

Autosintonía de Controladores Basados en la Identificación de la Respuesta en Frecuencia del Proceso

Self-tuning Control Based on the Identification of the Frequency Response of the Process

Bruno Vargas Tamani¹

Facultad de Ingeniería Electrónica y Eléctrica, Universidad Nacional Mayor de San Marcos, Lima, Perú

Resumen— Se desarrolla el análisis para lograr autosintonizar un controlador proporcional integral derivativo (PID), basándose en la prueba del proceso a ser controlado de respuesta en frecuencia en una determinada frecuencia de prueba. Esta manera de autosintonizar PID's, es comparada con el método de autosintonía basado en la clásica prueba de relé realimentado. El método permite modificar el diagrama de Nyquist original del lazo partiendo de la información identificada, tratándose de obtener incluyendo el controlador PID en el lazo, adecuados márgenes de fase y de ganancia. Las diferentes opciones en las elecciones de estos márgenes deseados en la autosintonía del PID, han sido probadas mediante la simulación de lazo cerrado del desempeño del sistema considerando los PID autosintonizados.

Abstract— Analysis is developed to achieve autotune derivative integral proportional controller (PID) based on the evidence of the process to be controlled frequency response in a given test frequency. This way of autotune PID, is compared with self-tuning method based on the classical relay feedback test. The method used to modify the original Nyquist diagram of loop based on the information identified, including trying to get in the loop PID controller suitable phase margins and gain. The different options in the choices of these margins of desired self-tuning PID, have been tested by simulating the closed loop system performance considering the PID autotuner.

Palabras clave— Sintonía, controlador, PID, respuesta en frecuencia, diagrama de Nyquist.

Key words— Tuning, controller, PID, frequency response, Nyquist diagram.

I. INTRODUCCIÓN

Para el control de procesos industriales se requiere tener a disposición técnicas que permitan facilitar la elección e implementación de los controladores realimentados. Por su naturaleza, la metodología para el diseño de controladores requiere realizar pruebas a la planta por lapsos de tiempos que no se disponen fácilmente en el sector industrial, se necesitan cada vez más, contar con herramientas que nos permitan abreviar el tiempo para implementar nuestros controladores, más aún si se pueden disponer de instrumentos que incorporen de forma automática esas funciones. Los controladores autosintonizados son los llamados a cumplir esa función. Estos controladores, automáticamente, mediante una prueba o ensayo con la planta, permiten identificar las características relevantes de ella para la posterior sintonía o ajuste de los parámetros del controlador, que inmediatamente después debe permitir controlar al proceso en lazo cerrado. La estructura de control más difundida en el sector industrial son los del tipo proporcional integral derivativo (PID) [1]. Cerca del 90% de todos los controladores de lazo cerrado usados en la industria son del tipo PID [2]. La implementación de un controlador PID requiere definir tres parámetros: la ganancia proporcional (K_P), el tiempo integral (T_I) y el tiempo derivativo (T_D). Se denomina sintonía de un PID a la metodología empleada para encontrar esos tres parámetros. Esa sintonía se puede realizar de forma manual u "off-line" o de forma automática u "on-line". Los controladores autosintonizados que se proponen permiten sintonizarse automáticamente.

¹ Bruno Vargas Tamani, Email: bvargast@unmsm.edu.pe

II. AUTOSINTONÍA DE CONTROLADORES PID A PARTIR DE LA PRUEBA DE RELE REALIMENTADO

A. Estructura de un controlador proporcional integral derivativo (PID)

Sea una planta a ser controlada representada por su función de transferencia $G(s)$, para la cual la señal de entrada es $u(t)$ y la señal de salida $y(t)$. Para un sistema de lazo cerrado de control de esa planta con realimentación unitaria, la Figura 1 muestra el diagrama de bloques de ese sistema. El controlador está representado por su función de transferencia $G_C(s)$.

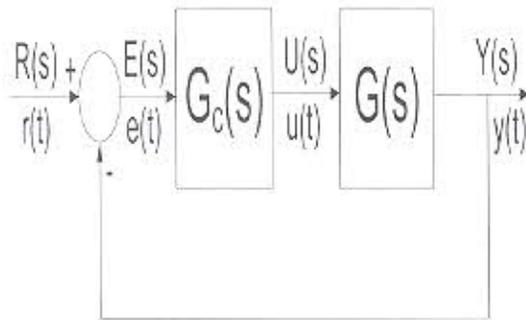


Fig. 1. Diagrama de bloques del sistema de lazo cerrado a implementarse.

Para ese sistema la ecuación temporal de la salida de señal de control $u(t)$ del controlador en función de la señal de error $e(t)$ que corresponde a un controlador proporcional integral derivativo (PID) es la siguiente:

$$u(t) = K_p \left\{ e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(t') dt' + T_D \frac{de(t)}{dt} \right\} \quad (1)$$

De (1) se aprecia con facilidad las componentes proporcional, integral y derivativa de la ley de control PID.

La estructura paralela del PID obtenida de (1) corresponde a la función de transferencia:

$$G_C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (2)$$

Se observa de (2) que la implementación del controlador PID independiza los términos proporcional, integral y derivativo.

