hardware de la periferia ET200M dir: 3	27
3.7	Configuración de hardware de la periferia IM153-PA dir: 4	27
3.8	Configuración de hardware del Transmisor de nivel LEVELFLEX dir: 10	28
3.9	Diagrama en bloques del proceso	29
3.10	Pantalla principal del HMI	30
3.11	Pantalla de tendencias HMI	31
4.1	Respuesta al escalón unitario de un sistema de control. Fuente: (Kuo, 1996)	34
4.2	Respuesta del sistema con el controlador PID	35
4.3	Respuesta del sistema con variación de parámetros del PID	36
4.4	Respuesta del controlador MRAC a diferentes valores de ganancia γ	38

4.5	Respuesta del controlador MRAC con ganancia γ entre 8 y 3	38
4.6	Respuesta del controlador MRAC con $\gamma = 6$	39
4.7	Respuesta del sistema con MRAC ante perturbaciones	40
4.8	Convergencia de los parámetros θ_1 y θ_2	40
4.9	Vista del visualizador de tendencias del HMI	41
4.10	Respuestas de los controladores PID y adaptativo MRAC	42

ÍNDICE DE TABLAS

2.1	Características de la respuesta del modelo de referencia	20
4.1	Resultados de los métodos de sintonización del controlador PID . . .	35
4.2	Parámetros finales de sintonía del controlador PID	36
4.3	Parámetros de desempeño del controlador PI	37
4.4	Parámetros de desempeño del controlador MRAC	37
4.5	Comparación de parámetros de desempeño del controlador PID y MRAC	41

Dedicatoria:

A mi esposa Marcia, a mis hijos
Matías y Benjamín quienes me brindaron
su amor, apoyo, comprensión y
paciencia.

PREFACIO

Este trabajo de investigación presenta la implementación de un control adaptativo por modelo de referencia (MRAC, por sus siglas en inglés) para sistemas de segundo orden aplicado a una planta didáctica de dos tanques interconectados. El algoritmo de control adaptativo está implementado en un controlador lógico programable (PLC, por sus siglas en inglés) y a través de una interfaz hombre máquina (HMI, por sus siglas en inglés) se monitoriza y controla el proceso. El estudio se centra en los resultados experimentales de la respuesta del controlador PID clásico y el MRAC, a través de la valoración de los parámetros de desempeño de los controladores ante cambios de consigna del proceso.

PRÓLOGO

El presente proyecto de investigación y desarrollo presenta la implementación de un controlador adaptativo por modelo de referencia para el control de un sistema de segundo orden y los resultados experimentales de su comportamiento ante cambios de 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
- Diseño del controlador adaptativo por modelo de referencia
- Implementación del algoritmo de control MRAC en el PLC
- Desarrollo del HMI para el control y monitoreo del proceso.
- Sintonización del controlador PID y MRAC
- Puesta en marcha y determinación de parámetros de desempeño.

Se han registrado las respuestas de los dos controladores bajo condiciones similares. Para determinar el desempeño de los controladores, se compara su desempeño ante cambios de consignas similares de manera que permita generar las conclusiones y recomendaciones finales sobre la implementación.

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1 Generalidades

Muchos sistemas dinámicos tienen parámetros inciertos o variables. Por ejemplo, robots manipuladores que pueden llevar grandes objetos con parámetros inerciales desconocidos. Los sistemas de energía pueden ser sometidos a grandes variaciones de carga. Los aviones contra incendios pueden experimentar cambios considerables en su masa por la carga y descarga de las grandes cantidades de agua (Slotine et al., 1991). Estos cambios en la dinámica del sistema pueden causar inexactitud o inestabilidad de los sistemas de control. Para este tipo de sistemas se utiliza el control adaptativo.

Un controlador adaptativo es un tipo de control que puede modificar su comportamiento en respuesta a los cambios en la dinámica del proceso y en las perturbaciones, logrando así que el comportamiento y/o desempeño del sistema en lazo cerrado conserve las características de diseño requeridas. El control adaptativo puede controlar sistemas lineales o no lineales, con parámetros constantes o variables en el tiempo (García, 2009).

La idea básica del control adaptativo es estimar en línea los parámetros cambiantes o inciertos de la planta, en base a la medición de las señales de entrada-salida del sistema, y usar los parámetros estimados para ajustar los parámetros del controlador, de manera que se mantenga un desempeño óptimo.

En general se acepta que el control adaptativo es un tipo de control no lineal en el que el estado del proceso puede ser separado en dos escalas de tiempo que evolucionan a diferente velocidad. La escala lenta corresponde a los cambios en los parámetros del regulador y la escala rápida a la dinámica del bucle ordinario de realimentación (Rodríguez and Bordons, 2005).

Existen tres tipos de sistemas de adaptativos: ganancia programable (*Gain Scheduling*), control adaptativo por modelo de referencia (MRAC, por sus siglas en inglés) y controlador autosintonizado (STC, por sus siglas en inglés).

La investigación del control adaptativo se inició con el diseño de los pilotos automáticos de los aviones de alto rendimiento, pero su desarrollo ha dado lugar a muchas aplicaciones prácticas en áreas tales como: la robótica, aviación, control de cohetes, procesos químicos, sistemas de energía, dirección de barcos, automovilismo y la bioingeniería (Åström and Wittenmark, 2013).

Este proyecto de investigación presenta el diseño e implementación de un controlador MRAC para un sistema de segundo orden. El algoritmo de control se desarrolla en un controlador lógico programable (PLC, por sus siglas en inglés) con su respectiva interfaz hombre-máquina (HMI, por sus siglas en inglés) para la operación y monitoreo. Las pruebas de validación del algoritmo de control se realizan en una planta didáctica con la estrategia PID clásica y el algoritmo propuesto.

La implementación del algoritmo de control adaptativo en un PLC pone de manifiesto la posibilidad de utilizar esta técnica de control avanzado en la regulación de procesos industriales.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo general

Diseñar e implementar un controlador adaptativo por modelo de referencia para un sistema de segundo orden.

1.2.2 Objetivos específicos

- Identificar de manera experimental una planta didáctica de segundo orden.
- Diseñar un controlador adaptativo por modelo de referencia para la planta didáctica.
- Desarrollar en un PLC el algoritmo de control adaptativo MRAC.
- Implementar un programa en el PLC para controlar el funcionamiento de la planta didáctica.
- Desarrollar un HMI que se comunique con el PLC, que ejecuta el MRAC para controlar y monitorear el proceso.
- Evaluar el funcionamiento del controlador adaptativo MRAC en la planta.
- Comparar el desempeño de los controladores PID y adaptativo MRAC.

1.3 Estado del arte del control adaptativo

La investigación en control adaptativo inició en la década de 1950 con el fin de dar solución a los problemas de control en los que las características del sistema a controlar son variables o poco conocidas. El control adaptativo por modelo de referencia fue propuesto por Whitaker et al. (1958) y Osburn (1961) como una manera de ajustar automáticamente los parámetros del controlador frente a la dinámica cambiante. El interés en el tema disminuyó debido a la falta de conocimientos y de técnicas disponibles para tratar el problema del control adaptativo, y por el accidente de un vuelo de prueba (Taylor and Adkins, 1965).

En la década de 1960 hubo mucha investigación en la teoría de control y control adaptativo. Se introdujeron las técnicas de espacio de estados y la teoría de la estabilidad sobre la base de Lyapunov. Los avances en la programación dinámica, control dual, control estocástico, identificación de sistemas y estimación de parámetros, mejoraron la comprensión de los procesos de adaptación. En 1966, Parks (1966) rediseña las leyes de adaptación basado en las reglas de MIT utilizados en el MRAC, mediante el enfoque de Lyapunov. Estos avances renovaron el interés en el control adaptativo (Åström and Wittenmark, 2013).

En la década de 1970, se obtienen importantes avances en el diseño del control adaptativo. Se plantea el esquema básico del control adaptativo (Landau, 1974) (Figura 1.1), compuesto de un bucle principal de realimentación negativa en el que aparece un regulador ajustable y de otro bucle que se utiliza para ajustar los parámetros de dicho regulador. Para ello se obtiene un cierto índice de funcionamiento, el cual expresa el comportamiento del controlador, dicho índice se compara con el comportamiento deseado y de acuerdo al resultado se ajustan los parámetros del regulador. También puede existir un tercer bucle dedicado a supervisar el funcionamiento de los dos bucles anteriores (Isermann, 1982; Isermann and Lachmann, 1985), con el fin de asegurar la estabilidad del sistema y a mejorar la actuación del conjunto.

Se desarrolla la prueba de hiperestabilidad y positividad para sistemas adaptativos (Morse, 1979; Egardt, 1979), y se desarrollan diversos esquemas de control adaptativo (Goodwin et al., 1981; Goodwin and Sin, 1984).

A finales de 1970 e inicios de 1980, los éxitos conseguidos por el control adaptativo se ponen en duda al demostrarse que el sistema es inestable ante la presencia de perturbaciones limitadas o perturbaciones no modeladas (Egardt, 1979; Ioannou and Kokotovic, 1983, 1984; Rohrs et al., 1982) lo que demuestra la falta de robustez. Esto da lugar a la investigación del controlador adaptativo robusto.

La investigación a finales de 1980 e inicios de 1990 dio nuevas perspectivas en la robustez de los controladores adaptativos (Ioannou and Sun, 1988; Ioannou and Datta, 1991; Ioannou et al., 1991). Las investigaciones de los sistemas no lineales condujeron a una mayor comprensión del control adaptativo (Kanellakopoulos

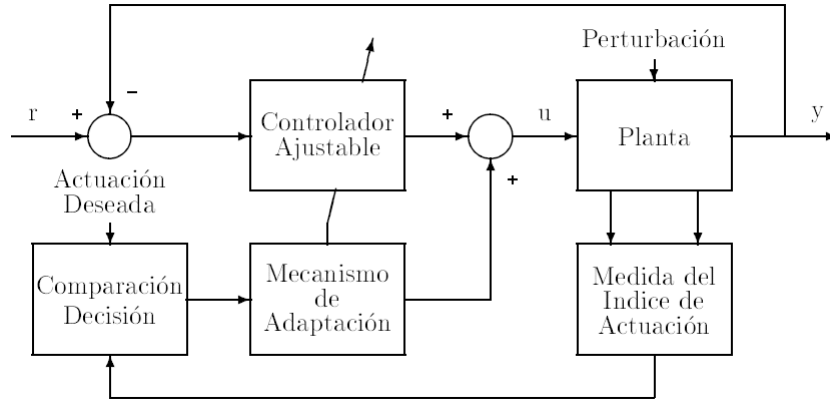


Figura 1.1: Configuración básica de control adaptativo

et al., 1991; Kanellakopoulos, 1992; Krstic et al., 1995). Sólo en la última década, la interacción entre una teoría coherente de control adaptativo, el control no-lineal y la experimentación han permitido el desarrollo en este campo.

El control adaptativo en sus diferentes esquemas se ha aplicado en laboratorios e industrias. Esta estrategia de control también se ha aplicado en sistemas de control de una entrada - una salida (SISO, por sus siglas en inglés) y sistemas de control de múltiples entradas y salidas (MIMO, por sus siglas en inglés), como se muestra en Giraldo et al. (2007).

En el trabajo publicado por Giraldo et al. (2007), da cuenta de una estrategia de control que involucra al control adaptativo y el tradicional controlador PID. Dicha estrategia combina el cálculo de los parámetros del controlador PID con técnicas de identificación, para que el PID opere de forma auto sintonizada.

Se pueden encontrar trabajos de implementación de controladores adaptativos por modelo de referencia en: Javier et al. (2006), Buitrago et al. (2005), Picón and Francisco (2007).

Las ventajas del controlador MRAC son su rápida adaptación para una entrada definida y en la simplicidad del tratamiento de la estabilidad utilizando la teoría de estabilidad de sistemas no lineales. Sin embargo, no se adapta convenientemente si la señal de entrada al sistema tiene poca riqueza. Estas ventajas del control adaptativo y su uso en la industria, se han planteado en trabajos que implementan esta estrategia de control en PLCs, como se muestra en: García Jaimes and Arroyave Giraldo (2012); Ramírez et al. (2005); López (1989).

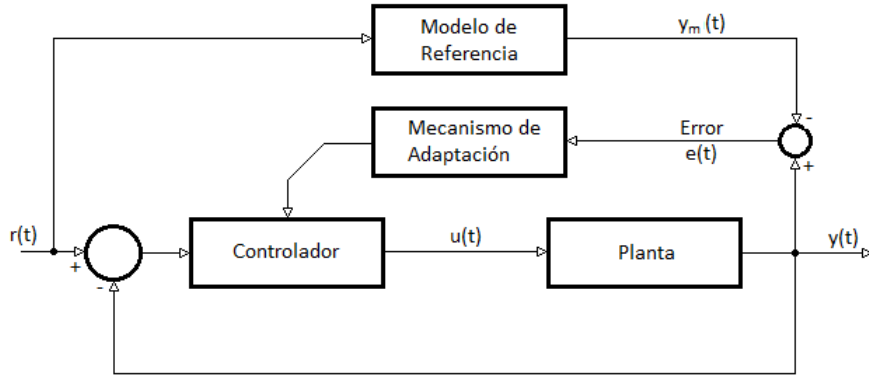


Figura 1.2: Estructura MRAC

1.4 Controladores adaptativos por modelo de referencia

Los sistemas adaptativos por modelo de referencia fueron diseñados primeramente para sistemas continuos por minimización de un índice de actuación, siendo dicho índice la integral del error al cuadrado (Hang and Parks, 1973). Esta regla de diseño fue propuesta por Whitaker et al. (1958) del MIT.

La Figura 1.2 muestra la configuración más usual del MRAC, aunque son posibles otras configuraciones como: modelo serie, serie paralelo, etc.

Dado un modelo de referencia $G_m(s, p)$ y un sistema ajustable $G_a(s, p)$, el cual desea que siga al modelo para que el error sea nulo (o mínimo en el caso de la presencia de perturbaciones), se define el índice de funcionamiento:

$$J = \frac{1}{2} \int e^2 dt$$

Donde

$$e = y_m - y_a$$

- y_m = salida del modelo de referencia,
- y_a = salida del modelo ajustable,
- \hat{p} = parámetro a ajustar.

Usando la técnica de optimización del gradiente se tiene que la regla de adaptación es:

$$\Delta \hat{p}(e, t) = -K \text{grad}(J) = -K \frac{\partial J}{\partial \hat{p}}$$

Donde

- $\Delta \hat{p}$ es la variación de \hat{p} con relación al último valor calculado y
- K es la ganancia de adaptación.

La variación del parámetro ajustable con relación al tiempo será:

$$\dot{\hat{p}} = \frac{d\hat{p}}{dt} = -K \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial J}{\partial \hat{p}} \right)$$

Si se asume variación lenta de la ley de adaptación, se puede intercambiar el orden de las derivadas:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{p}} &= -K \frac{\partial}{\partial \hat{p}} \left(\frac{\partial J}{\partial t} \right) = -K \frac{\partial}{\partial \hat{p}} \left(\frac{1}{2} e^2 \right) \\ \dot{\hat{p}} &= -K e \frac{\partial e}{\partial \hat{p}} \\ \dot{\hat{p}} &= -K e \frac{\partial e}{\partial \hat{p}} \end{aligned} \tag{1.1}$$

La ley de adaptación 1.1 representa la regla del MIT

$$\frac{\partial e}{\partial \hat{p}} = \frac{\partial (y_m - y_a)}{\partial \hat{p}} = \frac{\partial y_a}{\partial \hat{p}}$$

luego,

$$\dot{\hat{p}} = -K e \frac{\partial y_a}{\partial \hat{p}} \tag{1.2}$$

La $\partial y_a / \partial \hat{p}$ es la función de sensibilidad del modelo ajustable con respecto al parámetro \hat{p} . En este caso la función de sensibilidad es proporcional a y_m , quedando la ley de adaptación de la forma:

$$\dot{\hat{p}} = -K_1 e y_m \tag{1.3}$$

Esta regla ha sido muy popular debido a su simplicidad. Sin embargo para el caso de ajuste de varios parámetros requiere un número elevado de funciones de sensibilidad (tantas como parámetros). Por otro lado la ganancia de adaptación K_1 gobierna la velocidad de respuesta, si ésta es muy grande el sistema puede ser inestable y si es muy pequeña la velocidad será muy lenta. Para obtener un

buena relación entre velocidad de respuesta y estabilidad se requiere un laborioso estudio por simulación.

