

CONTROLADOR PID AUTOAJUSTABLE

Ings. Ricardo J. Mantz y Eugenio J. Tacconi
Laboratorio de Electrónica Industrial, Control
e Instrumentación. Universidad Nacional de La Plata

RESUMEN

En el presente trabajo se presenta un método para el diseño de controladores PID que permite obtener buen rechazo a perturbaciones con adecuadas características de seguimiento. El método presenta como principales ventajas el de requerir mínima información acerca del proceso a controlar y el de ser fácilmente implementable. Una versión autoajustable del método propuesto es presentada, mostrándose los resultados obtenidos.

INTRODUCCION

Un alto porcentaje de los controladores que actualmente se encuentran en funcionamiento en el ámbito industrial son de estructura PID (acción proporcional, integral y derivativa). Esto es debido fundamentalmente, a que este tipo de controladores puede, en general, ser ajustado con relativa facilidad por personal especializado.

Existen diversos métodos de ajuste que permiten obtener los coeficientes del controlador para conseguir un comportamiento robusto del sistema a lazo cerrado, con adecuado rechazo a perturbaciones. Es debido a esta razón que durante muchos años se han incorporado este tipo de controladores en procesos industriales, creando en el mercado un estado inercial muy difícil de revertir en la actualidad, y que dificulta la incorporación de controladores de diferente estructura.

Es por las razones anteriores que muchos grupos que se encuentran en la vanguardia de las técnicas de control han invertido apreciable esfuerzo en desarrollar o amoldar nuevas estrategias de control a controladores de estructura PID. Estas son, en general, aceptadas en el ambiente industrial. Quizás el ejemplo más notorio es el de los controladores PID 'self tuning', del cual todas las principales compañías tienen una versión (ver, por ejemplo [1]).

Sin embargo, debe tenerse presente que el controlador PID, solo posee 3 ganancias de ajuste y por consiguiente presenta muchas limitaciones en cuanto a su potencialidad como controlador, quedando su comportamiento limitado a la complejidad del proceso a controlar y al de las perturbaciones a rechazar. Así por ejemplo, es común no poder diseñar un controlador PID para que tenga, en forma simultánea, un adecuado rechazo a perturbaciones y un buen comportamiento transitorio a cambios de la señal de referencia.

En el presente trabajo se discute una modificación a la estructura PID clásica para poder cumplir con ambos requisitos, y se propone un método para la sintonía de sus coeficientes.

1. METODOS DE AJUSTE CLASICOS PARA LOS COEFICIENTES DEL CONTROLADOR PID.

Existen varias versiones de controladores PID [2][3], siendo quizás una de las más conocidas aquella en que la acción de control, puede ser expresada como: (fig. 1)

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{d(e(t))}{dt} \right] \quad (1)$$

donde:

$u(t)$ es la acción de control,
 $e(t)$ es la señal de error,
 K_p es la ganancia proporcional,
 T_i es la constante integral, y
 T_d es la constante derivativa.

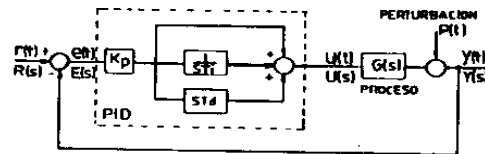


FIGURA 1

Cabe acotar que la ecuación anterior corresponde a una expresión idealizada, que no es físicamente realizable. Si, es posible, sintetizar un controlador que dentro de un rango de frecuencias de operación tenga un comportamiento similar al del sistema ideal descrito por la ecuación (1).

El diseño del controlador se reduce al ajuste de K_p , T_i y T_d que permite cumplir con determinadas especificaciones. Existe un apreciable número de métodos para la sintonía de estos coeficientes, siendo los más conocidos los siguientes:

1. a-métodos empíricos o iterativos por ajuste y error

Los métodos iterativos de ajuste y error son en general de aplicación en aquellos casos en que el conocimiento a priori del sistema a controlar es pobre. Consisten básicamente en el ajuste empírico e iterativo de los parámetros del controlador, a partir de la observación de

la respuesta temporal del sistema a lazo cerrado y del conocimiento (o experiencia) del operador en referencia a tendencias en el comportamiento de las variables controladas. En la referencia [4] pueden encontrarse conceptos que permiten definir tendencias en el ajuste de los coeficientes.