B. Prueba de relé realimentado

Un grupo de investigadores liderados por Haggglund y Astrom [3], propusieron un método de sintonía práctico que puede automatizarse, para obtener un

controlador PID con estructura paralela dada por (2). Este método mejora el propuesto por Ziegler y Nichols [4] que permite sintonizar un PID a partir de la búsqueda de una oscilación permanente a la frecuencia crítica ω_u o periodo de oscilación crítico T_u en la salida de la planta mediante el ajuste de la ganancia hasta llegar a la ganancia crítica K_u de un controlador proporcional en el control de lazo cerrado de la planta.

La modificación de esa prueba [3], requiere reemplazar al controlador $G_C(s)$ de la Figura 1, por un elemento no lineal de característica tipo relé, como muestra la Figura 2.

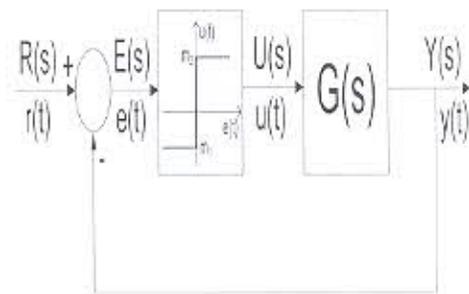


Fig. 2. Diagrama de bloques de la implementación de la prueba relé realimentado.

Este procedimiento permite obtener oscilaciones permanentes a la frecuencia cercana a la crítica, mediante una sola prueba que se puede automatizar (o autosintonizar). La característica no lineal del relé está determinada por el valor de m_1 o de saturación menor y el valor de m_2 o de saturación mayor.

Si el resultado de esa prueba resulta en una oscilación permanente de salida del sistema y una oscilación a la salida del controlador, como las mostradas en la Figura 3, se procede a medir los siguientes parámetros indicados en esa figura:

- T_u : periodo de oscilación crítica
- d : amplitud pico a pico de salida
- α : amplitud pico a pico de la señal de control

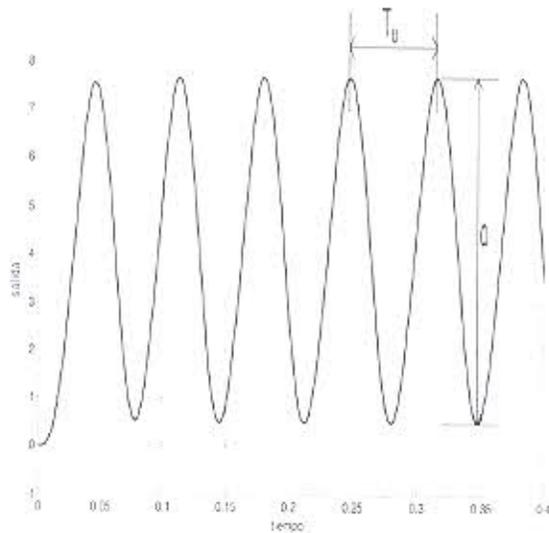
La ganancia crítica del sistema K_u se obtiene de acuerdo a [3]:

$$K_u = \frac{4d}{\pi\alpha} \quad (3)$$

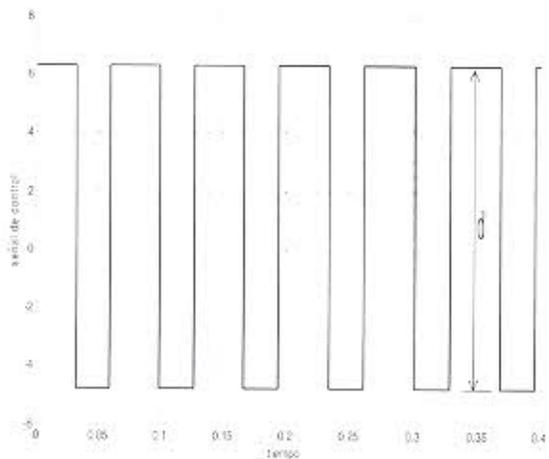
C. Autosintonía de controladores PID mediante la prueba de relé realimentado

A partir de los parámetros anteriores medidos y obtenidos a través de la prueba de relé realimentado,

podemos sintonizar (manualmente) o autosintonizar (automáticamente) un controlador proporcional integral y derivativo (PID), obteniendo los parámetros de ganancia proporcional (K_p), el tiempo integral (T_i) y el tiempo derivativo (T_d), utilizándose la Tabla I, que propusieron Ziegler y Nichols originalmente para sintonizar un controlador PID mediante la búsqueda de la oscilación crítica en lazo cerrado variando la ganancia de un controlador proporcional [4].



(a)



(b)

Fig. 3. Respuestas típicas de la prueba de relé realimentado. a) Respuesta de salida de la planta. b) Respuesta de la señal de control.