Para aplicar el método de Lyapunov (García, 2009), el método establece que un sistema tiene un punto de equilibrio $x = 0$ asintóticamente estable, si existe una función $V(x)$ que cumpla con las siguientes condiciones:

- $V(x)$: Definida positiva para $x \neq 0$ $V(x) > 0$
- $\dot{V}(x)$: Definida negativa $x \neq 0$ $\dot{V}(x) < 0$
- $V(x) \rightarrow \infty$ para $\|x\| \rightarrow \infty$
- $V(0) = 0$

El procedimiento para aplicar el método de Lyapunov es:

1. Encontrar la ecuación de error en la salida: $x_p - x_m$
2. Encontrar la función de Lyapunov como una función del error entre las señales y del error en los parámetros. Esta función es de la forma:

$$V = e^T P e + \phi^T \Gamma^{-1} \phi$$

donde las matrices P y Γ^{-1} deben ser definidas positivas.

3. Calcular la derivada de la función de Lyapunov. Esta derivada debe ser definida negativa. Por lo general toma la forma:

$$\dot{V} = -e^T Q e + \text{término extra incluyendo } \phi$$

El primer término garantiza que la derivada es negativa definida, entonces igualando a cero se tiene una posible solución para la adaptación.

4. Igualar a cero el término extra para obtener la ley de adaptación. Normalmente tiene la forma:

$$\dot{\theta} = -\Gamma \varepsilon \xi$$

donde ε , está relacionado directamente con el error e y ξ tiene que ver con el vector de señales (referencia, salida, etc.).

1.5 Contribuciones del proyecto de investigación

El presente proyecto muestra el diseño y desarrollo de la implementación de un controlador adaptativo por modelo de referencia aplicado a un sistema de segundo orden. Este trabajo presenta a detalle la metodología de diseño e implementación de un MRAC en un PLC industrial.

Mediante el análisis comparativo de los parámetros de desempeño de la respuesta del controlador PID clásico y el controlador MRAC se evalúan las ventajas del método de control propuesto.

Se muestran los resultados de la implementación del algoritmo de control MRAC en un PLC para el control de una planta didáctica.

Los resultados pretenden mostrar la factibilidad de la implementación de este controlador en PLCs comerciales y ampliamente utilizados en la industria.

Capítulo 2

DISEÑO DEL CONTROLADOR ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERENCIA

2.1 Modelamiento de la planta

2.1.1 Métodos de identificación de sistemas

Para el diseño de un controlador MRAC, no es necesario un conocimiento exacto de los parámetros de la función de transferencia del sistema a controlar. Pero si es necesario, seleccionar un modelo de referencia que cumpla con las condiciones deseadas del funcionamiento de la planta, y que genere una señal de control que garantice la convergencia de la respuesta de la planta a la del modelo para una cierta señal de entrada.

El diseño del MRAC requiere contar con el modelo de la planta a controlar. Para obtener este modelo se puede optar por dos enfoques:

- Analítico: en donde se determinan las ecuaciones y parámetros que intervienen, de acuerdo a las leyes generales de la física.
- Experimental: se considera al sistema como una caja negra, con determinadas entradas y salidas; y se realiza un conjunto de experimentos que proporcionan datos del comportamiento de las entradas y salidas del sistema, de estos datos se determinará el modelo del sistema. Las señales de excitación mas utilizadas son: escalón, senoidal y pseudoaleatoria.

La modelación experimental es posible llevarla a cabo a través de métodos gráficos, en los que se determinan los parámetros de un modelo de forma gráfica. La señal

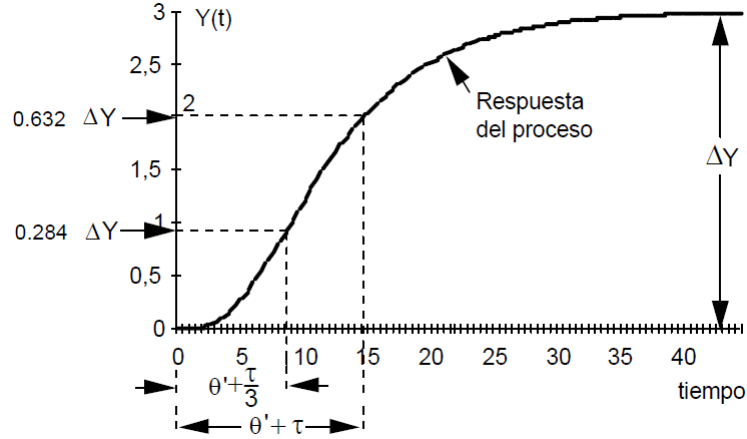


Figura 2.1: Respuesta al escalón de un sistema de primer orden

tipo escalón es la que comúnmente se utiliza para la identificación de sistemas de primer y segundo orden.

La respuesta típica de los sistemas de primer orden (Figura 2.1) no presentan sobre oscilación y son sistemas relativamente lentos.

Para estos sistemas existen algunos métodos de identificación gráfica como: método de Ziegler-Nichols, método de Miller, método analítico o dos puntos, etc. ((Ruíz, 2011), (Padilla and Mumañ, 2008), Martínez-Bueno (2011)). Para este trabajo se utilizará el método analítico. Estos métodos usan como modelo la función de transferencia de un sistema de primer orden, dada por la Ecuación (2.1).

$$G_p(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-\theta' s}}{\tau s + 1} \quad (2.1)$$

donde: K es la ganancia del proceso, τ es la constante de tiempo del sistema y θ' es el tiempo muerto.

Los parámetros de la función de transferencia serán calculados mediante las ecuaciones (2.2) - (2.4).

$$K = \frac{\Delta Y}{\Delta U} = \frac{\text{Cambio total de } Y}{\text{Cambio total de } U} \quad (2.2)$$

$$\theta' + \tau = 0.632 \Delta Y \quad (2.3)$$

$$\theta' + \frac{\tau}{3} = 0.284 \Delta Y \quad (2.4)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones (2.3) - (2.4), se obtienen los valores de θ' y τ .

2.1.2 Identificación del modelo de la planta

Para el presente trabajo se utiliza la planta didáctica de procesos que se muestra en la Figura 2.2. Este sistema permite la configuración de diferentes modelos de plantas o procesos.



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

En este trabajo se implementa un sistema de control de nivel de dos tanques intercomunicados. El sistema involucra una válvula de control de flujo, que regula el caudal de ingreso, y de un transmisor de nivel de onda guiada para la medición del nivel de agua en el segundo tanque.

La Figura 2.3 muestra el diagrama del proceso seleccionado para la implementación del sistema del control de nivel. El lazo de control tiene como objetivo controlar el nivel del tanque de agua TK-02 por medio de un controlador MRAC. La planta didáctica es controlada por un PLC que recibe el dato de nivel del transmisor LT98 vía comunicación PROFIBUS-PA y una salida analógica del PLC, envía una señal de control a la válvula de flujo FCV103.

La prueba de identificación que se propone para identificar la planta es la respuesta del sistema a una señal tipo escalón. Las siguientes condiciones iniciales fueron configuradas:

- % Velocidad de la bomba (SC01) = 80 %
- Nivel del tanque (TK-02) = 0.2 m
- % Apertura de la válvula de control (FCV-103) = 40 %
- % Apertura de la válvula manual (VM-6) = 62.5%

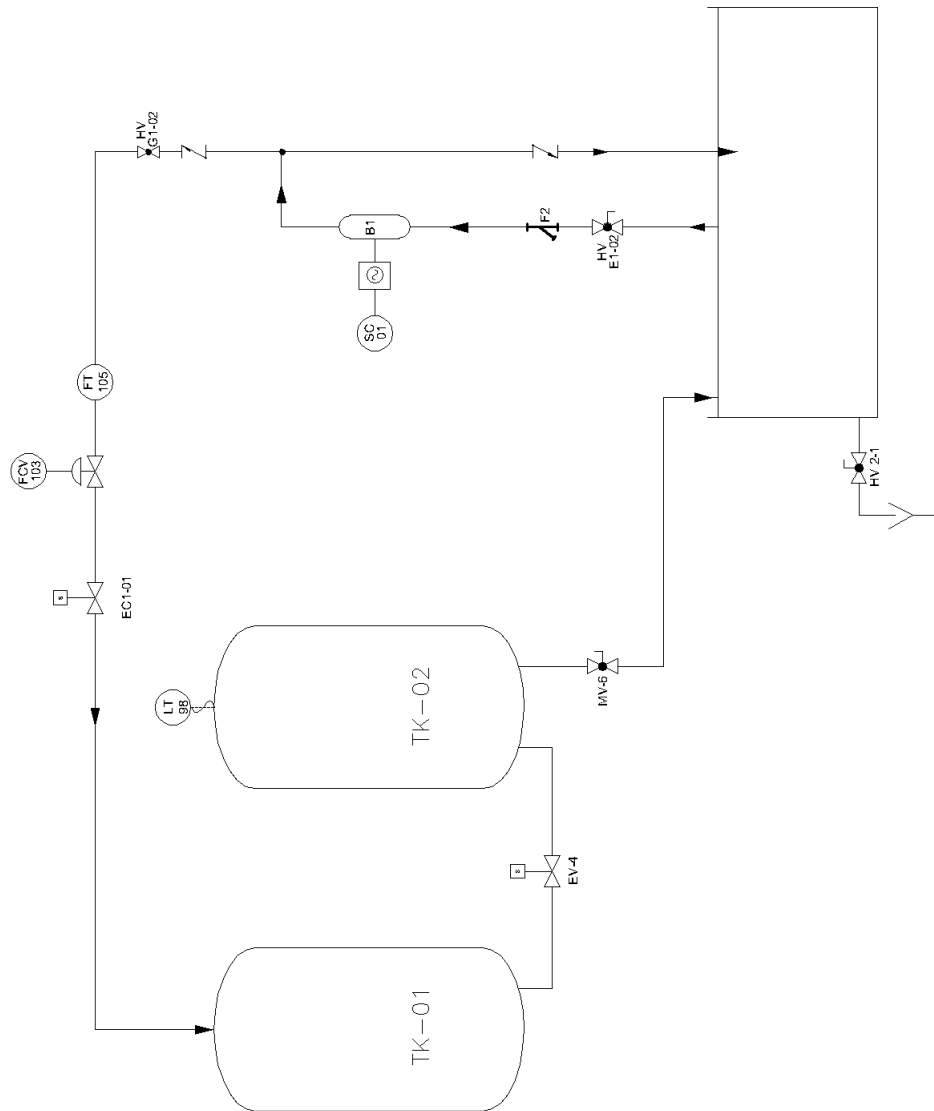


Figura 2.3: Diagrama de la planta

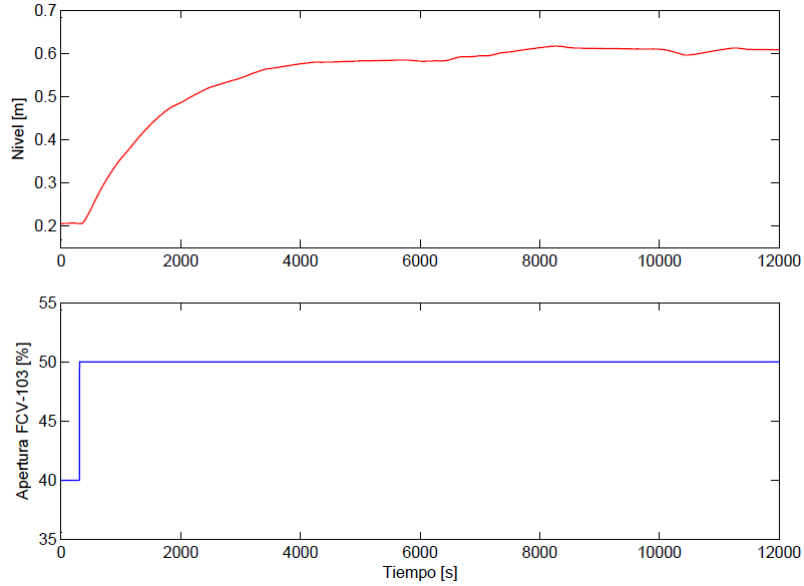


Figura 2.4: Prueba escalón del lazo de control de nivel

Mientras el sistema operaba en modo manual, se generó un escalón variando el porcentaje de apertura de la válvula de control. La Figura 2.4 muestra el resultado de la prueba.

A los datos obtenidos de la respuesta al escalón, se aplica el método de identificación gráfica analítico y se identifican los puntos de intersección al $0.632 \Delta Y$ y $0.284 \Delta Y$. Con estos datos se aplican las ecuaciones (2.2) - (2.4), y se determinan los parámetros del sistema.

$$K = 0.0404$$

$$\theta' = 69$$

$$\tau = 1320$$

Los parámetros obtenidos se sustituyen en el modelo del sistema de primer orden (Ecuación 2.1) y se obtiene la función de transferencia.

$$G_p(s) = \frac{0.0404}{1320s + 1} e^{-69s} \quad (2.5)$$

La Figura 2.5 muestra la respuesta al escalón del modelo identificado (Ecuación 2.5) y del proceso real.

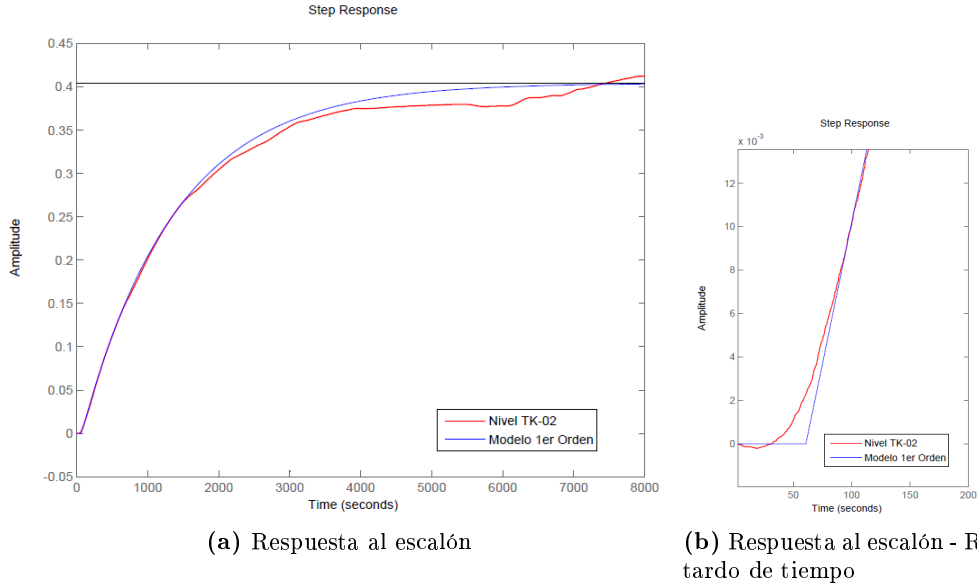


Figura 2.5: Respuesta al escalón del proceso real y el modelo ajustado de primer orden

El tiempo muerto $e^{-\theta's}$ de la ecuación 2.5, se puede desarrollar en serie de potencias, aplicando el método de aproximación de Padé. La Ecuación (2.6) muestra la función de transferencia del modelo con la aproximación de Padé de primer orden. La Figura 2.6 muestra la respuesta del sistema aproximado .

$$G_p(s) = \frac{-0.0404s + 0.001171}{1320s^2 + 39.26s + 0.02899} \quad (2.6)$$

2.2 Diseño del controlador adaptativo MRAC

En el diseño de un sistema de control convencional (no adaptativo), los parámetros del controlador son calculados en función de los parámetros conocidos de la planta. En el control adaptativo, los parámetros de la planta son desconocidos, y el objetivo del diseño del controlador es formular una ley de control y una ley de adaptación, de modo que la salida de la planta siga a la referencia asintóticamente, es decir, que el error $e = y_p - y_m$ tienda a cero y que esta condición esté garantizada. Por lo que, el diseño del controlador adaptativo es mas complicado.