1. b- Ziegler y Nichols [5]

El método de Ziegler y Nichols es uno de los métodos más divulgados, siendo su principal ventaja el requerir mínima información acerca del proceso a controlar. Básicamente consiste en dos conjuntos de reglas. El primero emplea información obtenida a partir de la respuesta temporal del proceso a lazo abierto ante una excitación en escalón. A partir de esta respuesta temporal pueden ser medidos dos parámetros: la máxima pendiente de la curva (R) y el retardo equivalente (L) que se obtiene de la intersección entre la recta que define la pendiente R y el eje temporal (fig. 2). Ziegler y Nichols recomiendan entonces:

$$\begin{aligned} K_p &= 1.2/RL \\ T_i &= 2L \\ T_d &= .5L \end{aligned} \quad (2)$$

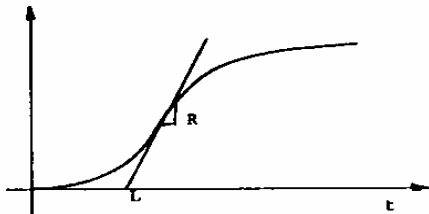


FIGURA 2

En el segundo conjunto de reglas, el controlador se diseña en base a la ganancia K_c que lleva al sistema realimentado en forma proporcional al borde de la oscilación, y al período de esa oscilación P_c (fig. 3), resultando:

$$\begin{aligned} K_p &= .6K_c \\ T_i &= .6P_c \\ T_d &= .125P_c \end{aligned} \quad (3)$$

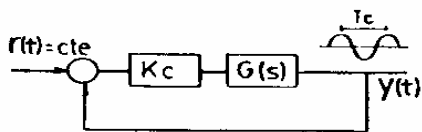


FIGURA 3

Estas reglas se basan en el análisis de diversos procesos y fueron planteadas como una búsqueda de la solución al problema de minimizar la integral del valor absoluto del error.

En general la respuesta transitoria a lazo cerrado que se obtiene por medio del método de Ziegler y Nichols es sumamente subamortiguada [6]. Ziegler y Nichols observaron que muchos de los sistemas

optimamente compensados presentaban una respuesta próxima a la denominada "de amortiguamiento un cuarto" que es aquella en que la relación de los dos primeros sobrepicos de la respuesta subamortiguada vale 1/4 (para un sistema que presenta una respuesta próxima a la de un segundo orden, esto corresponde a un coeficiente de amortiguamiento $\zeta = .21$ [7]).

1. c- Método del margen de fase.

El método consiste básicamente, en la sintonía de los parámetros del PID para cumplir especificaciones de margen de fase a una frecuencia preestablecida [8][9]. La información requerida para su aplicación conciste en el conocimiento de un punto de la curva de Nyquist del sistema a controlar. Este punto puede ser el correspondiente a la frecuencia crítica (ω_c , K_c), es decir la misma información que se requiere para el segundo método de Ziegler y Nichols.

1. d- Asignación de polos y ceros.

Para el empleo de este método se requiere abundante información del sistema a controlar, el cual debe ser modelado con un mínimo número de singularidades. Consiste básicamente en encontrar los coeficientes del controlador para que el sistema a lazo cerrado tenga sus singularidades en lugares prefijados. Este método se encuentra extensamente tratado para el caso de controladores digitales. [3][10]

1. e- Métodos de optimización.

Consisten en determinar los coeficientes del PID de manera tal que estos minimicen (o maximicen) un índice de performance que tenga en cuenta las especificaciones de diseño [11][12].