TABLA I
PARÁMETROS PROPUESTOS POR ZIEGLER Y NICHOLS PARA SINTONIZAR UN CONTROLADOR PID A PARTIR DE LA OBTENCIÓN DE LA OSCILACIÓN CRÍTICA VARIANDO LA GANANCIA DE UN CONTROLADOR PROPORCIONAL

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_u$	-----	-----
PI	$0.4K_u$	$0.8T_u$	-----
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.12T_u$

III. AUTOSINTONÍA DE CONTROLADORES PID A PARTIR DE LA IDENTIFICACIÓN DE UN PUNTO DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL PROCESO

A. Identificación de un punto de la respuesta en frecuencia del proceso

Este método considera inicialmente un control proporcional con ganancia unitaria de la planta y mediante una prueba de respuesta en frecuencia de la planta a una frecuencia ω , determina un punto del diagrama de Nyquist [3] de este lazo inicial. Esto equivale a realizar una prueba de excitación senoidal a frecuencia ω en lazo abierto de la planta para identificar el punto mencionado del diagrama de Nyquist.

B. Punto del diagrama de Nyquist objetivo para un determinado margen de fase y margen de ganancia

Realizada la prueba anterior, entonces uno de los puntos a la frecuencia ω ha sido identificado. Este punto conocido corresponde al diagrama de Nyquist de lazo cerrado utilizando control proporcional de ganancia unitaria. Significa que para la función de transferencia de la planta $G(s)$, se parte del conocimiento del módulo r_p y la fase θ_p , cuando $s=j\omega$:

$$G(j\omega) = r_p e^{j\theta_p} \tag{4}$$

Para establecer una dinámica adecuada en lazo cerrado, se tratará de obtener un margen de fase ϕ_c y un margen de ganancia A_m adecuados. Esto equivale a elegir un punto deseado del nuevo diagrama de Nyquist de lazo cerrado utilizando el nuevo controlador a proponer. Se requiere que en la frecuencia ω se logre tener una respuesta en frecuencia objetivo del lazo dado por :

$$G_L(j\omega) = r_l e^{j\theta_l} \tag{5}$$

que asegure los márgenes establecidos.

La Figura 4 muestra el diagrama de Nyquist de la planta controlada proporcionalmente con ganancia unidad, allí se ha seleccionado el punto de dicho diagrama identificado a la frecuencia ω y además el punto deseado del diagrama de Nyquist que se desea obtener agregando en el lazo el controlador a proponer.

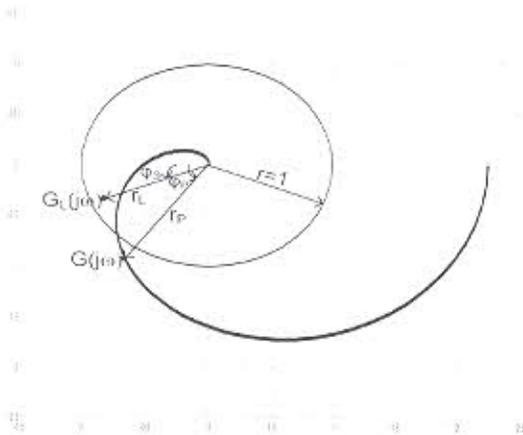


Fig. 4. Diagrama de Nyquist del sistema, considerando control proporcional unitario. Se indica el punto identificado y el punto deseado por el que debe pasar el nuevo diagrama de Nyquist

De acuerdo a la Figura 1, para asegurar (5) la respuesta en la frecuencia ω del controlador $G_C(s)$ dado por:

$$G_C(j\omega) = r_C e^{j\theta_C} \quad (6)$$

debe asegurar que:

$$G_L(j\omega) = G_C(j\omega)G(j\omega)$$

$$r_L e^{j\theta_L} = r_C e^{j\theta_C} r e^{j\theta_P} = r_C r e^{j(\theta_C + \theta_P)} \quad (7)$$

a partir de (7) se deduce que:

$$r_C = \frac{r_L}{r} \quad (8)$$

$$\theta_C = \theta_L - \theta_P \quad (9)$$

Para un margen de fase φ_s deseado se debe tener:

$$\theta_L = -\pi + \varphi_s \quad (10)$$

y para un margen de fase φ_p con control proporcional de ganancia unitaria se tendrá:

$$\theta_P = -\pi + \varphi_P \quad (11)$$

Entonces, con (10) y (11) en (9) se obtiene:

$$\theta_C = \varphi_s - \varphi_P \quad (12)$$

Para un margen de ganancia A_m deseado, de acuerdo a (5), se debe cumplir:

$$r_L = \frac{1}{A_m} \quad (13)$$

con (13) en (8) se obtiene:

$$r_C = \frac{1}{A_m r} \quad (14)$$

Hagglund y Astrom [3] proponen valores adecuados de margen de fase φ_s y de margen de ganancia A_m , que corresponden a $\varphi_s=0.44$ (que equivale a un margen de fase de 25°) y $A_m=1.5152$ (que equivale a un margen de ganancia de 3.5dB.). Si deseamos que la frecuencia ω sea la frecuencia de cruce de fase, se tiene $\varphi_s=0$ y $r_C=1/A_m$. Por otra parte, si deseamos que la frecuencia ω sea la frecuencia de cruce de ganancia, se cumple (10) y $r_C=1$.