El diseño de un controlador adaptativo, por lo general, implica de los siguientes tres pasos:

- Elegir una ley de control que contenga parámetros variables,

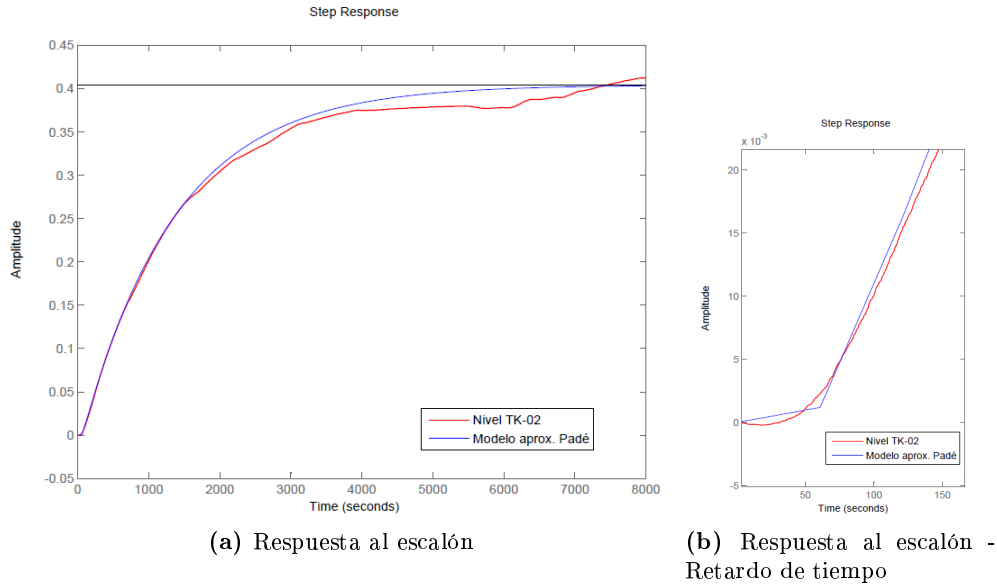


Figura 2.6: Respuesta al escalón del modelo aprox. de Padé de la planta

- Elegir una ley de adaptación para el ajuste de los parámetros de la ley de control, y
- Analizar la convergencia del sistema de control resultante.

Para el diseño de un controlador adaptativo MRAC, el controlador se encuentra generalmente por prueba y error. En general, la elección de las leyes de control y adaptación del controlador MRAC pueden resultar complicados, mientras que el análisis de las propiedades de convergencia son relativamente simples.

2.2.1 Diseño del controlador MRAC

La metodología de diseño del MRAC que se utiliza en este trabajo, es la que se presenta en Vargas-Martínez and Garza-Castañón (2011).

Ley de control. El primer paso en el diseño de un controlador adaptativo, es escoger una ley de control que contenga parámetros variables. La ley de control se elige de modo que la función de transferencia de la planta en lazo cerrado sea igual al modelo de referencia, garantizando que la salida de la planta y_p converga a la salida del modelo y_m , y que el error de seguimiento sea cero.

La diferencia entre los controladores MRAC y la forma en como se ajustan sus parámetros radica en la ley de control (Ioannou, 2000). Se tienen tres configuraciones para la ley de control (Esparza and Núñez, 2014):

- Ley de control proporcional y un parámetro de adaptación, $u = \theta(r - y)$
- Ley de control proporcional y dos parámetros de adaptación, $u = \theta_1 r - \theta_2 y$
- Ley de control proporcional-diferencial, $u = (r - y) \left(\theta_p + \theta_d s \frac{N}{s+N} \right)$

Para este trabajo se selecciona la ley de control proporcional y dos parámetros de adaptación (Ecuación 2.7):

$$u = \theta_1 r - \theta_2 y_p \quad (2.7)$$

donde θ_1 y θ_2 son las ganancias de realimentación.

Ley de adaptación. Es necesario elegir una ley de adaptación para los parámetros θ_1 y θ_2 .

La Ecuación (2.8) describe el comportamiento de un sistema de segundo orden para el modelo del proceso.

$$\ddot{y}_p + a_1 \dot{y}_p + a_0 y_p = bu \quad (2.8)$$

El modelo de referencia está descrito por:

$$\ddot{y}_m + a_{1m} \dot{y}_m + a_{0m} y_m = b_m r \quad (2.9)$$

El error está definido por:

$$e = y_p - y_m \quad (2.10)$$

donde y_p es la salida de la planta y, y_m es la salida del modelo de referencia.

La dinámica del error se representa por:

$$\dot{e} = \dot{y}_p - \dot{y}_m = \frac{1}{a_1} (bu - \ddot{y}_p - a_0 y_p) - \frac{1}{a_{1m}} (b_m r - \ddot{y}_m - a_{0m} y_m) \quad (2.11)$$

Sustituyendo $y_m = y_p - e$ y $\ddot{y}_m = \ddot{y}_p - \ddot{e}$ en la Ecuación (2.11), se obtiene:

$$\dot{e} = \frac{1}{a_1} bu - \frac{1}{a_1} \ddot{y}_p - \frac{a_0}{a_1} y_p - \frac{1}{a_{1m}} b_m r + \frac{1}{a_{1m}} \ddot{y}_p - \frac{1}{a_{1m}} \ddot{e} + \frac{a_{0m}}{a_{1m}} y_p - \frac{a_{0m}}{a_{1m}} e \quad (2.12)$$

Reemplazando la ley de control, Ecuación (2.7), en la Ecuación (2.12) y ubicando los términos del error en el lado izquierdo, se obtiene:

$$\frac{1}{a_{1m}} \ddot{e} + \dot{e} + \frac{a_{0m}}{a_{1m}} e = \frac{1}{a_1} b \theta_1 r - \frac{1}{a_{1m}} b_m r - \frac{1}{a_1} b \theta_2 y_p - \frac{a_0}{a_1} y_p + \frac{a_{0m}}{a_{1m}} y_p - \frac{1}{a_1} \ddot{y}_p + \frac{1}{a_{1m}} \ddot{y}_p \quad (2.13)$$

Cuando el modelo de referencia es igual al modelo de la planta, ocurre que: $a_1 = a_{1m}$, $a_0 = a_{om}$, $b = b_m$, entonces se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{1}{a_{1m}}\ddot{e} + \dot{e} + \frac{a_{om}}{a_{1m}}e = & \frac{1}{a_{1m}}b_m\theta_1r - \frac{1}{a_{1m}}b_mr - \frac{1}{a_{1m}}b_m\theta_2y_p - \frac{a_{om}}{a_{1m}}y_p + \frac{a_{om}}{a_{1m}}y_p \\ & - \frac{1}{a_{1m}}\ddot{y}_p + \frac{1}{a_{1m}}\dot{y}_p \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\frac{1}{a_{1m}}\ddot{e} + \dot{e} + \frac{a_{om}}{a_{1m}}e = \frac{1}{a_{1m}}(b_m\theta_1 - b_m)r - \frac{1}{a_{1m}}(b_m\theta_2)y_p \quad (2.15)$$

$$\frac{1}{a_{1m}}\frac{d^2e}{dt^2} + \frac{de}{dt} + \frac{a_{om}}{a_{1m}}e = \frac{1}{a_{1m}}(b_m\theta_1 - b_m)r - \frac{1}{a_{1m}}(b_m\theta_2)y_p \quad (2.16)$$

$$\frac{de}{dt} = -\frac{1}{a_{1m}}\frac{d^2e}{dt^2} - \frac{a_{om}}{a_{1m}}e + \frac{1}{a_{1m}}(b_m\theta_1 - b_m)r - \frac{1}{a_{1m}}(b_m\theta_2)y_p \quad (2.17)$$

El siguiente paso consiste en encontrar una función candidata de Lyapunov. La función propuesta de Lyapunov es la función cuadrática del error de seguimiento y del error de la estimación de los parámetros del controlador.

El mecanismo de adaptación lleva a los dos tipos de errores a cero. Considerando la Ecuación (2.17), la función de Lyapunov propuesta es:

$$V(e, \theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2} \left[a_{1m}e^2 + \frac{1}{\gamma b_m}(b_m\theta_1 - b_m)^2 + \frac{1}{\gamma b_m}(b_m\theta_2)^2 \right] \quad (2.18)$$

donde: b_r , γ y $a_{1m} > 0$.

La Ecuación (2.18) será igual a cero cuando el error es cero y los parámetros del controlador son iguales a los valores deseados. La función de Lyapunov es válida si la derivada de esta función es negativa. La derivada de (2.18) es:

$$\dot{V} = a_{1m}e \frac{de}{dt} + \frac{1}{\gamma}(b_m\theta_1 - b_m) \frac{d\theta_1}{dt} + \frac{1}{\gamma}(b_m\theta_2) \frac{d\theta_2}{dt} \quad (2.19)$$

Sustituyendo (2.17) en (2.19), y agrupando términos, se obtiene:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & a_{1m}e \left[-\frac{1}{a_{1m}}\frac{d^2e}{dt^2} - \frac{a_{om}}{a_{1m}}e + \frac{1}{a_{1m}}(b_m\theta_1 - b_m)r - \frac{1}{a_{1m}}(b_m\theta_2)y_p \right] \\ & + \frac{1}{\gamma}(b_m\theta_1 - b_m) \frac{d\theta_1}{dt} + \frac{1}{\gamma}(b_m\theta_2) \frac{d\theta_2}{dt} \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$\dot{V} = -e \frac{d^2 e}{dt^2} - a_{om} e^2 + \frac{1}{\gamma} (b_m \theta_1 - b_m) \left(\frac{d\theta_1}{dt} + \gamma r e \right) + \frac{1}{\gamma} (b_m \theta_2) \left(\frac{d\theta_2}{dt} - \gamma y_p e \right) \quad (2.21)$$

Por lo tanto, los parámetros de adaptación se obtienen de:

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma r e \quad (2.22)$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = \gamma y_p e \quad (2.23)$$

Análisis de convergencia. Las leyes de control y de adaptación permiten analizar la estabilidad y convergencia del sistema usando la teoría de Lyapunov.

Para aplicar el teorema de estabilidad de Lyapunov, se aplicará el método establecido en García (2009). Este método establece que es condición suficiente de estabilidad del punto de equilibrio $x = 0$, que la función $\dot{V}(x)$ sea definida negativa. La ecuación 2.19 muestra la función $\dot{V}(x)$.

$$\dot{V} = -e \frac{d^2 e}{dt^2} - a_{om} e^2 + \frac{1}{\gamma} (b_m \theta_1 - b_m) \left(\frac{d\theta_1}{dt} + \gamma r e \right) + \frac{1}{\gamma} (b_m \theta_2) \left(\frac{d\theta_2}{dt} - \gamma y_p e \right)$$

Sustituyendo (2.22) - (2.23) en (2.19) se obtiene:

$$\dot{V} = -e \frac{d^2 e}{dt^2} - a_{om} e^2 \quad (2.24)$$

Se puede observar que la Ecuación (2.24) es semidefinida negativa $\dot{V} \leq 0$. Por lo tanto, la función V será decreciente si el error es diferente de cero y el error se dirigirá a cero (Åström and Wittenmark, 2013).

La Figura 2.7 muestra la estructura del MRAC.

2.2.2 Modelo de referencia

Esta estrategia de control requiere de un modelo de referencia, el modelo es usado para especificar la respuesta ideal del sistema y es usualmente lineal.

La elección del modelo de referencia debe satisfacer dos requisitos. Por un lado, debe reflejar las características deseadas del sistema, tales como: tiempo de elevación, tiempo de asentamiento, sobrepaso máximo, etc. Por otra parte, el comportamiento ideal del modelo debe ser alcanzable por el sistema de control, es decir, no se puede escoger un modelo de referencia sin pensar si el controlador o la planta es capaz de lograr dicho comportamiento. Esto impone algunas limitaciones en la estructura del modelo de referencia, por ejemplo, su orden y grado.

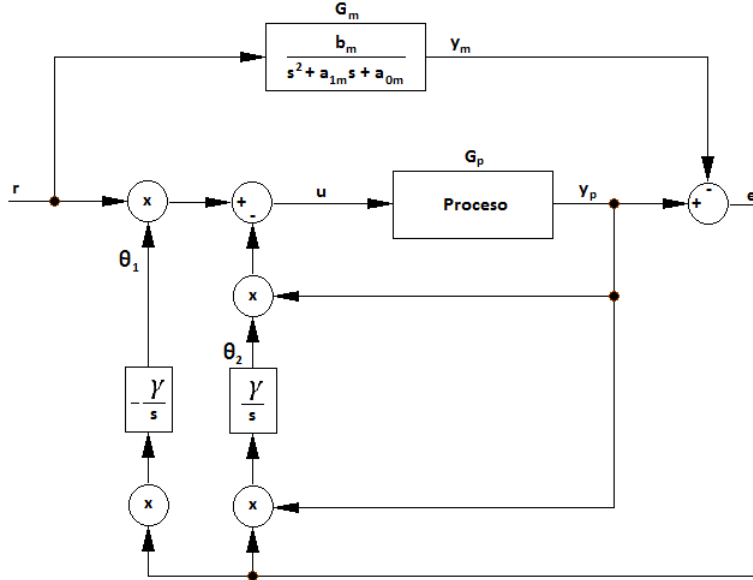


Figura 2.7: Controlador adaptativo MRAC

La selección del modelo de referencia debe tener el mismo orden y grado que el polinomio de la planta a controlar, ser estable y de fase mínima (Ioannou, 2000).

Para este proyecto se plantea la implementación de un controlador MRAC para sistemas de segundo orden, por lo que se configuró la planta didáctica para obtener este modelo (Capítulo 2.1.2, Ecuación (2.6)). Por lo que, se selecciona una función de transferencia de segundo orden estándar como modelo de referencia, como la mostrada en la Ecuación (2.25).

$$G_m = \frac{K w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (2.25)$$

donde K es la ganancia, ζ es el factor de amortiguamiento y w_n es la frecuencia natural.

El modelo elegido para el control de nivel, debe cumplir con las siguientes características:

- Amplitud máxima $K = 1$.
- Sistema sub-amortiguado con $\zeta = 0.85$.
- Tiempo de asentamiento $t_s = 1800$ segundos.

Con estos datos se calcula la frecuencia natural w_n del sistema, utilizando la Ecuación (2.26) (Kuo, 1996).

$$t_s = \frac{3.912}{\zeta w_n} \quad (2.26)$$

$$w_n = \frac{3.912}{\zeta t_s} = 0.00256 \quad (2.27)$$

Sustituyendo los datos de ζ , w_n , K en la ecuación 2.25, obtenemos el modelo de referencia.

$$G_m = \frac{6.5375 * 10^{-6}}{s^2 + 0.0043467 s + 6.5375 * 10^{-6}} \quad (2.28)$$

La Figura 2.28 muestra la respuesta al escalón del modelo de referencia (Ecuación 2.28) y en la Tabla 2.1 se muestra las características de la respuesta.

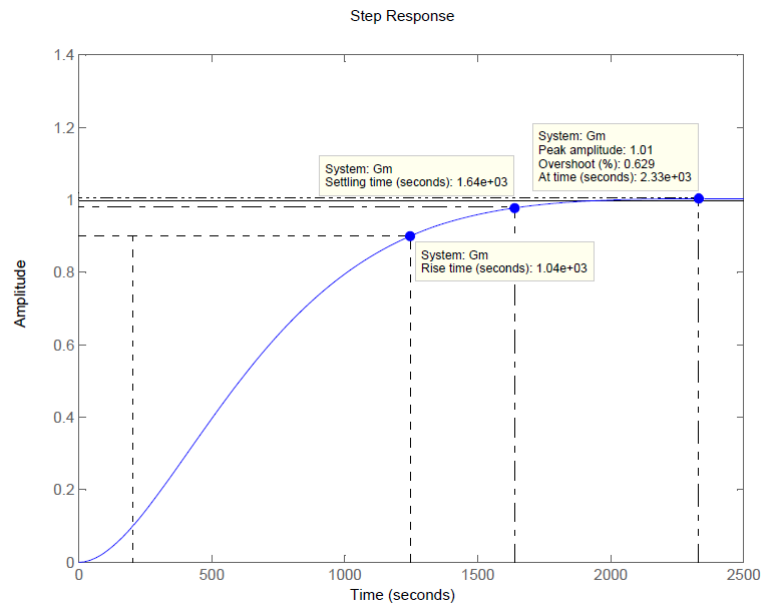


Figura 2.8: Respuesta al escalón del modelo de referencia G_m

Tabla 2.1: Características de la respuesta del modelo de referencia

Parámetro	Valor
Sobrepaso máx. M_p	0.63%
Tiempo pico t_p	2330s
Tiempo asentamiento t_s	1640s
Tiempo elevación t_r	1040s

Capítulo 3

IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR

3.1 Estructura del sistema de control

El proceso a controlarse (Figura 2.2) dispone de un sistema de automatización SIEMENS, compuesto por: un PLC S7-300, tres estaciones descentralizadas ET200, elementos de campo y buses de campo (PROFINET, PROFIBUS, Field Bus, HART, entre otros).

La Figura 3.1 muestra la estructura del sistema de control. El PLC ejecuta la lógica de control del proceso y/o procesa alguna estrategia de control (como el controlador PID) de acuerdo al estado de las entradas - salidas digitales y/o analógicas, y de la interacción con otros equipos conectados al bus de campo. Las tareas que realiza el PLC son:

- Apertura y cierre de las válvulas que controlan el paso del fluido en las tuberías.
- Mando de la válvula de control de flujo de agua hacia los tanques.
- Adquisición de los datos de nivel del tanque TK-02 a través del transmisor de nivel LT98 conectado al bus de campo PROFIBUS PA.
- Ejecución del controlador MRAC.