Cabe recordar que el controlador PID dispone de una estructura muy limitada y por consiguiente pese a que existen métodos de diseño en los cuales puede preverse que el ajuste de los parámetros contemple tanto el rechazo a perturbaciones como un adecuado comportamiento transitorio, los parámetros de ajuste ajustes que dispone el controlador son tan pocos, que generalmente lo único que se consigue es un deficiente comportamiento a ambas especificaciones. Por consiguiente, es común, el diseño para que se verifique sólo alguna de las especificaciones. Por ejemplo, si se desea que un sistema actúe básicamente como regulador, se lo diseña para óptimo rechazo a perturbaciones, mientras que para evitar el transitorio de puesta en marcha, se lleva al sistema hasta el punto de operación en condiciones de lazo abierto.

2. MODIFICACION DE LA ESTRUCTURA PID

En un reciente trabajo, Eitelberg [13] ha propuesto una leve modificación a la estructura PID clásica (fig. 1) que consiste en pesar de diferente manera la señal de referencia para los distintos tipos de acción (proporcional, integral y derivativa) (fig. 4). En realidad una

estructura mas general de la cual esta puede ser derivada ya habia sido propuesta con anterioridad por Gawthrop [14][15].

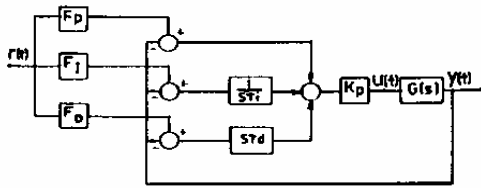


FIGURA 4

De la observación de la figura 4 queda claro, que la inclusión de los bloques de ganancia F_p, F_1 y F_d no alteran las propiedades de regulación del sistema, ya que la señal de perturbación no pasa a través de dichos bloques. Sin embargo la relación entrada-salida del sistema si se ve afectada, produciendo un cambio con respecto a la establecida por el controlador PID clásico.

Resulta razonable elegir $F_1=1$ para que la magnitud controlada iguale a la señal de referencia en estado estacionario. De esta manera, solo han sido incluidas dos ganancias con respecto a la estructura clásica, las cuales permiten aumentar los grados de libertad para cumplir requisitos de diseño. Puede observarse que si $F_p=F_1=F_d=1$ la nueva estructura se reduce a la clásica.

En el trabajo de Eitelberg se presentan dos ejemplos donde se muestran resultados por simulación en computadora para dos procesos controlados por medio de un PI. En ellos se diseña el controlador PI clásico para óptimo rechazo a las perturbaciones [16], y se muestra como a través del ajuste de F_p es posible modificar la respuesta transitoria del sistema para cambios de la señal de referencia. A continuación se realiza una interpretación más formal de los efectos introducidos por la modificación citada, que luego es empleada para el planteo del método de ajuste que se propone.

La ecuación de transferencia del sistema a lazo cerrado (fig. 1) compensada con un PID de estructura clásica es:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{PID(s) \cdot G(s)}{1 + PID(s) \cdot G(s)} \quad (4)$$

siendo $G(s)$ la ecuación de transferencia del proceso a controlar y

$$PID(s) = \frac{K_p \cdot (1 + T_i \cdot s + T_d \cdot T_i \cdot s^2)}{s \cdot T_i} \quad (6)$$

la ecuación de transferencia del PID de estructura clásica.

A su vez la ecuación de transferencia del sistema de la figura 4, es:

$$\frac{Y'(s)}{R'(s)} = \frac{K_p \cdot (1 + F_p \cdot T_i \cdot s + F_d \cdot T_d \cdot T_i \cdot s^2)}{T_i \cdot s} \cdot \frac{G(s)}{1 + PID(s) \cdot G(s)} \quad (8)$$

Puede observarse que el primer factor de la ecuación (8) es de la misma forma que la ecuación (5), razón por la cual es empleada la siguiente notación:

$$PID'(s) = \frac{K_p \cdot (1 + F_p \cdot T_i \cdot s + F_d \cdot T_d \cdot T_i \cdot s^2)}{s \cdot T_i} \quad (7)$$

por consiguiente la ecuación (8) se reduce a:

$$\frac{Y'(s)}{R'(s)} = \frac{PID'(s) \cdot G(s)}{1 + PID(s) \cdot G(s)} \quad (8)$$

expresión que puede ser interpretada, como la correspondiente a dos bloques en cascada (ec. 9), uno que corresponde al sistema a lazo cerrado compensado con un PID de estructura clásica, y otro que cancela perfectamente los dos ceros que introduce este controlador y ubica otros dos ceros en algún lugar del plano S. Dicho en otros términos los ceros de la función de transferencia entrada salida que originalmente en la estructura clásica tenían una ubicación fija, ahora pueden ser relocalizados variando F_p y F_d .