Para una aproximación de la frecuencia ω como frecuencia de cruce de fase y frecuencia de cruce de ganancia, cuando se desea obtener los márgenes de fase y de ganancias, por ejemplo, las propuestas en [3], $\varphi_s=0.44$ y $A_m=1.5152$, entonces debemos analizar el aporte en ganancia y fase del controlador PID representado por (2). De acuerdo a (2), haciendo $s=j\omega$ obtenemos el aporte de respuesta en frecuencia del controlador PID:

$$G_C(j\omega) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i j\omega} + T_D j\omega \right)$$

$$G_C(j\omega) = K_p \left(1 + j \left(\omega T_D - \frac{1}{\omega T_i} \right) \right) \quad (15)$$

Igualando (15) con (6) y teniendo en cuenta (12) y (14):

$$K_p \left(1 + j \left(\omega T_D - \frac{1}{\omega T_i} \right) \right) = r_C e^{j\theta_C} \quad (16)$$

de (16) se deduce que:

$$K_p = r_c \cos \theta_c \quad (17)$$

Además:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg}^{-1} \left(\omega T_D - \frac{1}{\omega T_I} \right) &= \theta_c \\ \omega T_D - \frac{1}{\omega T_I} &= \operatorname{tg} \theta_c \end{aligned} \quad (18)$$

Se puede establecer una relación constante entre T_I y T_D como se muestra:

$$T_D = \alpha T_I \quad (19)$$

Hagglund y Astrom [6] proponen hacer α igual a 0.25.

Reemplazando (19) en (18) se obtiene:

$$\omega \alpha T_I - \frac{1}{\omega T_I} = \operatorname{tg} \theta_c$$

$$\alpha \omega^2 T_I^2 - 1 = \omega \operatorname{tg} \theta_c T_I$$

$$T_I^2 - \frac{\operatorname{tg} \theta_c}{\alpha \omega} T_I - \frac{1}{\alpha \omega^2} = 0 \quad (20)$$

Resolviendo (20) y tomando la solución positiva se obtiene:

$$T_I = \frac{1}{2\alpha\omega} \left\{ \operatorname{tg} \theta_c + \sqrt{4\alpha + \operatorname{tg}^2 \theta_c} \right\} \quad (21)$$

IV. AUTOSINTONÍA DE CONTROLADORES PID ANALIZADOS PARA UNA PLANTA DE PRUEBA

A. Autosintonía de un controlador PID mediante la prueba de relé realimentado para la planta de prueba

El diseño del controlador considera una planta continua con función de transferencia:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1.8384 \times 10^8}{(s+131)^2 (s+69)^2} \quad (22)$$

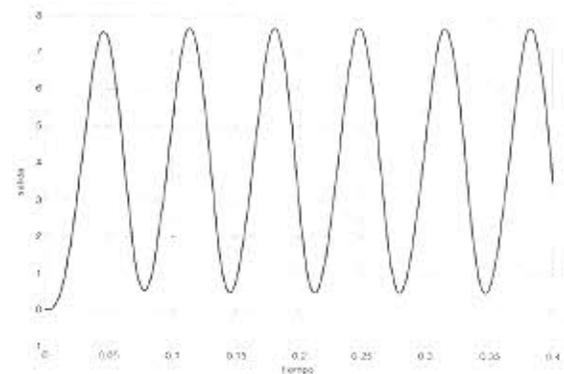
De acuerdo al diagrama de bloques de la Figura 2, realizada la prueba de relé realimentado, considerando en la característica no lineal del relé $m_1 = -4.8$ como saturación menor y $m_2 = 6.3$ como saturación mayor, se obtuvieron las siguientes respuestas en la salida del sistema y en la señal de control, como muestra la Figura 5.

Se obtuvieron los parámetros $d=11.1$, $\alpha=7.1914$ y $T_0=0.0674$ sg. Aplicando la ecuación (3) obtenemos $K_v=1.9653$. Se aplican ahora las recomendaciones de la Tabla 1 y se obtienen los siguientes parámetros del controlador PID:

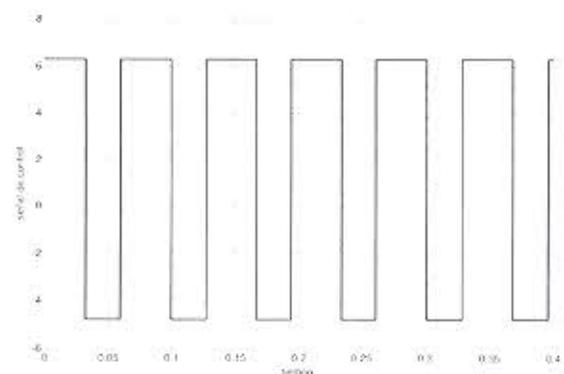
$$K_p = 1.1792$$

$$T_I = 0.0337 \text{ sg}$$

$$T_D = 0.0081 \text{ sg}$$



(a)



(b)

Fig. 5. Respuestas medidas de la prueba de relé realimentado a la planta de prueba. a) Respuesta de salida de la planta. b) Respuesta de la señal de control.