El monitoreo y control del proceso se observa en la aplicación HMI, realizada en el software WinCC de Siemens, instalado en un computador.

3.1.1 Bus de Campo

El PLC Siemens S7-300 CPU 315-2 PN/DP dispone de dos puertos de comunicación de bus de campo llamados: PROFINET y PROFIBUS (Guerrero et al.,

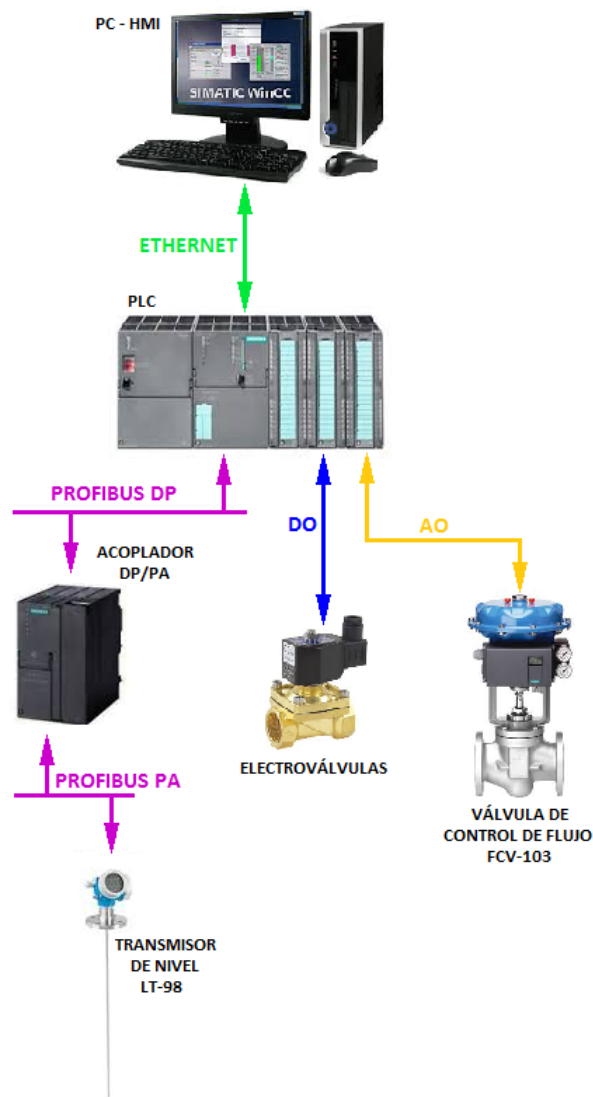


Figura 3.1: Estructura del sistema de control

2009).

PROFINET se basa en el estándar Ethernet abierto que cumple la norma IEC 61158 para la automatización industrial, ofrece funcionalidad de TCP/IP completa para la transferencia de datos en toda la empresa y a todos los niveles, desde el nivel de campo (PLCs, etc.) hasta el nivel de gestión (sistemas informáticos e internet). Además, permite disponer de las tecnologías de la información (IT) en el nivel de campo como: diagnóstico integrado, manipulación, análisis y almacenamiento de datos, etc.

PROFIBUS es un bus de campo abierto que está basado en la norma EN50170 e IEC61158. Este bus de campo se divide en las siguientes versiones:

- Profibus FMS (Fieldbus Message Specification). Diseñado para el intercambio de grandes cantidades de datos entre dispositivos inteligentes. Está siendo reemplazado por Ethernet.
- Profibus DP (Distributed Peripheral). Desarrollado para la comunicación entre los sistemas de automatización y los equipos descentralizados. Las topologías soportadas son: bus, árbol, estrella, anillo.
- Profibus PA (Process Automation). Desarrollado para la comunicación entre los sistemas de automatización y los elementos de campo, tales como: transmisores de presión, temperatura, nivel, etc.

En el presente trabajo, se utiliza el bus de campo PROFINET para la comunicación entre el PLC, la periferia descentralizada ET200S y el software HMI (Simatic WinCC). En el bus de campo PROFIBUS se encuentran conectados la estación descentralizada IM153-2 y el acoplador de red PROFIBUS DP/PA, y a través del acoplador DP/PA el transmisor de nivel Endress+Hauser LEVELFLEX FMP51. La Figura 3.2 muestra la topología de red implementada para el control de la planta.

3.1.2 Comunicación HMI - PLC

El HMI para la supervisión, control y monitoreo del sistema se desarrolla en la plataforma WinCC[®] (Windows Control Center) de SIEMENS.

WinCC gestiona todos los datos y variables o tags del proyecto de forma centralizada y los almacena en una base de datos en tiempo real. Todas las aplicaciones, como: Alarm Logging Runtime, Tag Logging Runtime, etc., deben solicitar los datos al administrador de tags de WinCC (SIEMENS, 2013).

Entre WinCC y los sistemas de automatización (PLC, DCS, etc.) se realizan el intercambio de información entre los tags y los valores del proceso, a través de los controladores o drivers de comunicación de WinCC que envían telegramas de

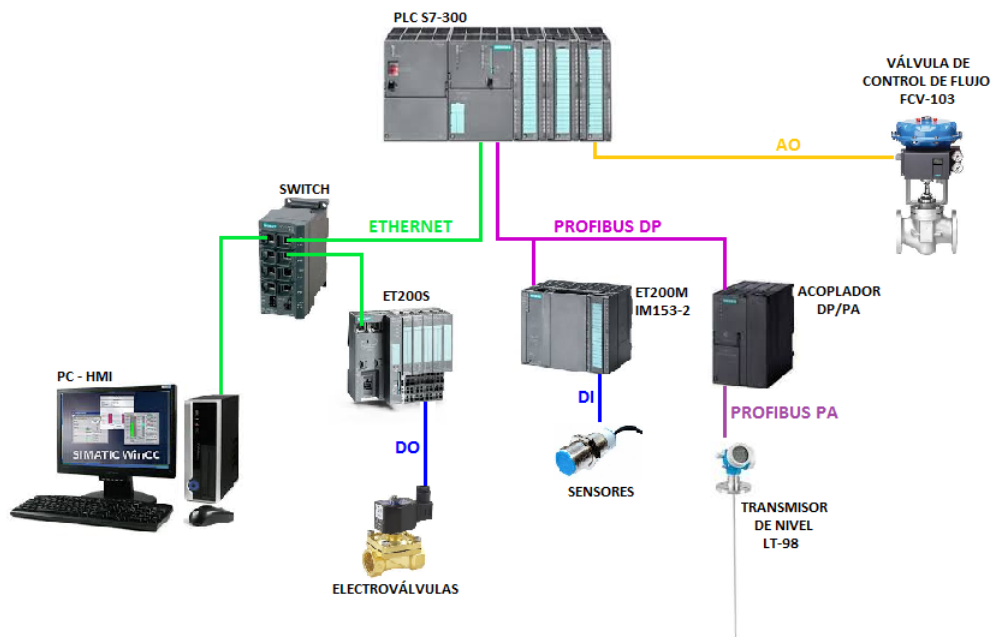


Figura 3.2: Topología de la red de comunicaciones

requerimiento al sistema de automatización. Este remite, a su vez, los valores del proceso a WinCC.

En primer lugar, debe existir una conexión física entre WinCC y el sistema de automatización. Las propiedades de la conexión como: medio de transferencia, red de comunicación, definen las condiciones de la comunicación y son necesarias para la configuración de la comunicación en WinCC. La Figura 3.3 muestra un ejemplo de comunicación entre WinCC y el PLC.

El controlador o driver de comunicación es un componente del software que establece una conexión entre el sistema de automatización y el administrador de variables de WinCC, que permite el suministro de datos del proceso a las variables de WinCC. En WinCC hay disponible una gran cantidad de controladores de comunicación para la conexión de distintos sistemas de automatización a través de distintos sistemas de bus de campo. Cada controlador de comunicación sólo puede estar configurado en un proyecto de WinCC a la vez. Un controlador de comunicación tiene diferentes unidades de canal para las diferentes redes de comunicación.

La unidad de canal forma la interfaz con un controlador de hardware subordinado y, de este modo, con exactamente un procesador de comunicación en el PC. Por lo tanto, cada unidad de canal utilizado debe ser asignado con el procesador de comunicación correspondiente. En algunas unidades de canal, se

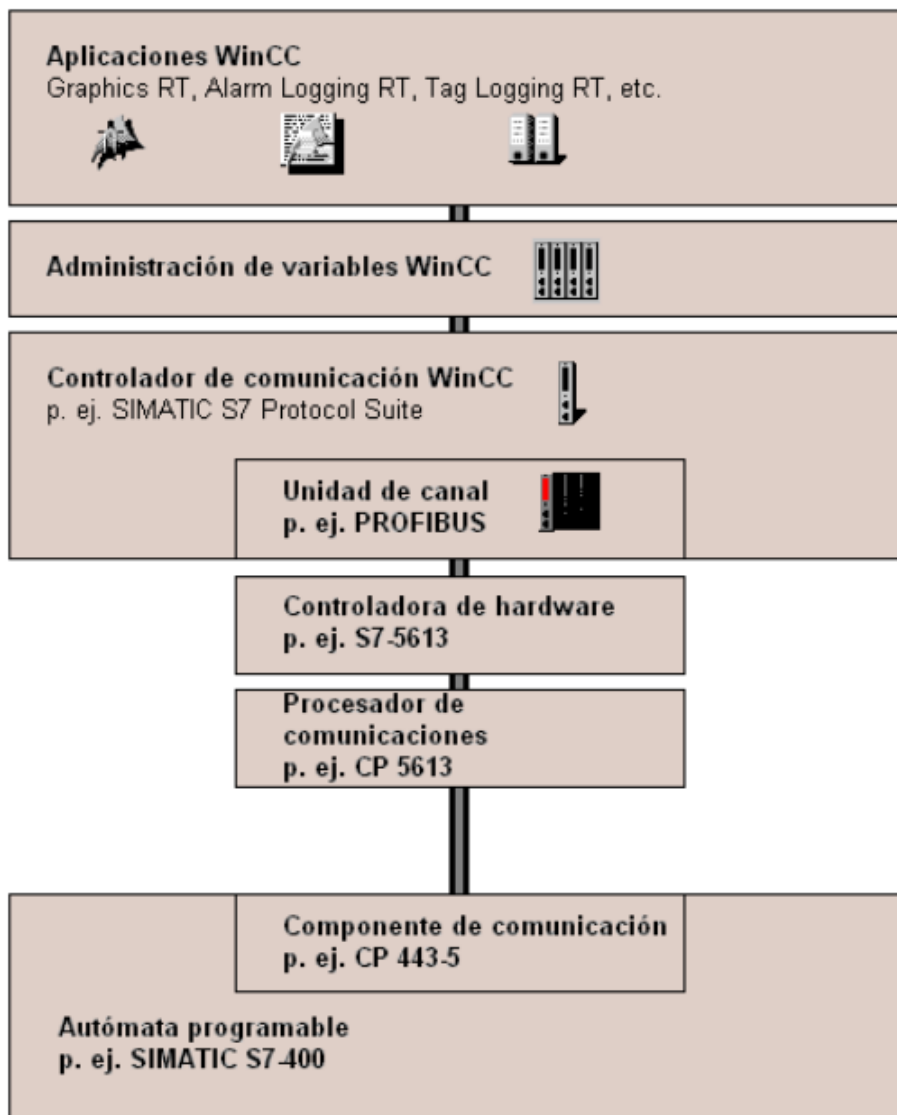


Figura 3.3: Comunicación WinCC - PLC

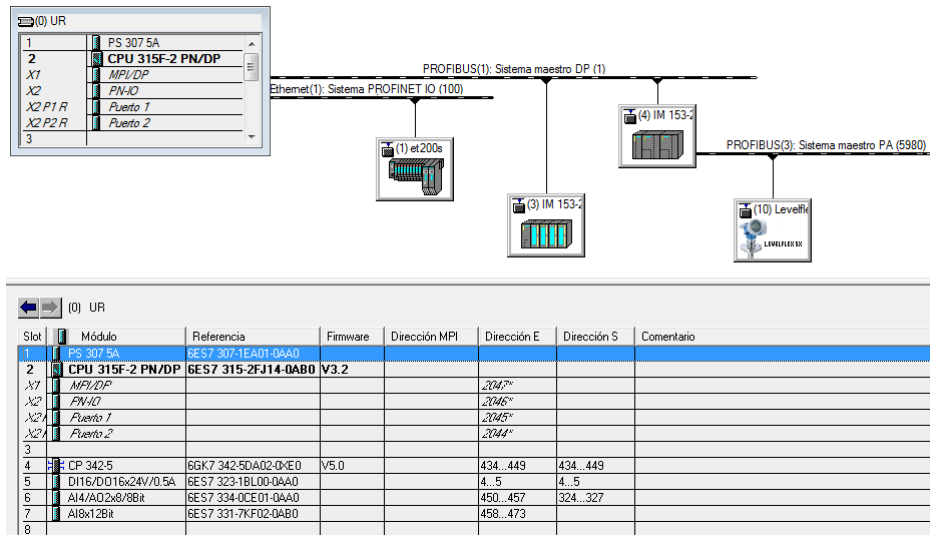


Figura 3.4: Configuración de hardware del PLC

efectúa una configuración adicional en los llamados parámetros del sistema. Para las unidades de canal que trabajan en la capa de transporte (Layer 4) del modelo OSI, se definen los parámetros de transporte.

Si WinCC y el sistema de automatización están correctamente conectados, WinCC necesita un controlador de comunicación y una unidad de canal correspondiente para establecer o configurar una conexión (lógica) con el PLC. El intercambio de datos se llevará a cabo a través de esta conexión en tiempo real. En WinCC, una conexión es una asignación lógica configurada entre dos interlocutores de comunicación para la ejecución de un servicio de comunicación determinado. Cada conexión tiene dos puntos extremos que también contienen la información necesaria para el direccionamiento del interlocutor de comunicación, así como otros atributos para el establecimiento de la conexión.

3.2 Programación PLC y HMI

3.2.1 Configuración del hardware del PLC

La configuración y programación del PLC se realiza con el software SIMATIC STEP7 v5.5 de SIEMENS. La Figura 3.4 muestra la configuración del hardware del PLC central con todas sus tarjetas de entrada - salida.

En las figuras 3.5, 3.6, 3.7 y 3.8 se muestra la configuración de hardware de la periferia descentralizada de los diferentes módulos existentes en el bus de campo.