$$\frac{Y'(s)}{R'(s)} = \frac{PID'(s)}{PID(s)} \cdot \frac{PID(s) \cdot G(s)}{1 + PID(s) \cdot G(s)} \quad (9)$$

Analogamente para el caso del PI ($K_d=0$):

$$\frac{Y''(s)}{R''(s)} = \frac{PI'(s)}{PI(s)} \cdot \frac{PI(s) \cdot G(s)}{1 + PI(s) \cdot G(s)} \quad (10)$$

donde:

$$PI'(s) = \frac{K_p \cdot (1 + F_p \cdot T_i \cdot s)}{s \cdot T_i} \quad (11)$$

es decir que cambios en la ganancia F_p permiten modificar la ubicación del cero introducido por el PI clásico a lo largo del eje real.

Ejemplo.

Supongamos un sistema que responde a la ecuación:

$$G(s) = \frac{1}{(1+s)(1+.333s)^2} \quad (12)$$

que corresponde a uno de los ejemplos planteados en la referencia [13], el cual es controlado con un PI para rechazar perturbaciones en forma óptima según el método propuesto en [16], resultando:

$$K_p=1.35 \quad \text{y} \quad T_i=1/(.594+1.35)$$

La figura 5 muestra distintas respuestas temporales ante el mismo cambio de la referencia, para diferentes valores de la ganancia F_p . Para interpretar este comportamiento en base a las ecuaciones planteadas se grafica en la figura 6a la locación de raíces en el plano S de la función de transferencia entrada salida cuando el sistema se compensa con el PI de estructura clásica, mientras que en las figuras 6b, c se muestran los diagramas cero polar para los casos en que F_p es igual a .8 y .5 respectivamente.