La implementación del controlador representado por (2), requiere hacer realizable ese controlador, para el cual la componente derivativa se implementa considerando un polo adicional con constante de

tiempo T_d , con lo cual la ecuación ideal (2) se puede realizar y tendrá ahora la siguiente representación:

$$G_C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{T_d s + 1} \right) \quad (23)$$

Para la sintonía realizada utilizando la siguiente consideración:

$$T_d = 0.1 T_D \quad (24)$$

Se obtiene la siguiente función de transferencia para el controlador PID:

$$G_C(s) = 12.9707 \frac{(s^2 + 115.1s + 3335)}{s(s + 1236)} \quad (25)$$

B. Autosintonía de un controlador PID mediante la identificación de un punto de la respuesta en frecuencia del proceso para la planta de prueba

Realizamos la identificación de un punto de la respuesta en frecuencia de la planta a la frecuencia de prueba $\omega = 60 \text{ rad/s}$. Se obtiene de acuerdo a (4):

$$G(j\omega) = r_p e^{j\theta_p} = 1.0591 e^{-j131.236^\circ} \quad (26)$$

B.1. Caso para un margen de fase deseado

Si deseamos que la frecuencia ω sea la frecuencia de cruce de ganancia, entonces elegimos $r_c=1$, y elegimos un valor adecuado de margen de fase como $\phi_s=0.44$ (que equivale a un margen de fase de 25°) [3]. En ese caso el resultado de la autosintonía aplicando las relaciones (17), (21) y (19), da el siguiente PID realizable:

$$G_C(s) = 9.5209 \frac{(s^2 + 170.7s + 7630)}{s(s + 1832)} \quad (27)$$

Si elegimos como margen de fase deseado al ángulo $\phi_s=0.8727$ (que equivale a un margen de fase de 50°), se obtiene mediante autosintonía el siguiente PID realizable:

$$G_C(s) = 10.384 \frac{(s^2 + 109.4s + 3135)}{s(s + 1174)} \quad (28)$$

B.2. Caso para un margen de ganancia deseado

Si deseamos que la frecuencia ω sea la frecuencia de cruce de fase, entonces elegimos $\phi_s=0$, y elegimos un valor adecuado de A_m para obtener un margen de ganancia adecuado como $A_m=1.5152$ (que equivale a un margen de ganancia de 3.5dB.) [3]. En ese caso el resultado de la autosintonía aplicando las relaciones (17), (21) y (19), da el siguiente PID realizable:

$$G_C(s) = 4.5182 \frac{(s^2 + 297.2s + 2.312 \times 10^4)}{s(s + 3190)} \quad (29)$$

Si elegimos ahora $A_m=2.5119$ (que equivale a un margen de ganancia de 8dB.), se obtiene mediante la autosintonía el siguiente PID realizable:

$$G_C(s) = 2.7254 \frac{(s^2 + 297.2s + 2.312 \times 10^4)}{s(s + 3190)} \quad (30)$$

B.3. Caso para un margen de fase y margen de ganancia deseados

Si deseamos que la frecuencia ω sea cercana a la frecuencia de cruce de fase y a la frecuencia de cruce de ganancia; entonces elegimos valores adecuados de ϕ_s y de A_m . Como se mencionó, Hagglund y Astrom [3] proponen valores adecuados de margen de fase ϕ_s y de margen de ganancia A_m , que corresponden a $\phi_s=0.44$ (que equivale a un margen de fase de 25°) y $A_m=1.5152$ (que equivale a un margen de ganancia de 3.5 dB). En ese caso el resultado de la autosintonía aplicando las relaciones (17), (21) y (19), da el siguiente PID realizable:

$$G_C(s) = 6.2836 \frac{(s^2 + 170.7s + 7630)}{s(s + 1832)} \quad (31)$$

Si mantenemos un margen de fase deseado como $\phi_s=0.44$ y elegimos ahora $A_m=2.5119$ (que equivale a un margen de ganancia de 8dB), se obtiene mediante la autosintonía el siguiente PID realizable:

$$G_C(s) = 3.7903 \frac{(s^2 + 170.7s + 7630)}{s(s + 1832)} \quad (32)$$

Si deseamos un margen de fase como $\phi_s=0.8727$ (que equivale a un margen de fase de 50°) y elegimos $A_m=1.5152$ (que equivale a un margen de ganancia de 3.5 dB), se obtiene mediante la autosintonía el siguiente PID realizable:

$$G_c(s) = 6.8532 \frac{(s^2 + 109.4s + 3135)}{s(s + 1174)} \quad (33)$$

Si mantenemos un margen de fase deseado en $\phi_s = 0.8727$ y elegimos ahora $A_m = 2.5119$ (que equivale a un margen de ganancia de 8 dB), se obtiene mediante la autosintonía el siguiente PID realizable:

$$G_c(s) = 4.1339 \frac{(s^2 + 109.4s + 3135)}{s(s + 1174)} \quad (34)$$

V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

A. Prueba del desempeño del sistema de lazo cerrado controlado mediante PID obtenido por autosintonía mediante prueba relé y mediante PID obtenido por autosintonía mediante prueba de identificación de un punto de respuesta en frecuencia para margen de fase deseado

Se implementa el sistema de lazo cerrado utilizando el controlador PID obtenido mediante la prueba de relé realimentado representado por (25) y también se implementa el sistema de lazo cerrado utilizando el controlador PID obtenido mediante la prueba de identificación de un punto de la respuesta en frecuencia de la planta para un margen de fase elegido y que es representado por (27). La Figura 6 muestra ambas respuestas de lazo cerrado para una entrada de lazo cerrado del tipo escalón.