Slot	Módulo	Referencia	Dirección E	Dirección S	Dirección de diagnóstico	Comenta...	Acceso
0	et200s	6ES7 151-3BA23-0AB0			2031*		pleno
X7	FW40				2030*		pleno
X7A	Puerto 1				2042*		pleno
X7A	Puerto 2				2032*		pleno
1	PM-E DC24V /8A RD	6ES7 138-4CA80-0AB0			2029*		Pleno
2	2DI DC24V HF	6ES7 131-4BB01-0AB0	6.0...6.1				Pleno
3	2DI DC24V HF	6ES7 131-4BB01-0AB0	7.0...7.1				Pleno
4	2DI DC24V HF	6ES7 131-4BB01-0AB0	8.0...8.1				Pleno
5	2DI DC24V HF	6ES7 131-4BB01-0AB0	9.0...9.1				Pleno
6	2DI DC24V HF	6ES7 131-4BB01-0AB0	10.0...10.1				Pleno
7	2DO DC24V/0.5A HF	6ES7 132-4BB01-0AB0		7.0...7.1			Pleno
8	2DO DC24V/0.5A HF	6ES7 132-4BB01-0AB0		8.0...8.1			Pleno
9	2DO DC24V/0.5A HF	6ES7 132-4BB01-0AB0		9.0...9.1			Pleno
10	2DO DC24V/0.5A HF	6ES7 132-4BB01-0AB0		10.0...10.1			Pleno
11	2DO DC24V/0.5A HF	6ES7 132-4BB01-0AB0		11.0...11.1			Pleno
12	PM-E DC24V HF	6ES7 138-4CA60-0AB0			2024*		Pleno
13	2AI1 2/4WIRE HF	6ES7 134-4MB02-0AB0	256...259				Pleno
14	2AO I ST	6ES7 135-4GB01-0AB0		256...259			Pleno
15	1 COUNT 24V F V2.0	6ES7 138-4DA04-0AB0 F	260...263				Pleno
16	1 COUNT 24V F V2.0	6ES7 138-4DA04-0AB0 F	547...550				Pleno
17	1 COUNT 24V F V2.0	6ES7 138-4DA04-0AB0 F	551...554				Pleno
18	2 PULSE	6ES7 138-4DD01-0AB0	555...562	363...370			Pleno
19	2 PULSE	6ES7 138-4DD01-0AB0	563...570	371...378			Pleno
20	2 PULSE	6ES7 138-4DD01-0AB0	571...578	384...391			Pleno
21	1 SI Modbus Master(32 B)	6ES7 138-4DF11-0AB0	579...610	579...610			Pleno
22	1 F-RD 24V..230V/5A	6ES7 138-4FR00-0AA0	11.0...11.1				Pleno
23							

Figura 3.5: Configuración de hardware de la periferia ET200S dir: 1

Slot	Módulo	Referencia	Dirección E	Dirección S	Comentario
1					
2	IM 153-2	6ES7 153-2BA62-0AB0	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					

Figura 3.6: Configuración de hardware de la periferia ET200M dir: 3

Dirección PROFIBUS	Módulo	Referencia	Dirección E	Dirección S	Comentario
	IM 153 PA Master	6ES7 153-2BA62-0AB0			

Figura 3.7: Configuración de hardware de la periferia IM153-PA dir: 4

Slot	Ident. DP	Referencia / Denominación	Dirección E	Dirección S	Comentario
1	66	AI: OUT (Analog Input)	313...317		
2	66	AI: OUT (Analog Input)	318...322		
3	66	AI: OUT (Analog Input)	323...327		
4	66	AI: OUT (Analog Input)	328...332		
5	66	AI: OUT (Analog Input)	333...337		
6	66	AI: OUT (Analog Input)	338...342		
7	145	DI: OUT (Digital Input)	343...344		
8	145	DI: OUT (Digital Input)	345...346		
9	145	DI: OUT (Digital Input)	347...348		
10	145	DI: OUT (Digital Input)	349...350		
11	130	AO: SP (Analog Output)		283...287	
12	130	AO: SP (Analog Output)		288...292	
13	130	AO: SP (Analog Output)		293...297	
14	130	AO: SP (Analog Output)		298...302	
15	161	DO: SP (Digital Output)		260...261	
16	161	DO: SP (Digital Output)		262...263	
17	161	DO: SP (Digital Output)		303...304	
18	161	DO: SP (Digital Output)		305...306	

Figura 3.8: Configuración de hardware del Transmisor de nivel LEVELFLEX dir: 10

3.2.2 Programación del algoritmo de control

El programa en el PLC ejecuta la lógica de control del proceso y el algoritmo del controlador MRAC. La programación se ejecuta desde la rutina principal denominada OB1, donde se ejecuta la lógica para el control del proceso.

La Figura 3.9 muestra la programación del PLC en diagrama de bloques. El controlador MRAC está programado en el bloque de programa OB33, esta rutina es de ejecución cíclica y es programada para ser ejecutada cada 10 ms. El modelo de referencia es programado en el bloque de función FB10, los parámetros del controlador θ_1 y θ_2 , son programados en el bloque de función FB14.

Las ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento del modelo de referencia G_m (ecuación 2.28) y el cálculo de los parámetros del controlador θ_1 y θ_2 (ecuación 2.22 y 2.23), son implementados en el PLC aplicando el método numérico Ruggen-Kuta (Chapra et al., 2003) para la resolución de ecuaciones diferenciales. En el anexo 1 se muestra el algoritmo de programación del PLC.

3.2.3 Programación del HMI

El HMI para el control y monitoreo del sistema se desarrolló en la plataforma WinCC[®] de SIEMENS. El intercambio de datos entre el HMI y PLC se realiza a través del controlador de comunicación SIMATIC S7 Protocol Suite utilizando el canal de comunicación TCP/IP.

La Figura 3.10 muestra la interfaz desarrollada en el HMI. En esta pantalla se tienen los comandos para activar las válvulas que permiten la circulación del fluido, el encendido y consignas de velocidad del variador de velocidad (VF1) que

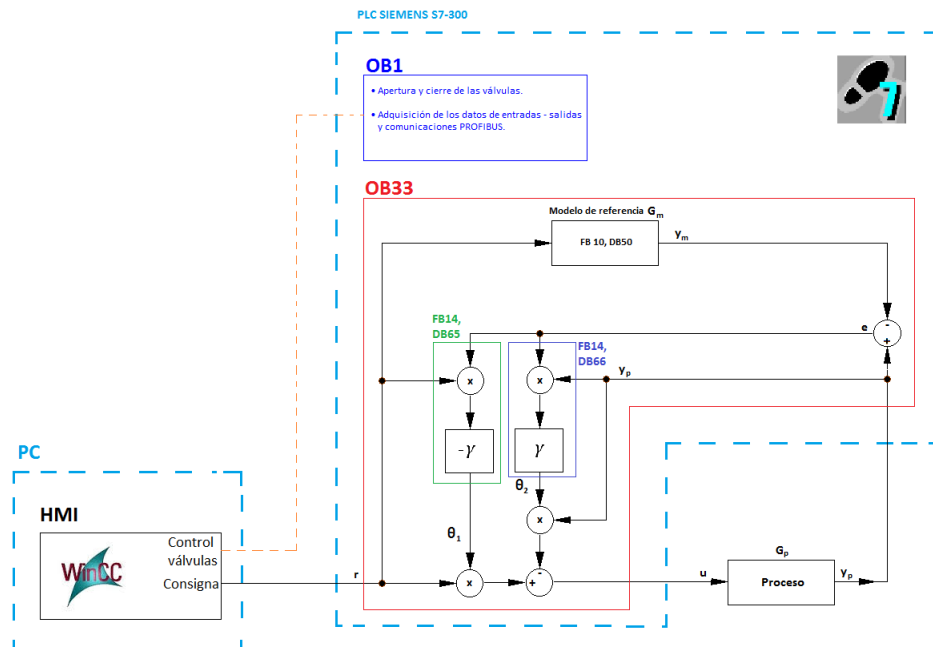


Figura 3.9: Diagrama en bloques del proceso

controla la bomba de agua del sistema, la consigna de apertura de la válvula de control de flujo (FCV-103), y además los mandos manual - automático para la activación del control de nivel con el controlador MRAC. Para el presente trabajo no fue necesario variar la velocidad de la bomba y se la mantuvo trabajando al 80% de la velocidad nominal.

En la parte superior derecha de la Figura 3.10, se encuentra un recuadro con el nombre “Control de Nivel” que permite ingresar los valores de consigna (SP) de nivel para el segundo tanque y el valor de salida en modo manual (SP MAN) del controlador. Además, se muestran la variable de proceso real (PV) y la salida (OUT) del controlador, que actúa sobre la válvula de control de flujo (FCV-103).

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

En la parte inferior del HMI se muestra el gráfico de tendencias (Figura 3.11) que permite visualizar los datos de nivel del tanque (LT-98) y el porcentaje de apertura de la válvula de control (FCV-103) en tiempo real y además, acceder a los datos históricos grabados en la base de datos con un tiempo de adquisición de 0.5s. El acceso a los datos almacenados es posible con el uso de la barra de herramientas, que permite avanzar o retroceder en los registros históricos, pausar el gráfico en tiempo real, realizar un análisis estadístico básico dentro de una

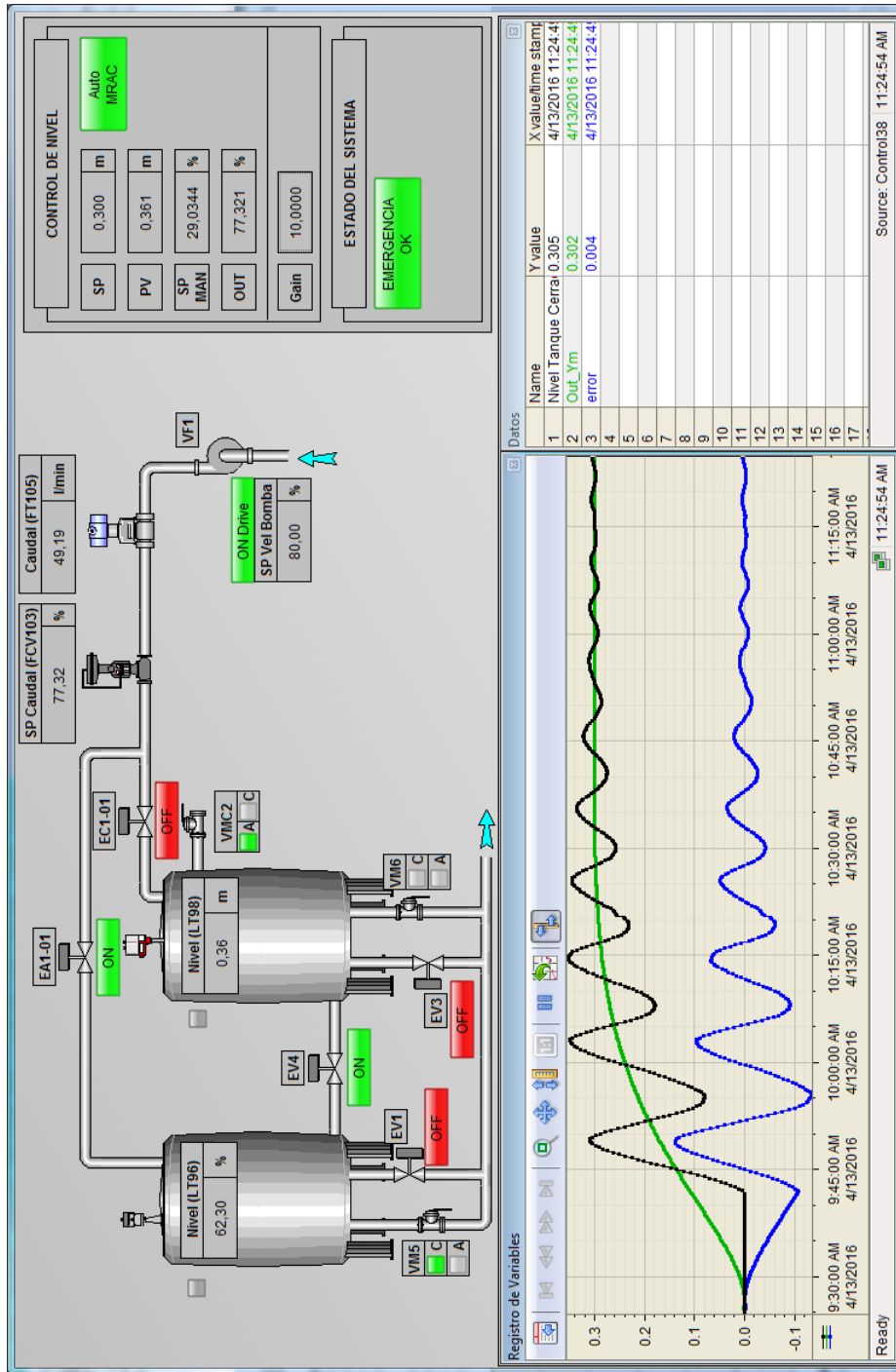


Figura 3.10: Pantalla principal del HMI

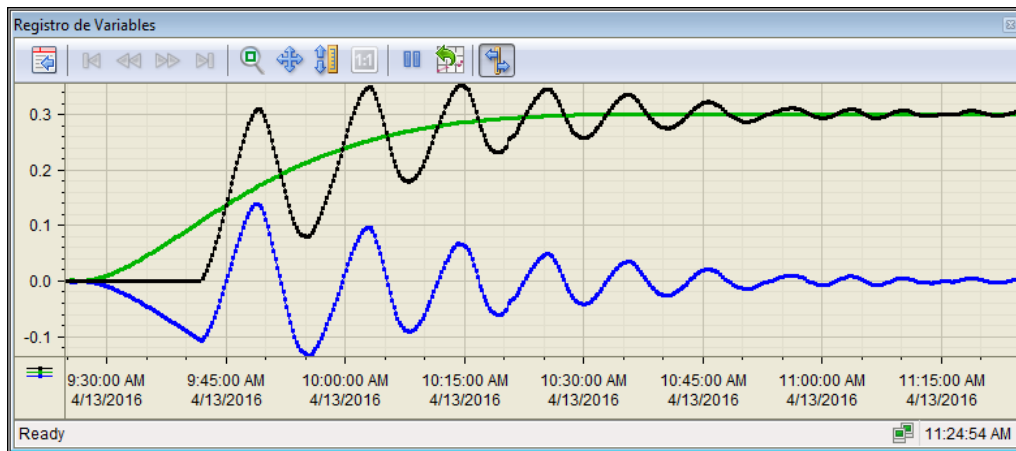


Figura 3.11: Pantalla de tendencias HMI

región determinada, buscar los valores del proceso en un determinado instante de tiempo, etc.

Capítulo 4

ANÁLISIS DE RESULTADOS

4.1 Parámetros de desempeño del controlador

Los parámetros de evaluación de desempeño de los controladores PID y MRAC, se hará en función de las características de la respuesta transitoria del sistema ante una señal de tipo escalón y del índice de error cuadrático medio.

El error cuadrático medio (ECM) evalúa el error $e(t)$ entre la señal del modelo de referencia y la del proceso a controlar. El ECM mide el promedio del cuadrado del error y es usado para determinar la medida en la que los datos reales se ajustan al modelo de referencia, proporcionando una forma para elegir al mejor estimador (Solórzano, 2007). Mientras menor sea el índice, mejor es el ajuste entre los datos reales y los datos de referencia.

El índice de error cuadrático medio está dada por la ecuación (4.1).

$$ECM = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\hat{X}_i - X_i)^2 \quad (4.1)$$

donde \hat{X}_i son los datos del modelo de referencia y X_i son los datos reales del proceso a controlar.

La Figura 4.1 muestra los parámetros de la respuesta transitoria a una señal escalón y son (Kuo, 1996):

- Sobrepaso máximo M_p . Es el valor máximo alcanzado de la salida y_{max} y el valor en estado estable y_{ss} . Normalmente es presentado como un porcentaje del valor en estado estable, para el presente trabajo se ha considerado un valor del 10%. El sobrepaso máximo se obtiene de la ecuación 4.2.

$$M_p [\%] = \frac{y_{max} - y_{ss}}{y_{ss}} * 100 \quad (4.2)$$

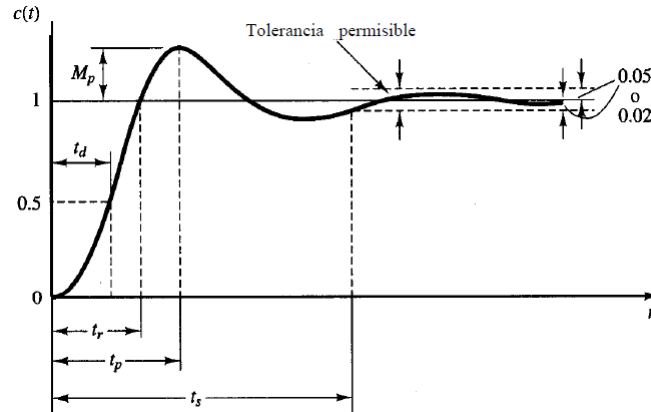


Figura 4.1: Respuesta al escalón unitario de un sistema de control. Fuente: (Kuo, 1996)

- Tiempo de levantamiento t_r . Es el tiempo requerido para que la respuesta pase del 10 al 90% del valor de estado estable y_{ss} .
- Tiempo de asentamiento t_s . Es el tiempo que se requiere para que la curva de respuesta alcance un rango alrededor del valor de estado estable y_{ss} (por lo general, de 2 al 5%). Para este caso, se asume el 5%.
- Tiempo de retardo t_d . Es el tiempo requerido para que la respuesta alcance la mitad del valor de estado estable y_{ss} .
- Tiempo pico t_p . Es el tiempo requerido para que la respuesta alcance el primer pico del sobrepaso.

4.2 Análisis comparativo de los controladores

4.2.1 Sintonización del controlador PID

Para el caso del controlador PID existen diversos métodos de sintonización (O'Dwyer, 2009) para establecer el valor de los parámetros de ganancia (K_p), tiempo integral (T_i) y tiempo derivativo (T_d). A los datos del modelo obtenido, ecuación (2.5), se aplican los métodos de Ziegler-Nichols y Cohen-Coon. En la Tabla 4.1 se muestran los valores de sintonización propuestos para un controlador PI.