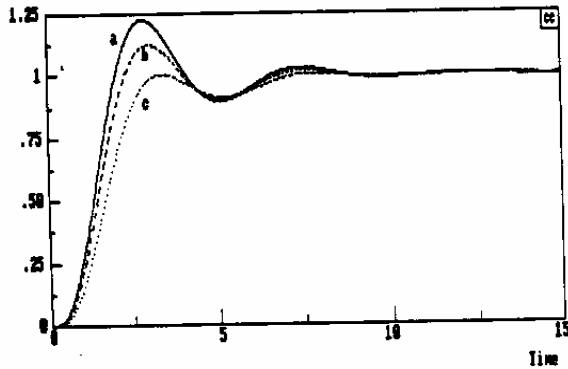


FIGURA 5

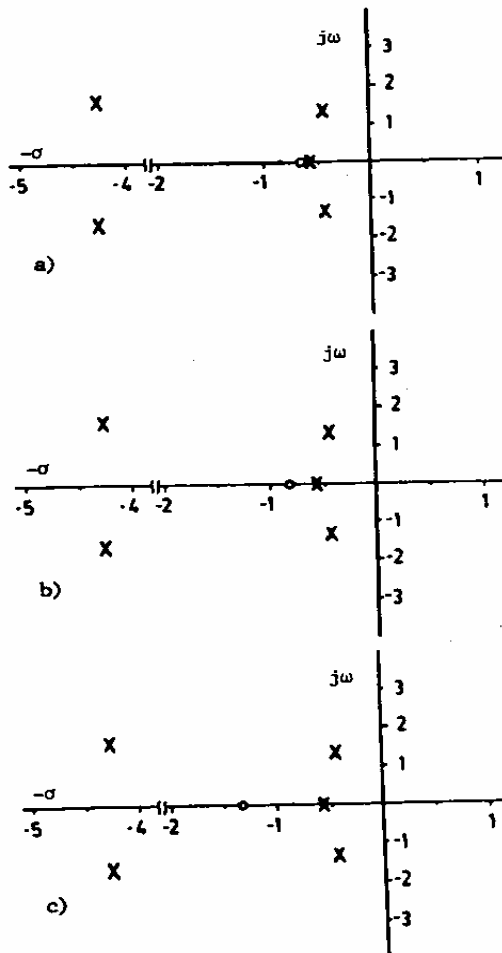


FIGURA 6a, b, c

Puede concluirse que, en el presente caso, la amortiguación de la sobreelongación principal es debida a que, a medida que el cero se aleja de su posición inicial hacia valores mas

negativos, el polo P_1 (cuyo efecto estaba en buena parte cancelado por el cero) tiene mayor influencia sobre la respuesta temporal, contribuyendo a ésta con una exponencial de constante de tiempo $1/|p_1|$.

En general el desplazamiento del cero (o ceros) para el caso del PI (o PID) a lo largo del eje real (o plano complejo) va cancelando o acentuando el efecto de los polos de la transferencia entrada-salida y por consiguiente, modifica la respuesta transitoria ante cambios de la señal de referencia.

Para el caso del controlador PI, el grado de libertad introducido por la inclusión de F_p permite un ajuste simple, desde el punto de vista práctico, de la respuesta transitoria. Si bien para el caso mas general del controlador PID cabrían esperarse mejoras tan o mas apreciables, ya que se han introducido mas grados de libertad, también es cierto que el ajuste no resulta tan simple ni intuitivo como en el caso del PI, para realizarlo en forma experimental (excepto en aquellos casos en que la información disponible acerca del proceso a controlar es abundante).

En la próxima sección se presenta un criterio para la selección de los factores F_p y F_d que permite obtener una adecuada respuesta temporal ante cambios del punto de operación.

3. METODO PROPUESTO

Como ya ha sido expuesto, el procedimiento para el diseño del controlador PID de estructura modificada (fig. 4) consta de dos fases:

a) la primera es la selección de los parámetros K_p, T_i y T_d a los fines de obtener un adecuado rechazo a perturbaciones. Con esta finalidad se emplearán las reglas de Ziegler y Nichols, que tienen como principal mérito el de requerir escasa información del proceso a controlar, siendo quizás uno de los mas divulgados.

Cabe aclarar, que si bien las reglas de Ziegler y Nichols pueden dar respuestas transitorias sumamente subamortiguadas [6], esto no resulta de importancia desde el punto de vista de las perturbaciones, ya que estas, normalmente son pequeñas y por consiguiente la sobreelongación cae dentro de la tolerancia permitida por las especificaciones. Sin embargo muchas veces es intolerable el sobrepico cuando se modifica la señal de referencia, ya que su variación puede ser considerable (fig. 7).

b) la segunda corresponde al ajuste de F_p y F_d a fines de obtener características de seguimiento próximas a las especificadas.

En el método que se propone, se supone que la respuesta a lazo cerrado del sistema controlado a través de un PID según las reglas de Ziegler y Nichols corresponde o al menos puede ser aproximada a la de un sistema con un par de polos complejos conjugados dominantes, causantes de la respuesta subamortiguada.

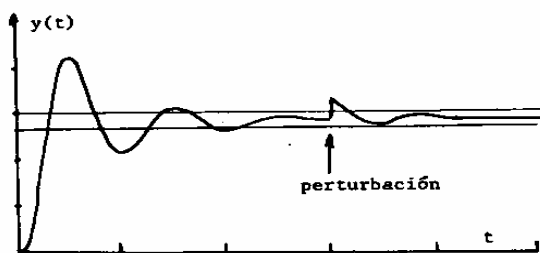


Figura 7

El método consiste en elegir F_p y F_d de manera que los ceros resultantes tiendan a cancelar el efecto predominante de ese pseudo par de polos complejos conjugados. Así planteado el problema surgen algunas preguntas, que encuentran respuesta en las próximas secciones, tales como:

- Si la información del proceso es de por sí pobre o nula, ¿cómo resulta posible realizar una estimación simple de la ubicación de los polos dominantes de un modelo del sistema a lazo cerrado?
- ¿que sucede con las amplitudes de las señales en distintos puntos del lazo?, ¿se requiere mayor acción de control?
- ¿que sucede si el sistema a lazo cerrado se aparta de la aproximación de segundo orden realizada?