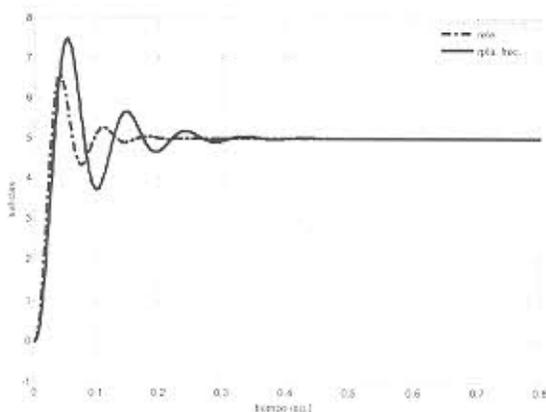


Fig. 6. Respuestas de lazo cerrado controladas mediante PID obtenido por prueba relé (25) y mediante PID obtenido por prueba de identificación de respuesta en frecuencia (27).

La respuesta del sistema de lazo cerrado para una entrada de lazo cerrado del tipo escalón, utilizando el controlador PID obtenido mediante la prueba de relé y la respuesta obtenida utilizando el controlador PID por identificación de un punto de la respuesta en

frecuencia de la planta para el otro margen de fase representado por (28), se muestra en la Figura 7.

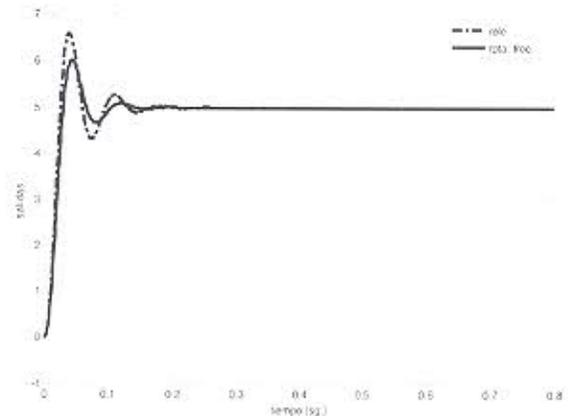


Fig. 7. Respuestas de lazo cerrado controladas mediante PID obtenido por prueba relé (25) y mediante PID obtenido por prueba de identificación de respuesta en frecuencia (28).

B. Prueba del desempeño del sistema de lazo cerrado controlado mediante PID obtenido por autosintonía mediante prueba relé y mediante PID obtenido por autosintonía mediante prueba de identificación de un punto de respuesta en frecuencia para margen de ganancia deseado

Se implementa el sistema de lazo cerrado utilizando el controlador PID obtenido mediante la prueba de relé realimentado representado por (25) y también se implementa el sistema de lazo cerrado utilizando el controlador PID obtenido mediante la prueba de identificación de un punto de la respuesta en frecuencia de la planta para un margen de ganancia elegido y que es representado por (29). La Figura 8 muestra ambas respuestas de lazo cerrado para una entrada de lazo cerrado del tipo escalón.

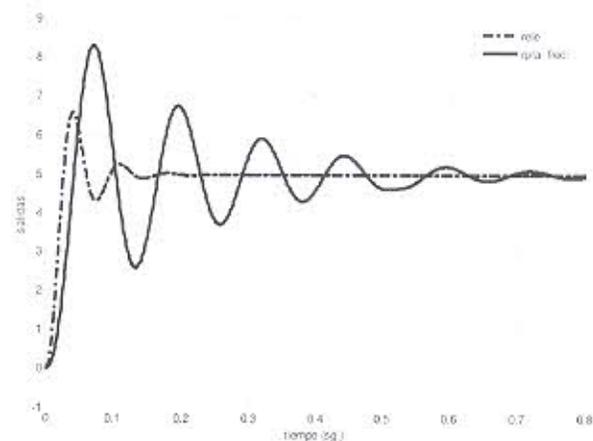


Fig. 8. Respuestas de lazo cerrado controladas mediante PID obtenido por prueba relé (25) y mediante PID obtenido por prueba de identificación de respuesta en frecuencia (29).

La respuesta del sistema de lazo cerrado para una entrada de lazo cerrado del tipo escalón, utilizando el controlador PID obtenido mediante la prueba de relé y la respuesta obtenida utilizando el controlador PID por identificación de un punto de la respuesta en frecuencia de la planta para el otro margen de ganancia representado por (30), se muestra en la Figura 9.