Utilizando los parámetros obtenidos por el método de Ziegler-Nichols, la respuesta del sistema con un controlador PI (ante un cambio de consigna $SP = 0.6$), se puede observar en la Figura 4.2. De la gráfica se definen los siguientes datos:

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

Método	K _p	T _i
Ziegler-Nichols	426.1731	230
Cohen-Coon	428.2358	207.1405

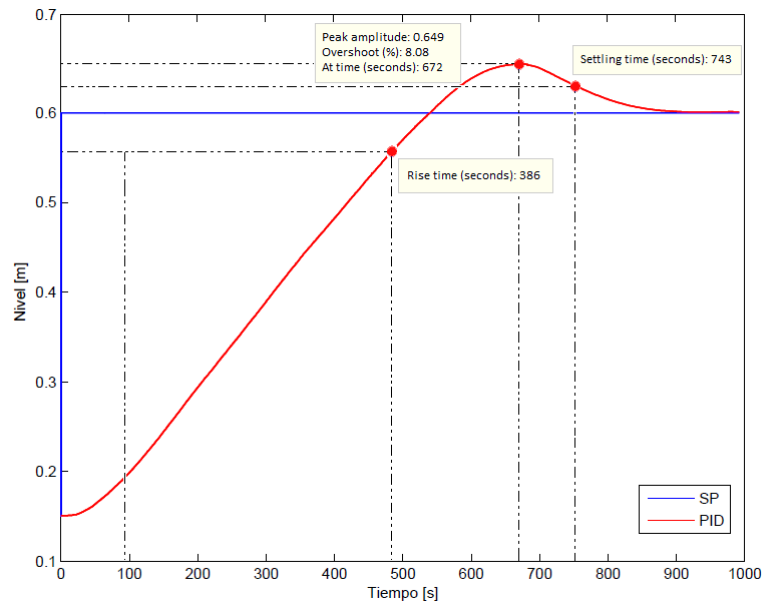


Figura 4.2: Respuesta del sistema con el controlador PID

- Sobrepaso máximo $M_p = 8.08\%$.
- Tiempo de elevación $t_r = 386s$.
- Tiempo de asentamiento $t_s = 743s$

Como se puede observar, el tiempo de asentamiento t_s es de 743s. Este valor no corresponde con el tiempo planteado en los requerimientos (capítulo 2.2.2) que es de 1800s para una ganancia $K = 1.0$ y de 1391s para una ganancia $K = 0.6$, por lo que se debe ajustar las constantes del controlador PI. Se realizaron pruebas con tres grupos de parámetros (Tabla 4.2) y se observa la respuesta del sistema en la Figura 4.3.

De la Figura 4.3 se obtienen los parámetros de desempeño del controlador PI (sobrepaso máximo M_p , tiempo de elevación t_r , tiempo de asentamiento t_s e índice ECM) con los diferentes parámetros de prueba (Tabla 4.3) y se determina

Tabla 4.2: Parámetros finales de sintonía del controlador PID

Controlador	K_p	T_i [s]
PID1	426.1731	230s
PID2	213.0865	460s
PID3	106.5433	690s

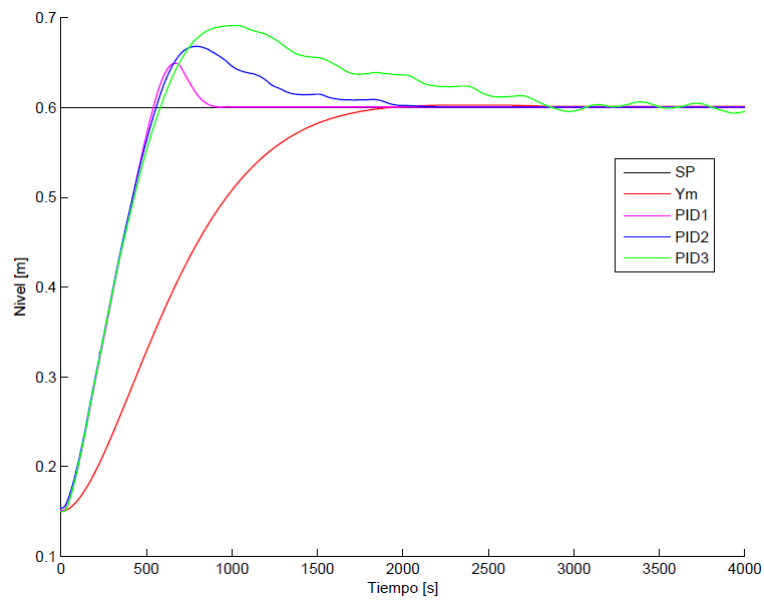


Figura 4.3: Respuesta del sistema con variación de parámetros del PID

Tabla 4.3: Parámetros de desempeño del controlador PI

Controlador	M_p [%]	t_s [s]	t_r [s]	ECM
Ym	0.78	1391	1040	
PID1	8.08	743	386	0.1865
PID2	11.30	1199	395.50	0.1936
PID3	15.18	2087.50	409.50	0.2078

Tabla 4.4: Parámetros de desempeño del controlador MRAC

Controlador	M_p [%]	ECM
MRAC g8	0.145	0.0074
MRAC g7	0.063	0.0071
MRAC g6	0.078	0.0050
MRAC g5	0.079	0.0070
MRAC g4	0.215	0.0078
MRAC g3	0.357	0.0087

que la respuesta que más se aproxima al tiempo requerido es la curva PID2, con un tiempo de asentamiento de 1199s.

4.2.2 Sintonización del controlador adaptativo MRAC

En el diseño del controlador adaptativo está asegurada la estabilidad y convergencia del controlador para cualquier gamma (γ) positivo. El rendimiento del controlador adaptativo depende críticamente de gamma. Si se elige una ganancia pequeña, la adaptación será lenta y el error transitorio será grande. Por el contrario, una ganancia de adaptación demasiado grande dará lugar a parámetros que hagan que el sistema oscile.

Para la sintonización del controlador adaptativo MRAC, se realizaron algunos ensayos de prueba-error modificando el valor de ganancia γ . En la figura 4.4 se muestra el efecto de la ganancia de adaptación γ , en la respuesta del controlador.

De la Figura 4.4 se observa que el controlador MRAC con ganancia $\gamma = 15$, $\gamma = 10$ y $\gamma = 9$ no se estabilizan. El controlador con ganancia γ entre 8 y 3 se ajusta al modelo de referencia (Figura 4.5).

De la Figura 4.5 se determinan los parámetros de desempeño del controlador MRAC (sobrepaso máximo M_p e índice del error cuadrático medio ECM), los valores correspondientes se muestran en la Tabla 4.4.

Analizando los datos de la Tabla 4.4, se observa que el menor índice ECM se presenta en el controlador MRAC con ganancia $\gamma = 6$, esto indica que con esta ganancia la respuesta del controlador se ajusta de mejor manera al modelo de

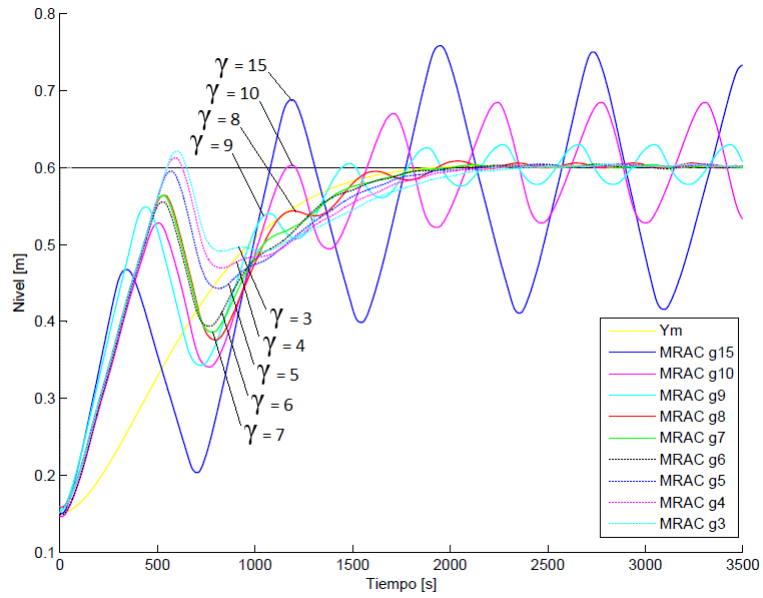


Figura 4.4: Respuesta del controlador MRAC a diferentes valores de ganancia γ

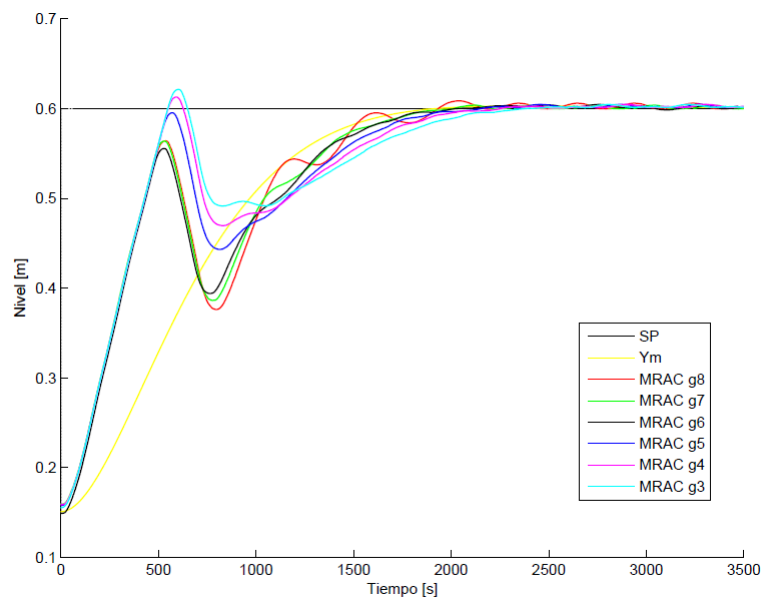


Figura 4.5: Respuesta del controlador MRAC con ganancia γ entre 8 y 3

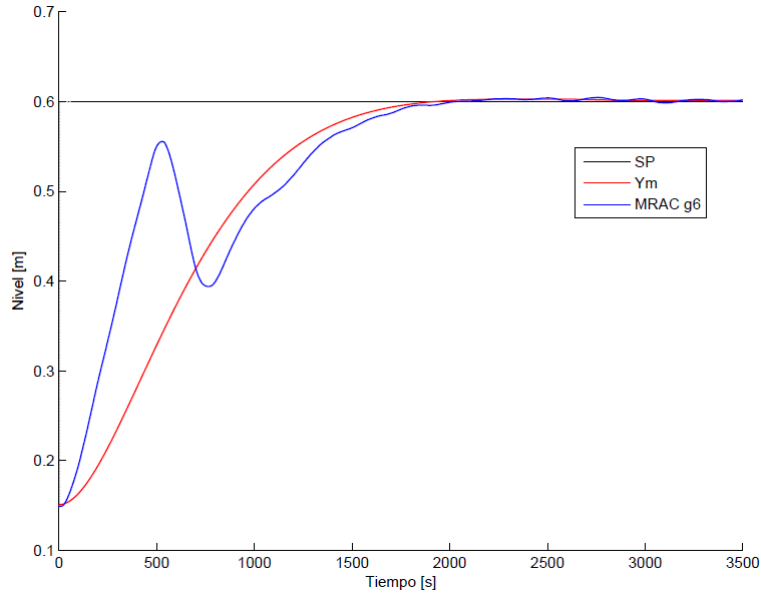


Figura 4.6: Respuesta del controlador MRAC con $\gamma = 6$

referencia planteado y con un pequeño valor de sobrepaso máximo $M_p = 0.078\%$. En la Figura 4.6 se muestra la respuesta del controlador MRAC con $\gamma = 6$.

La Figura 4.7 muestra la respuesta del sistema ante perturbaciones. Para simular una perturbación o el cambio en la dinámica de la planta se aumenta el caudal de salida del sistema, abriendo la válvula VM-6 al 68.75% (6.25% de incremento).

La Figura 4.8 muestra la convergencia de los parámetros θ_1 y θ_2 , en estado estable los valores de θ son: $\theta_1 = 506.47$ y $\theta_2 = 435.81$; después de la perturbación los valores de θ convergen a: $\theta_1 = 518.38$ y $\theta_2 = 424.68$, en un tiempo de 991.5 segundos.

4.2.3 Análisis comparativo

Teniendo en cuenta los parámetros de desempeño del controlador, se han aplicado entradas tipo escalón al valor de consigna del controlador. Todas las pruebas se las realiza dentro de un mismo rango de operación, manteniendo un valor de la consigna en 0.6m.

El sistema a controlar tiene un tiempo de asentamiento $t_s = 5230s$ a lazo abierto y se plantea un controlador que lleve al sistema a tener un tiempo $t_s = 1800s$ siguiendo la respuesta al escalón de un sistema de segundo orden (capítulo 2.2.2), teniendo en cuenta esto, cada prueba toma alrededor de 40 minutos en

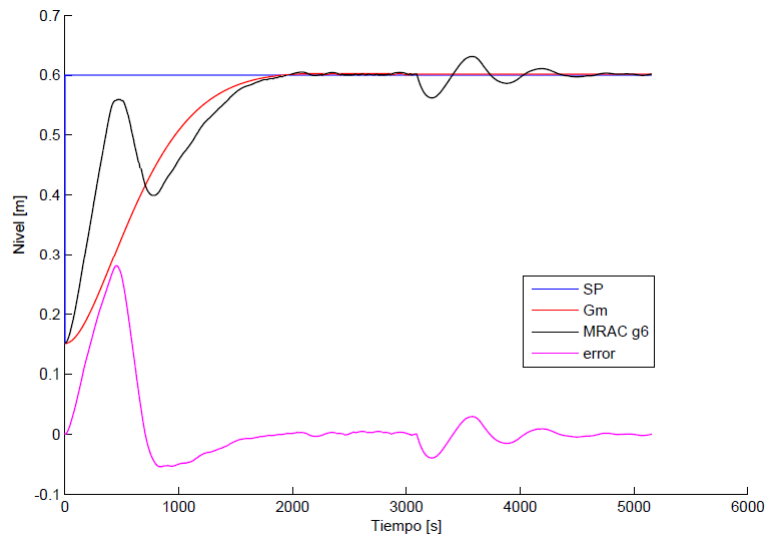


Figura 4.7: Respuesta del sistema con MRAC ante perturbaciones

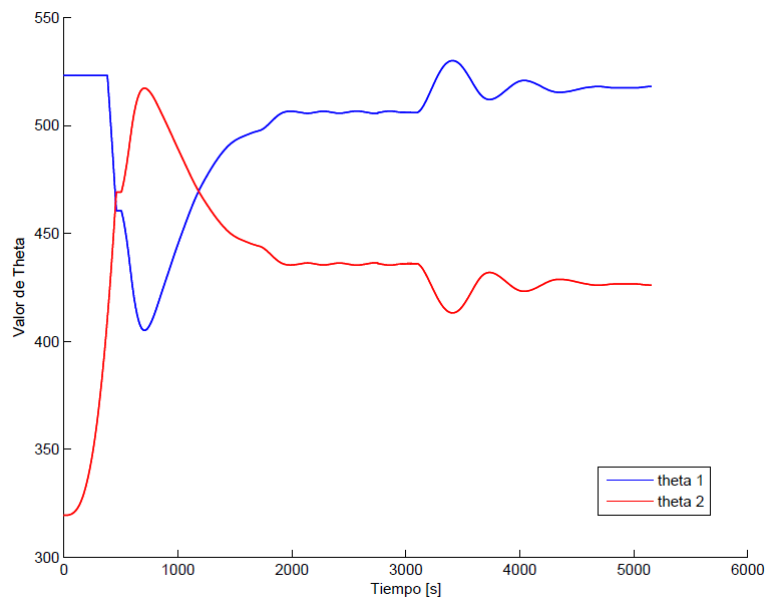


Figura 4.8: Convergencia de los parámetros θ_1 y θ_2

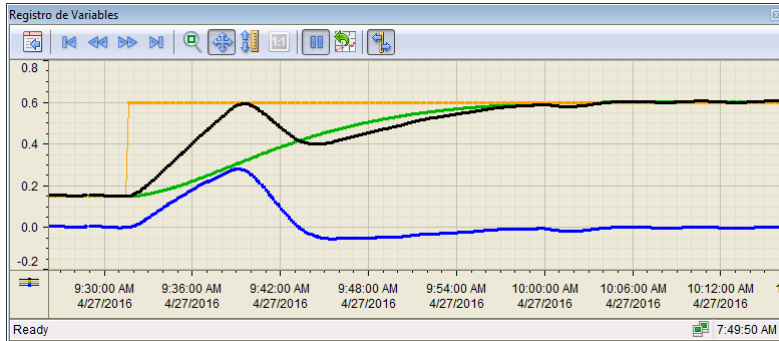


Figura 4.9: Vista del visualizador de tendencias del HMI

Tabla 4.5: Comparación de parámetros de desempeño del controlador PID y MRAC

CONTROLADOR	M_p [%]	t_r [s]	t_s [s]	ECM
Ym	0.78	1040	1391	
PID2	11.30	395.5	1199	0.1936
MRAC g6	0.078	1266.5	1510.5	0.0050

ejecutarse.