A los fines de la discusión que se realiza a continuación, es interesante tener presente una interpretación del método de Ziegler y Nichols realizada por Astrom [6] en base al método del margen de fase. Según ésta, si se diseña el PID para verificar un margen de fase de aproximadamente 30° a la pulsación crítica, resulta:

$$\begin{aligned} K_p &= .87 K_c \\ T_i &= .55 P_c \\ T_d &= .14 P_c \end{aligned} \quad (13)$$

Vinculando estos coeficientes con los correspondientes de Ziegler y Nichols (ec. (3)), se observa que la única diferencia sustancial resulta ser que en el método de Ziegler y Nichols la ganancia K_p resulta ser 0.69 veces más chica.

La interpretación realizada por Astrom del método de Ziegler y Nichols es útil a los fines de realizar una estimación gruesa de la locación de los 2 polos del modelo del sistema a lazo cerrado.

Si se diseña, entonces, el controlador PID para verificar un margen de fase de 30° a la frecuencia crítica, resulta que la pulsación natural ω_n tiene un valor cercano al de ω_c , ya que el margen de fase es pequeño. Sin embargo si el diseño es realizado por medio del método de Ziegler y Nichols, la ganancia de lazo es reducida en un factor .69 y por consiguiente la pulsación natural de los polos del modelo de lazo cerrado será menor a ω_c .

En un sistema de mínima fase, la ganancia y fase de su función de transferencia se encuentran relacionadas por el primer teorema de Bode: [17]

$$\begin{aligned} \phi(\omega) &= \frac{\pi}{2} \left. \frac{dA}{du} \right|_{u=0} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \left\{ \left. \frac{dA}{du} \right|_{u=0} \right\} \\ &= \ln \coth \left| \frac{u}{2} \right| du \end{aligned} \quad (14)$$

donde $\phi(\omega)$ es el corrimiento de fase a la pulsación particular ω , A es la ganancia en Mepers y u es igual a $\ln(\omega/\omega_c)$.

Si la pendiente dA/du es constante sobre un rango de frecuencias en las proximidades de ω_c , la fase puede ser aproximada por el primer término de la ecuación (14) [17].

$$\phi(\omega) = \frac{\pi}{2} \left. \frac{dA}{du} \right|_{u=0} \quad (15)$$

Si se supone que el diseño del controlador se basa en la única información disponible consistente en el conocimiento de un solo punto de la curva de Nyquist (ω_c, K_c), la ecuación (15) puede ser empleada en primer aproximación para calcular la pendiente de la curva de ganancia a la pulsación crítica ω_c . Esta aproximación implica que en la región donde el margen de fase es de 30° la ganancia varía 10db/dec.

Si se considera ahora, que el diseño es realizado por Ziegler y Nichols, debe considerarse que la ganancia K_p es reducida en un factor 0.69 y por consiguiente la pulsación en la cual la curva ganancia a lazo abierto se intersecta con el eje de 0db es menor que ω_c . Una estimación de este punto de corte ω_c' puede realizarse suponiendo que la curva de amplitud del diagrama de Bode no cambia de pendiente inmediatamente por debajo de la pulsación ω_c . A partir de la figura 8, puede plantearse por semejanza de triángulos la siguiente ecuación:

$$\frac{10 \text{ db}}{\log \omega_c - \log(.5\omega_c)} = \frac{6.777 \text{ db}}{\log(x \cdot \omega_c) - \log(.5\omega_c)} \quad (16)$$

donde x es el factor por el cual hay que multiplicar la pulsación ω_c para obtener ω_c' . Operando resulta:

$$x = .8 \quad (17)$$

Por consiguiente, si se diseña por Ziegler y Nichols, puede considerarse en primer aproximación que el sistema presenta a lazo cerrado un par de polos complejos con una pulsación natural ω_n' próxima a $.8\omega_c$.