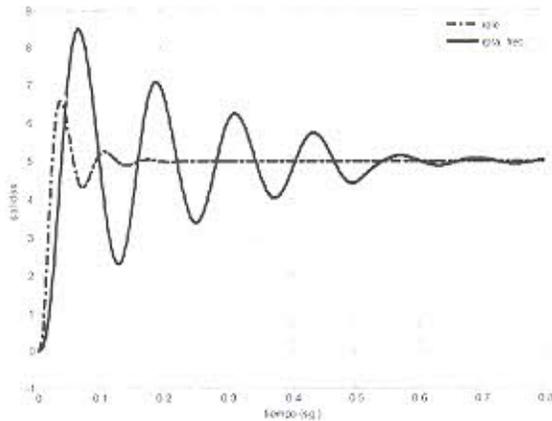


Fig. 9. Respuestas de lazo cerrado controladas mediante PID obtenido por prueba relé (25) y mediante PID obtenido por prueba de identificación de respuesta en frecuencia (30).

C. Prueba del desempeño del sistema de lazo cerrado controlado mediante PID obtenido por autosintonía mediante prueba relé y mediante PID obtenido por autosintonía mediante prueba de identificación de un punto de respuesta en frecuencia para márgenes de fase y de ganancia deseados

Se implementa el sistema de lazo cerrado utilizando el controlador PID obtenido mediante la prueba de relé realimentado representado por (25) y también se implementa el sistema de lazo cerrado utilizando el controlador PID obtenido mediante la prueba de identificación de un punto de la respuesta en frecuencia de la planta para un margen de fase y para un margen de ganancia elegidos y que es representado por (31). La Figura 10 muestra ambas respuestas de lazo cerrado para una entrada de lazo cerrado del tipo escalón.

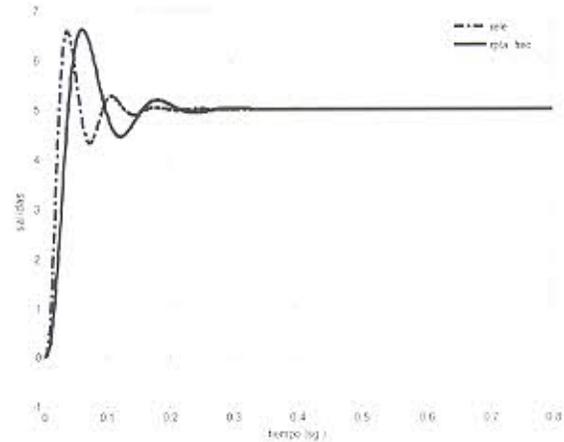


Fig. 10. Respuestas de lazo cerrado controladas mediante PID obtenido por prueba relé (25) y mediante PID obtenido por prueba de identificación de respuesta en frecuencia (31).

La respuesta del sistema de lazo cerrado para una entrada de lazo cerrado del tipo escalón, utilizando el controlador PID obtenido mediante la prueba de relé y la respuesta obtenida utilizando el controlador PID por identificación de un punto de la respuesta en frecuencia de la planta para el mismo margen de fase anterior y otro margen de ganancia representado por (32), se muestra en la Figura 11.

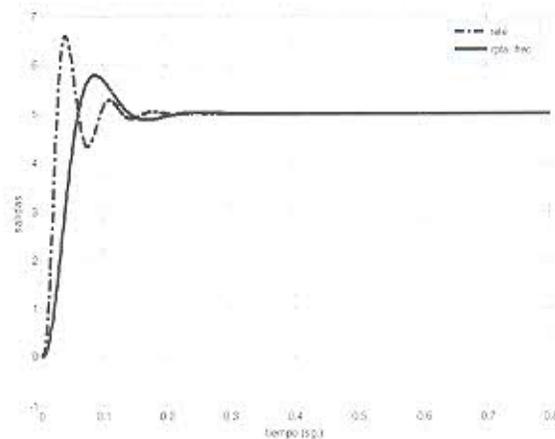


Fig. 11. Respuestas de lazo cerrado controladas mediante PID obtenido por prueba relé (25) y mediante PID obtenido por prueba de identificación de respuesta en frecuencia (32).

La respuesta del sistema de lazo cerrado para una entrada de lazo cerrado del tipo escalón, utilizando el controlador PID obtenido mediante la prueba de relé y la respuesta obtenida utilizando el controlador PID representado por (33), se muestra en la Figura 12.

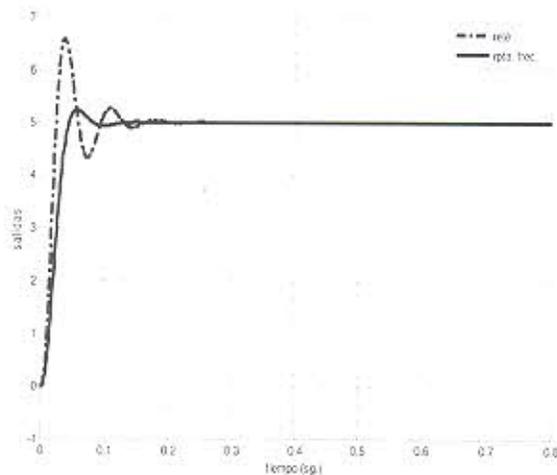


Fig. 12. Respuestas de lazo cerrado controladas mediante PID obtenido por prueba relé (25) y mediante PID obtenido por prueba de identificación de respuesta en frecuencia (33).

La respuesta del sistema de lazo cerrado para una entrada de lazo cerrado del tipo escalón, utilizando el controlador PID obtenido mediante la prueba de relé y la respuesta obtenida utilizando el controlador PID representado por (34), se muestra en la Figura 13.