La Figura 4.9, muestra una de las respuestas del controlador adaptativo MRAC en el HMI, ante una señal escalón. Los valores del gráfico fueron exportados a un archivo CSV para luego ser importadas a MATLAB® para su correspondiente análisis.

En la Figura 4.9, la traza de color naranja representa la consigna, la traza de color negro es la variable de proceso, la traza de color verde es el modelo de referencia y, la traza de color azul es el error entre la variable de proceso y el modelo de referencia.

La Figura 4.10 muestra las trazas superpuestas de las respuestas de los controladores PID y MRAC, y del modelo de referencia G_m en función de los ajustes de las secciones 4.2.1 y 4.2.2.

De la Figura 4.10 se han determinado los parámetros de desempeño de los controladores PID y MRAC, los valores correspondientes se presentan en la Tabla 4.5 y están representados en: sobrepaso máximo M_p , tiempo de elevación t_r , tiempo de asentamiento t_s e índice del error cuadrático medio ECM .

Analizando los datos de la Tabla 4.5 que compara el modelo de referencia Ym, el controlador PID2 y el controlador MRAC $\gamma = 6$ se puede determinar que:

- El controlador MRAC tiene un menor sobrepaso máximo ($M_p = 0.078\%$), que el controlador PID2 y el modelo de referencia Ym.

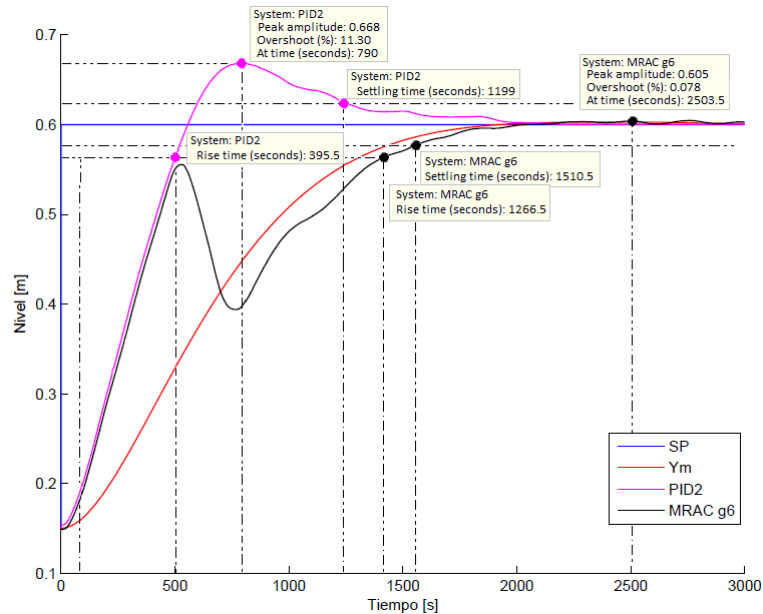


Figura 4.10: Respuestas de los controladores PID y adaptativo MRAC

- El tiempo de asentamiento del controlador MRAC es de 1510.5s (un 8.55% más que el modelo de referencia), en comparación del controlador PID2 que es de un 13.80% menor al modelo de referencia.
- El tiempo de elevación del controlador MRAC $\gamma = 6$ es mayor al modelo de referencia en un 21.78%; mientras que para el controlador PID2 el tiempo de elevación es más corto, en un 61.97%.
- El índice *ECM* proporciona una forma de elegir el mejor valor de la ganancia γ para el controlador MRAC que permita el mejor ajuste entre los datos reales del sistema y el modelo de referencia. Mientras menor sea el índice, mejor es el ajuste. De esto se determina que el controlador MRAC $\gamma = 6$ se ajusta mejor al modelo de referencia que la respuesta del controlador PID2.

Este comportamiento se debe al modelo de referencia usado en el controlador MRAC, que especifica una respuesta ideal del sistema, ajustando los parámetros del controlador.

Los resultados de las pruebas comparativas entre los dos controladores han mostrado una clara superioridad del controlador adaptativo MRAC sobre el PID clásico en el seguimiento de un modelo de referencia.

Capítulo 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 Conclusiones y comentarios

Si se desea controlar eficientemente un proceso, es necesario conocer la respuesta dinámica del sistema. La identificación del modelo de la planta a través de la respuesta al escalón, es un método de fácil implementación, que puede ser ejecutado durante la operación normal del sistema.

El diseño del MRAC no requiere un conocimiento extenso de la planta a controlar, pero sí es necesario escoger como referencia un modelo que cumpla con las condiciones deseadas para el funcionamiento adecuado del sistema en lazo cerrado.

Para diseñar un controlador MRAC se ha de definir el modelo de referencia, la ley de control y la ley de adaptación. El modelo de referencia ha de ser tal que el conjunto controlador - planta pueda reproducir dicho modelo. Por otra parte, la ley de control puede ser una estructura de control cuya señal sea una función lineal de los parámetros incluyendo los populares PI, PID, etc. Finalmente, para la ley de adaptación existen diferentes estrategias como: el método de hiperestabilidad, la teoría de estabilidad de Lyapunov y el enfoque de sensibilidad o regla del MIT.

La clave en el diseño del controlador MRAC es determinar una ley de control y una ley de adaptación, que haga que el sistema sea estable y lleve el error a cero.

Este controlador utiliza la señal de error que resulta de comparar la salida real y_p con la del modelo de referencia y_m , para ajustar la ley de adaptación.

La sintonización del controlador MRAC depende críticamente de la ganancia adaptativa γ . Una pequeña ganancia hace que la adaptación sea lenta y que el error transitorio sea grande, por el contrario, si la ganancia es demasiado grande hará que el sistema se torne inestable. Para definir el valor óptimo de la ganancia

cia se realizaron varios ensayos de prueba-error y a través del índice del error cuadrático medio se determinó la mejor respuesta del sistema que se ajuste al modelo de referencia.

Los resultados muestran un buen desempeño del controlador MRAC para seguir al modelo de referencia, en comparación al controlador PID clásico. Además, el diseño del controlador puede ser aplicado a otro tipo de sistemas, dada su versatilidad.

La bondad del algoritmo del controlador adaptativo MRAC se puede apreciar cuando se realiza una modificación en la dinámica de la planta y los parámetros del controlador se ajustan en respuesta a los cambios, para mantener el desempeño óptimo del sistema. Por lo tanto, se puede controlar sistemas con parámetros constantes o variables.

La aplicación del algoritmo control MRAC en un PLC demuestra que es posible implementar técnicas de control moderno en entornos industriales sobre hardware comercial.

Las ecuaciones diferenciales del modelo de referencia G_m (Ecuación 2.28) y los parámetros θ_1 y θ_2 (Ecuaciones 2.22 y 2.23), se las implementa en el PLC a través del método numérico de Runge-Kutta. Esto impide que el algoritmo de control opere con condiciones iniciales diferente de cero.

La implementación del controlador MRAC en el PLC requirió la necesidad de limitar los cálculos de los parámetros θ_1 , θ_2 y de la señal de control u , debido a la saturación del actuador de la planta. Cuando el actuador se satura provoca que el sistema tarde mucho tiempo en reaccionar ante una perturbación o cambio de referencia después de que se ha producido la saturación del actuador, esto se debe al efecto que tiene la acción integral del error en el cálculo de los parámetros θ_1 y θ_2 . Para disminuir este efecto, se procedió a congelar el valor del parámetro θ_1 cuando la salida de control u sea mayor al 100% y cuando u sea menor a 0% se congela el valor del parámetro θ_2 . Esta acción mejoró el tiempo de asentamiento del sistema en un 27.48% y disminuyó el error transitorio del proceso en un 34.51%.

5.2 Trabajos futuros

El diseño del controlador no considera el uso de restricciones en el cálculo de la señal de control, que puedan saturar la salida del actuador. Por lo tanto, futuros proyectos de investigación pueden abrirse en esta línea.

El controlador MRAC implementado en el PLC utiliza el método numérico de Runge-Kutta para la resolución de las ecuaciones diferenciales, esto impide que el algoritmo de control opere con condiciones iniciales diferentes de cero. Por lo que se plantea para proyectos futuros, la implementación de las ecuaciones diferenciales en variables de estado.

El presente trabajo implementó un controlador MRAC en tiempo continuo en un PLC, para futuros trabajos se plantea el desarrollo del controlador MRAC para tiempo discreto.

En futuras líneas de investigación se recomienda el estudio del controlador adaptativo en sistemas no-lineales.

ANEXOS

ANEXO 1

Código del PLC - Bloque OB33: Cálculo del controlador MRAC, ejecución cíclica cada 10ms

Algoritmo 5.1 Bloque OB33 - Cálculo del controlador MRAC parte 1

OB33

Nombre	Tipo de datos	Dirección	Comentario
TEMP		0.0	
OB33_EV_CLASS	Byte	0.0	Bits 0-3 = 1 (Coming event), Bits 4-7 = 1 (Event class 1)
OB33_STRT_INF	Byte	1.0	16#34 (OB 33 has started)
OB33_PRIORITY	Byte	2.0	Priority of OB Execution
OB33_OB_NUMBR	Byte	3.0	33 (Organization block 33, OB33)
OB33_RESERVED_1	Byte	4.0	Reserved for system
OB33_RESERVED_2	Byte	5.0	Reserved for system
OB33_PHS_OFFSET	Int	6.0	Phase offset (integer, milliseconds)
OB33_RESERVED_3	Int	8.0	Reserved for system
OB33_EXC_FREQ	Int	10.0	Frequency of execution (msec)
OB33_DATE_TIME	Date_And_Time	12.0	Date and time OB33 started
gammaNEG	Real	20.0	
temp10	Real	24.0	
temp11	Real	28.0	
U_temp	Real	32.0	

Bloque: OB33 Controlador MRAC	
Segm.: 1	MODO MANUAL CONTROLADOR MRAC

```

A      M      100.0
JC     M001

A      "DatosPlantaA".MRAC_ManAuto      DB100.DBX0.7      -- MRAC Modo Manual / Automático
FN     M      10.1
=      M      10.2
A      M      10.2
JC     M003
JU     M004
BEU

M003: NOP      0
L      "DatosPlantaA".SPValCtrlFlujo_FCV103      DB100.DBD6      -- Consigna de Apertura de la Válvula de
Control de Flujo (FCV103) (%)
T      "DatosPlantaA".MRAC_OutMan      DB100.DBD148      -- Setpoint salida del Controlador MRAC e
n Modo Manual
L      0.000000e+000
T      "DatosPlantaA".Zn_mr      DB100.DBD116      -- Gm r - coeficiente Zn
T      "DatosPlantaA".Yn_mr      DB100.DBD120      -- Salida Modelo de referencia (Yn)

M004: NOP      0

A      "DatosPlantaA".MRAC_ManAuto      DB100.DBX0.7      -- MRAC Modo Manual / Automático
JC     M001

L      "DatosPlantaA".MRAC_OutMan      DB100.DBD148      -- Setpoint salida del Controlador MRAC e
n Modo Manual
T      "DatosPlantaA".SPValCtrlFlujo_FCV103      DB100.DBD6      -- Consigna de Apertura de la Válvula de
Control de Flujo (FCV103) (%)

M001: NOP      0

```

Algoritmo 5.2 Bloque OB33 - Cálculo del controlador MRAC parte 2

Segm.: 2	MODO AUTOMÁTICO CONTROLADOR MRAC		
A	M	100.0	
JC	M002		
AN	"DatosPlantaA".MRAC_ManAuto	DB100.DBX0.7	-- MRAC Modo Manual / Automático
JC	M002		
L	"DatosPlantaA".NivelTanqueCerrado_LT98	DB100.DBD14	-- Nivel del Tanque Cerrado (LT98) (m)
T	"DatosPlantaA".yp	DB100.DBD128	-- Salida del proceso (Yp)
// *****			
// Modelo de referencia - Gmr			
// *****			
CALL	"Gmr" , DB50	FB10	-- ft modelo de referencia
r	:= "DatosPlantaA".SP_NivelTanque	DB100.DBD22	-- Consigna de Nivel del Tanque
a	:= "DatosPlantaA".a_mr	DB100.DBD100	-- Gm_r - coeficiente a
b	:= "DatosPlantaA".b_mr	DB100.DBD104	-- Gm_r - coeficiente b
q	:= "DatosPlantaA".q_mr	DB100.DBD108	-- Gm_r - coeficiente q
h	:= "DatosPlantaA".h	DB100.DBD112	-- Coeficiente h
Zn	:= "DatosPlantaA".Zn_mr	DB100.DBD116	-- Gm_r - coeficiente Zn
Yn	:= "DatosPlantaA".Yn_mr	DB100.DBD120	-- Salida Modelo de referencia (Yn)
// *****			
// error			
// *****			
L	"DatosPlantaA".yp	DB100.DBD128	-- Salida del proceso (Yp)
L	"DatosPlantaA".Yn_mr	DB100.DBD120	-- Salida Modelo de referencia (Yn)
-R			
T	"DatosPlantaA".error	DB100.DBD124	-- e=Yproceso - Ymodelo
// *****			
// theta 1			
// *****			
L	"DatosPlantaA".gamma	DB100.DBD132	
L	-1.000000e+000		
*R			
T	#gammaNEG	#gammaNEG	
CALL	FB 14 , DB65		
in1	:= "DatosPlantaA".SP_NivelTanque	DB100.DBD22	-- Consigna de Nivel del Tanque
e	:= "DatosPlantaA".error	DB100.DBD124	-- e=Yproceso - Ymodelo
gamma	:= #gammaNEG	#gammaNEG	
h	:= "DatosPlantaA".h	DB100.DBD112	-- Coeficiente h
hold	:= M1.7		
hold1	:= M1.6		
in2	:= "DatosPlantaA".theta2	DB100.DBD140	
theta	:= "DatosPlantaA".theta1	DB100.DBD136	
fk_1	:= "DatosPlantaA".theta1_k_1	DB100.DBD76	
// *****			
// theta 2			
// *****			
CALL	FB 14 , DB66		
in1	:= "DatosPlantaA".yp	DB100.DBD128	-- Salida del proceso (Yp)
e	:= "DatosPlantaA".error	DB100.DBD124	-- e=Yproceso - Ymodelo
gamma	:= "DatosPlantaA".gamma	DB100.DBD132	
h	:= "DatosPlantaA".h	DB100.DBD112	-- Coeficiente h
hold	:= M1.6		
hold1	:= FALSE		
in2	:= 0.000000e+000		
theta	:= "DatosPlantaA".theta2	DB100.DBD140	
fk_1	:= "DatosPlantaA".theta2_k_1	DB100.DBD80	
// *****			
// u=theta1*r-theta2*Yp			
// *****			
L	"DatosPlantaA".theta1	DB100.DBD136	
L	"DatosPlantaA".SP_NivelTanque	DB100.DBD22	-- Consigna de Nivel del Tanque
*R			
T	#temp10	#temp10	
L	"DatosPlantaA".theta2	DB100.DBD140	
L	"DatosPlantaA".yp	DB100.DBD128	-- Salida del proceso (Yp)
*R			
T	#temp11	#temp11	
L	#temp10	#temp10	
L	#temp11	#temp11	
-R			
T	"DatosPlantaA".u	DB100.DBD144	

Algoritmo 5.3 Bloque OB33 - Cálculo del controlador MRAC parte 3

```
// *****  
// Límites Min / Max  
// *****  
L "DatosPlantaA".u DB100.DBD144  
L 0.000000e+000  
<R  
= M 1.6  
L "DatosPlantaA".u DB100.DBD144  
L 1.000000e+002  
>R  
= M 1.7  
  
L "DatosPlantaA".u DB100.DBD144  
L 0.000000e+000  
>=R  
JC M200  
L 0.000000e+000  
T "DatosPlantaA".u DB100.DBD144  
JU M201  
  
M200: NOP 0  
L "DatosPlantaA".u DB100.DBD144  
L 1.000000e+002  
<=R  
JC M201  
L 1.000000e+002  
T "DatosPlantaA".u DB100.DBD144  
  
M201: NOP 0  
L "DatosPlantaA".u DB100.DBD144  
T "DatosPlantaA".SPValCtrlFlujo_FCV103 DB100.DBD6 -- Consigna de Apertura de la Válvula d  
e Control de Flujo (FCV103) (%)  
  
M002: NOP 0  
BE
```