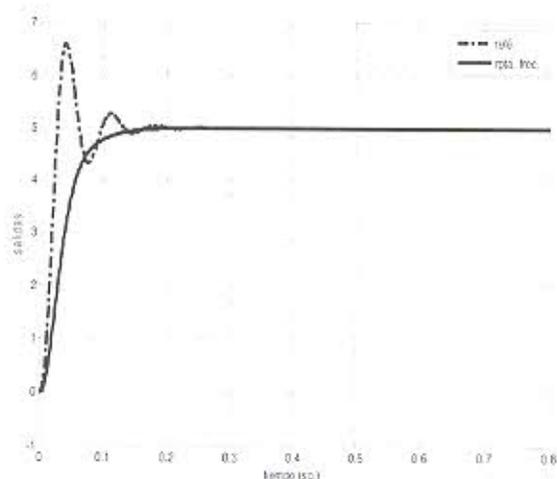


Fig. 13. Respuestas de lazo cerrado controladas mediante PID obtenido por prueba relé (25) y mediante PID obtenido por prueba de identificación de respuesta en frecuencia (34).

VI. ANÁLISIS DE RESULTADOS

La Tabla II resume los parámetros de las respuestas obtenidas de los sistemas de lazo cerrado probados

utilizando los controladores autosintonizados PID, obtenidos mediante la prueba de relé realimentado y los diferentes PID autosintonizados mediante la prueba de identificación de la respuesta en frecuencia de la planta.

Como se puede observar para un buen grupo de PID's autosintonizados por respuesta en frecuencia, el desempeño del PID por prueba de relé presenta menor sobreimpulso y menor tiempo de establecimiento. Sin embargo, con el otro grupo de PID's autosintonizados con la información de respuesta en frecuencia, se logran un desempeño con menor sobreimpulso y menor tiempo de establecimiento que los PID's sintonizados mediante la prueba con relé realimentado.

TABLA II
RESUMEN DE LOS PARÁMETROS DE LAS RESPUESTAS DE LAZO CERRADO OBTENIDAS PARA LOS DIFERENTES CONTROLADORES PID AUTOSINTONIZADOS

Método de autosintonía del controlador PID		Sobreimpulso M_p (%)	Tiempo de establecimiento t_s (msg)
Relé realimentado		31.71	200
Identificación de respuesta en frecuencia			
$\varphi_s=0.44$	$A_m=1$	49.50	350
$\varphi_s=0.8727$	$A_m=1$	20.15	150
$\varphi_s=0$	$A_m=1.5152$	66	1000
$\varphi_s=0$	$A_m=2.5119$	69.91	900
$\varphi_s=0.44$	$A_m=1.5152$	32.49	250
$\varphi_s=0.44$	$A_m=2.5119$	16	200
$\varphi_s=0.8727$	$A_m=1.5152$	4.68	120
$\varphi_s=0.8727$	$A_m=2.5119$	0	150

VII. CONCLUSIONES

El método de autosintonía de controladores PID por el método de identificación de respuesta en frecuencia ofrece un mejor desempeño en la respuesta de lazo cerrado en comparación del tradicional PID obtenido mediante la prueba de relé realimentado, cuando se sintoniza teniendo como objetivos en el diagrama de Nyquist del lazo a un margen de fase de $\varphi_s=50^\circ$ (equivalente a $\varphi_s=0.8727$ rad.) y un margen de ganancia de 3.5 dB (equivalente a $A_m=1.5152$). En este caso se obtienen mucho menores sobreimpulsos que para el tipo relé (el tipo relé genera 31.71% y el de respuesta en frecuencia 4.68%). Además el PID obtenido a partir de la respuesta en frecuencia estabiliza el sistema de lazo cerrado en menor tiempo que el PID de prueba relé (el tipo relé se estabiliza en 200 msg y el de respuesta en frecuencia en 1200 msg).

Se puede mejorar el desempeño del control de lazo cerrado de un proceso si la obtención en forma

automática de la sintonía de un controlador del tipo PID, utiliza la técnica de la identificación de un punto del diagrama de Nyquist a una frecuencia ω adecuada, estableciéndose como parámetros deseados de margen de fase y de margen de ganancia a 50° y 3.5 dB, respectivamente.

La elección de la frecuencia ω más conveniente, requiere de un generador de señales senoidales y de un analizador de la potencia de salida. Cuando la salida presenta una potencia de más del 25% de la entrada, podría utilizarse como frecuencia de prueba para las mediciones y cálculos de la autosintonía.

REFERENCIAS

- [1] Preface 2001, "PID Control", Control Engineering Practice, Vol. 9, pp. 1159-1161.
- [2] Huang J. J., "Automating Tuning of the PID Controller for Servo Based on Relay Feedback", Industrial Electronic Society, Vol. 9, pp. 1445-1450, 2000.
- [3] Hagglund T. and Astrom K., "Automating Tuning of PID Controllers", Instruments Society of America, 1988.
- [4] Wittenmark B. and Astrom K., "Adaptive Control", Addison-Wesley Publishing Company, 1989.