Algoritmo 5.4 Bloque FB10 - Generación del modelo de referencia G_m parte 1

FB10

Nombre	Tipo de datos	Dirección	Valor inicial	Comentario
IN		0.0		
r	Real	0.0	0.000000e+000	
a	Real	4.0	0.000000e+000	
b	Real	8.0	0.000000e+000	
q	Real	12.0	0.000000e+000	
h	Real	16.0	0.000000e+000	
OUT		0.0		
IN_OUT		0.0		
Zn	Real	20.0	0.000000e+000	
Yn	Real	24.0	0.000000e+000	
STAT		0.0		
TEMP		0.0		
K1	Real	0.0		
L1	Real	4.0		
K2	Real	8.0		
L2	Real	12.0		
q1	Real	16.0		
temp1	Real	20.0		
temp2	Real	24.0		
temp3	Real	28.0		
temp4	Real	32.0		

Bloque: FB10 Función de Transferencia del modelo de referencia (Gmr)

Segm.: 1 Cálculo ecuación diferencial de 2do orden x Rugen-Kutta

Ecuación diferencial de 2do orden

```

..
y_n + a y_n + b y_n = q*r
K1= h*Zn;
L1= h*(-a*Zn-b*Yn+q*r);
K2= h*(Zn+L1);
L2= h*(-a*(Zn+L1)-b*(Yn+K1)+q*r);
Yn1=Yn+(K1+K2)/2;
Zn1=Zn+(L1+L2)/2;

```

```

//q1= q*r
L #q #q
L #r #r
*R
T #q1 #q1
// K1= h*Zn;
L #h #h
L #Zn #Zn
*R
T #K1 #K1
// L1= h*(-a*Zn-b*Yn+q1);
L #a #a
L #Zn #Zn
*R
L -1.000000e+000
*R
T #temp1 #temp1
L #b #b
L #Yn #Yn
*R
L -1.000000e+000
*R
T #temp2 #temp2
L #temp1 #temp1
L #temp2 #temp2
+R
L #q1 #q1
+R
L #h #h
*R
T #L1 #L1

```

Algoritmo 5.5 Bloque FB10 - Generación del modelo de referencia G_m parte 2

```
// K2= h*(Zn+L1);
L   #Zn          #Zn
L   #L1          #L1
+R
L   #h           #h
*R
T   #K2          #K2

// L2= h*(-a*(Zn+L1)-b*(Yn+K1)+q1);
L   #Zn          #Zn
L   #L1          #L1
+R
L   #a           #a
*R
L   -1.000000e+000
*R
T   #temp3       #temp3

L   #Yn          #Yn
L   #K1          #K1
+R
L   #b           #b
*R
L   -1.000000e+000
*R
T   #temp4       #temp4

L   #temp3       #temp3
L   #temp4       #temp4
+R
L   #q1          #q1
+R

L   #h           #h
*R
T   #L2          #L2

// Yn1=Yn+(K1+K2)/2;
L   #K1          #K1
L   #K2          #K2
+R
L   2.000000e+000
/R
L   #Yn          #Yn
+R
T   #Yn          #Yn

// Zn1=Zn+(L1+L2)/2;
L   #L1          #L1
L   #L2          #L2
+R
L   2.000000e+000
/R
L   #Zn          #Zn
+R
T   #Zn          #Zn
```

Algoritmo 5.6 Bloque FB14 - Cálculo de θ parte 1

FB14

Nombre	Tipo de datos	Dirección	Valor inicial	Comentario
IN		0.0		
in1	Real	0.0	0.000000e+000	r / yp
e	Real	4.0	0.000000e+000	error
gamma	Real	8.0	0.000000e+000	
h	Real	12.0	0.000000e+000	
hold	Bool	16.0	FALSE	
hold1	Bool	16.1	FALSE	
in2	Real	18.0	0.000000e+000	
OUT		0.0		
IN_OUT		0.0		
theta	Real	22.0	0.000000e+000	
fk_1	Real	26.0	0.000000e+000	
STAT		0.0		
TEMP		0.0		
K1	Real	0.0		
K2	Real	4.0		
fk	Real	8.0		
thetak	Real	12.0		
theta_tmp	Real	16.0		
LimMIN	Real	20.0		

Bloque: FB14 Cálculo de Theta

Segm.: 1

```

A   #hold      #hold
O   #hold1    #hold1
JC  HOLD

L   #e         #e           -- error
L   #in1      #in1        -- r / yp
*R
L   #gamma    #gamma
*R
T   #fk       #fk

L   #fk       #fk
L   #fk_1    #fk_1
+R
L   #h        #h
*R
L   2.000000e+000
/R
T   #thetak  #thetak

L   #fk       #fk
T   #fk_1    #fk_1

L   #thetak  #thetak
L   #theta   #theta
+R
T   #theta tmp #theta tmp
JU  M002

// Limite MIN
AN  #hold1    #hold1
JC  M002

L   #in2      #in2
T   #LimMIN  #LimMIN
JU  M003

L   #theta tmp #theta tmp
T   #LimMIN  #LimMIN
JU  M003

M002: NOP  0
L   0.000000e+000
T   #LimMIN  #LimMIN

```

Algoritmo 5.7 Bloque FB14 - Cálculo de θ parte 2

```
M003: NOP 0
      L #theta_tmp #theta_tmp
      L #LimMIN #LimMIN
      <R
      JC M001
      L #theta_tmp #theta_tmp
      T #theta #theta
      JU FIN

M001: NOP 0
      L #LimMIN #LimMIN
      T #theta #theta
      JU FIN

HOLD: NOP 0
      L #theta #theta
      T #theta #theta

FIN: NOP 0
     BE
```

Algoritmo 5.8 Bloque de datos DB100 - Datos del controlador MRAC

DB100

Bloque: DB100				
Dirección	Nombre	Tipo	Valor inicial	Comentario
0.0		STRUCT		
+0.0	RunStopDrvBombal	BOOL	FALSE	Arranque - Paro Drive Bomba 1 (VF1)
+0.1	ValIntercoTanques_EV4	BOOL	FALSE	Electroválvula de Interconexión entre Tanque (EV4)
+0.2	ValAlimTanqCer_EA1_01	BOOL	FALSE	Electroválvula de Alimentación al Tanque Cerrado (EA1-01)
+0.3	ValAlimTanqAbi_EC1_01	BOOL	FALSE	Electroválvula de Alimentación al Tanque Abierto (EC1-01)
+0.4	ValDrenajeTanqAbi_EV1	BOOL	FALSE	Electroválvula de Drenaje del Tanque Abierto (EV1)
+0.5	ValDrenajeTanqCer_EV3	BOOL	FALSE	Electroválvula de Drenaje del Tanque Cerrado (EV3)
+0.6	ValDrnjManTanCerPosC_VM6	BOOL	FALSE	Válvula Manual Tanque Cerrado - Pos Cerrado (VM6)
+0.7	MRAC_ManAuto	BOOL	FALSE	MRAC Modo Manual / Automático
+2.0	SPVelDrvBombal	REAL	5.000000e+001	Consigna de Velocidad Drive Bomba 1 (VF1) (%)
+6.0	SPValCtrlFlujo_FCV103	REAL	2.000000e+001	Consigna de Apertura de la Válvula de Control de Flujo (FCV103) (%)
+10.0	Caudal_FT105	REAL	0.000000e+000	Caudal FT105 (l/min)
+14.0	NivelTanqueCerrado_LT98	REAL	0.000000e+000	Nivel del Tanque Cerrado (LT98) (m)
+18.0	NivelTanqueAbierto_LT96	REAL	0.000000e+000	Nivel del Tanque Abierto (LT96) (m)
+22.0	SP_NivelTanque	REAL	0.000000e+000	Consigna de Nivel del Tanque
+26.0	Reserva_1	REAL	0.000000e+000	
+30.0	Reserva_2	REAL	0.000000e+000	
+34.0	Reserva_3	REAL	0.000000e+000	
+38.0	Reserva_4	REAL	0.000000e+000	
+42.0	reserva_5	REAL	0.000000e+000	
+46.0	reserva_6	WORD	W#16#0	
+48.0	reserva_7	INT	0	
+50.0	PID_ManAuto	BOOL	FALSE	PID - Manual / Automático
+52.0	PID_P	REAL	0.000000e+000	PID - Constante Proporcional (Ganancia)
+56.0	PID_I	TIME	T#0MS	PID - Constante Integral (ms)
+60.0	PID_D	TIME	T#0MS	PID - Constante Derivativa (ms)
+64.0	PID_OutMan	REAL	0.000000e+000	PID - Salida del controlador en Manual
+68.0	IPID_I	INT	0	PID - Constante Integral en Int (ms)
+70.0	IPID_D	INT	0	PID - Constante Derivativa en Int (ms)
+72.0	Reserva_10	REAL	0.000000e+000	
+76.0	theta1_k_1	REAL	0.000000e+000	
+80.0	theta2_k_1	REAL	0.000000e+000	
+84.0	Reserva_13	REAL	0.000000e+000	
+88.0	Reserva_14	REAL	0.000000e+000	
+92.0	Reserva_15	INT	0	
+94.0	Reserva_16	INT	0	
+96.0	Reserva_17	INT	0	
+98.0	Reserva_18	INT	0	
+100.0	a_mr	REAL	4.346667e-003	Gm_r - coeficiente a
+104.0	b_mr	REAL	6.537547e-006	Gm_r - coeficiente b
+108.0	q_mr	REAL	6.537547e-006	Gm_r - coeficiente q
+112.0	h	REAL	1.000000e-002	Coefficiente h
+116.0	Zn_mr	REAL	0.000000e+000	Gm_r - coeficiente Zn
+120.0	Yn_mr	REAL	0.000000e+000	Salida Modelo de referencia (Yn)
+124.0	error	REAL	0.000000e+000	e=Yproceso - Ymodelo
+128.0	Yp	REAL	0.000000e+000	Salida del proceso (Yp)
+132.0	gamma	REAL	5.000000e+000	
+136.0	theta1	REAL	0.000000e+000	
+140.0	theta2	REAL	0.000000e+000	
+144.0	u	REAL	0.000000e+000	
+148.0	MRAC_OutMan	REAL	0.000000e+000	Setpoint salida del Controlador MRAC en Modo Manual
=152.0		END_STRUCT		

BIBLIOGRAFIA

- Åström, K. J., Wittenmark, B., 2013. Adaptive control. Courier Corporation.
- Buitrago, D. G., Mejía, A. E., Suárez, E. G., 2005. Control adaptativo un paso adelante, por modelo de referencia y planos deslizantes. *Scientia et Technica* 2 (28).
- Chapra, S. C. C., Hano, R. P. R., del Carmen, M., 2003. Métodos numéricos para ingenieros. No. TA335. Ch37 2003.
- Egardt, B., 1979. Stability of adaptive controllers. *Lecture notes in control and information sciences*.
- Esparza, C. H., Núñez, R. A., 2014. Controlador adaptativo pd por modelo de referencia para una mesa vibratoria biaxial basada en el mecanismo bielamanivela. *Información tecnológica* 25 (2), 189–202.
- García, L. E., 2009. *Sistemas de Control Avanzado*, 1st Edition. Politécnico Colombiano Jaime Isaza Cadavid.
- García Jaimes, L. E., Arroyave Giraldo, M., 2012. Controladores avanzados en plc. *Revista politécnica* (14), 57–66.
- Giraldo, D. A. M., Bolaños, R. A., Correa, C. A., 2007. Técnicas de control adaptativas aplicadas a sistemas multivariables (mimo). *Scientia et Technica* 1 (35).
- Goodwin, G., Sin, K., 1984. *Adaptive filtering prediction and control*.
- Goodwin, G. C., Ramadge, P. J., Caines, P. E., 1981. Discrete time stochastic adaptive control. *SIAM Journal on Control and Optimization* 19 (6), 829–853.
- Guerrero, V., Yuste, R. L., Martínez, M. N., 2009. *Comunicaciones industriales*. Marcombo.
- Hang, C.-C., Parks, P. C., 1973. Comparative studies of model reference adaptive control systems. *Automatic Control, IEEE Transactions on* 18 (5), 419–428.

- Ioannou, P., 2000. Chapter 54. model reference adaptive control. The Control Handbook, 847–858.
- Ioannou, P., Datta, A., 1991. Robust adaptive control: Design, analysis and robustness bounds. In: Foundations of adaptive control. Springer, pp. 71–152.
- Ioannou, P., Datta, A., et al., 1991. Robust adaptive control: a unified approach. Proceedings of the IEEE 79 (12), 1736–1768.
- Ioannou, P., Kokotovic, P., 1983. Adaptive systems with reduced models,. volume 47 of Lecture Notes in Control and Information Sciences.
- Ioannou, P., Sun, J., 1988. Theory and design of robust direct and indirect adaptive-control schemes. International Journal of Control 47 (3), 775–813.
- Ioannou, P. A., Kokotovic, P. V., 1984. Instability analysis and improvement of robustness of adaptive control. Automatica 20 (5), 583–594.
- Isermann, R., 1982. Parameter adaptive control algorithms – a tutorial. Automatica 18 (5), 513–528.
- Isermann, R., Lachmann, K.-H., 1985. Parameter-adaptive control with configuration aids and supervision functions. Automatica 21 (6), 625–638.
- Javier, P. R., Pelayo, P. S. R., Francisco, M. A., 2006. Implementación de un controlador adaptativo para un sistema de primer orden con ganancia y polo variantes, basado en dsp. RIEE&C, 17.
- Kanellakopoulos, I., 1992. Adaptive control of nonlinear systems. Ph.D. thesis, University of Illinois at Urbana-Champaign.
- Kanellakopoulos, I., Kokotovic, P. V., Morse, S., et al., 1991. Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems. Automatic Control, IEEE Transactions on 36 (11), 1241–1253.
- Krstic, M., Kokotovic, P. V., Kanellakopoulos, I., 1995. Nonlinear and adaptive control design. John Wiley & Sons, Inc.
- Kuo, B. C., 1996. Sistemas de control automático. Pearson Educación.
- Landau, I., 1974. A survey of model reference adaptive techniques – theory and applications. Automatica 10 (4), 353–379.
- López, H., 1989. Análisis e implementación de un sistema de control adaptativo en tiempo real basado en microcomputador. ETSII de Gijón, Tesis doctoral.

- Martínez-Bueno, A., 2011. Identificación experimental de sistemas. Universidad de Alicante.
- Morse, A., 1979. Global stability of parameter-adaptive control systems. In: 1979 18th IEEE Conference on Decision and Control including the Symposium on Adaptive Processes. No. 18. pp. 1041–1045.
- O’Dwyer, A., 2009. Handbook of PI and PID controller tuning rules. Vol. 57. World Scientific.
- Osburn, P., 1961. New developments in the design of model reference adaptive control systems. Institute of the Aerospace Sciences.
- Padilla, P. A., Mumañ, F. C., 2008. Métodos de identificación dinámica.
- Parks, P. C., 1966. Liapunov redesign of model reference adaptive control systems. Automatic Control, IEEE Transactions on 11 (3), 362–367.
- Picón, M. C., Francisco, L., 2007. Control adaptativo por modelo de referencia de un sistema de levitación magnética. REVISTA INGENIERÍA UC 14 (2), 7–13.
- Ramírez, J. P., Salguero, J. M. C., Soto, B. A. G., 2005. Control adaptativo implantado en un micro-plc. Impulso, 48.
- Rodríguez, D., Bordons, C., 2005. Apuntes de ingeniería de control, análisis y control de sistemas en espacio de estado, identificación de sistemas control adaptativo, control predictivo. Dpto. de Ingeniería de Sistemas y Automática. UPV.
- Rohrs, C. E., Valavani, L., Athans, M., Stein, G., 1982. Robustness of adaptive control algorithms in the presence of unmodeled dynamics. In: Decision and Control, 1982 21st IEEE Conference on. IEEE, pp. 3–11.
- Ruíz, V. M. A., 2011. Identificación de procesos sobreamortiguados utilizando técnicas de lazo abierto. Journal of Tropical Engineering 11 (1-2).
- SIEMENS, 2013. Simatic hmi wincc: Comunicación manual de sistema.
- Slotine, J.-J. E., Li, W., et al., 1991. Applied nonlinear control. Vol. 199. Prentice-hall Englewood Cliffs, NJ.
- Solórzano, R. M., 2007. Ie-0502 proyecto eléctrico.
- Taylor, L., Adkins, E. J., 1965. Adaptive control and the x-15. In: Princeton University Conference on Aircraft Flying Qualities, Princeton, NJ.

- Vargas-Martínez, A., Garza-Castañón, L., 2011. Combining artificial intelligence and advanced techniques in fault-tolerant control. *Journal of applied research and technology* 9 (2), 202–226.
- Whitaker, H. P., Yamron, J., Kezer, A., 1958. Design of model-reference adaptive control systems for aircraft. Massachusetts Institute of Technology, Instrumentation Laboratory.