$$\omega_n' = \omega_c' = .8\omega_c \quad (18)$$

De acuerdo al método propuesto los ceros que introduce la estructura PID modificada deben ser localizados sobre los polos del modelo del sistema a lazo cerrado. Es decir que ω_c' resulta ser la distancia al origen de los ceros complejos a asignar, lo cual permite calcular F_d a partir de las ecuaciones (7) y (15):

$$F_d = \frac{1}{\omega_n' T_d T_1} = \frac{1}{(0.6\omega_c) \cdot 1.25 P_c \cdot 0.5 P_c} = .633 \quad (19)$$

El hecho de que F_d sea independiente del proceso a controlar es sin lugar a dudas un interesante resultado desde el punto de vista práctico.

Luego, a través del método propuesto se ha reducido el ajuste al de un solo coeficiente (F_p), al igual que en el caso del PI, con la diferencia sustancial que en el caso del controlador PI, el ajuste de F_p produce el movimiento de un cero a lo largo del eje real, mientras que para el caso del PID, este ajuste produce el desplazamiento de dos ceros complejos conjugados que mantienen una distancia constante al origen.

De verificarse las suposiciones realizadas el ajuste de F_p permite cancelar el efecto de los polos complejos conjugados del modelo del sistema a lazo cerrado.

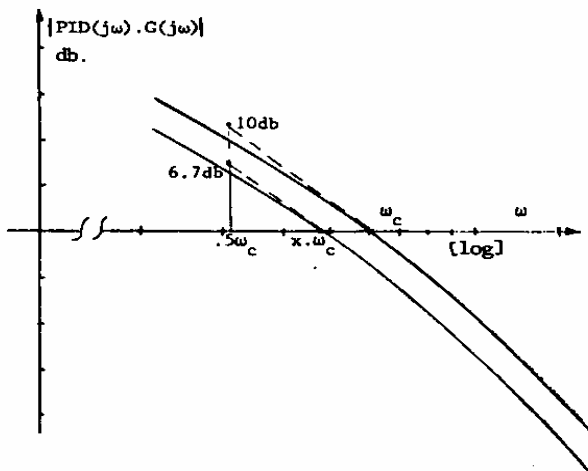


Figura 8

A los fines de calcular el coeficiente F_p puede realizarse una suposición adicional. Esta se basa en el hecho de que al diseñar por Ziegler y Nichols, la respuesta del sistema puede estar próxima a la denominada de "amortiguamiento de 1/4", la cual, si es asociada con un sistema de segundo orden puro corresponde a un $\xi = .21$ [7]. Si bien esta información puede tener un valor muy relativo [18], dependiendo del proceso a controlar, el valor de F_p calculado empleando esta suposición resulta un buen valor para iniciar el ajuste. Luego a partir de la ecuación (7):

$$F_p T_1 = \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n'} \quad (20)$$

por consiguiente:

$$F_p = \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n' T_1} = \frac{2 \cdot .21}{0.6\omega_c \cdot 5(2\pi)/\omega_c} = .167 \quad (21)$$

que es un resultado no menos interesante que el anterior, ya que, bajo la suposición

realizada, F_p también resulta ser independiente del proceso.

Cabe aclarar que si bien F_p y F_d son independientes del proceso esto no implica que la locación de los ceros sea independiente de éste. (ec. 7)

Ejemplo

Considérese un proceso descrito por la siguiente función de transferencia:

$$G(s) = \frac{1}{(1+s)(1+s/2)(1+s/10)} \quad (22)$$

El diseño del controlador PID para este proceso, por medio del método de Ziegler y Nichols resulta:

$$K_p = 12 \\ T_i = .553 \\ T_d = .138$$

En la figura 9 se muestran superpuestas las respuestas temporales, ante cambios de referencia, de los sistemas correspondientes a las figuras 1 y 4, habiéndose empleado para el caso de la estructura PID modificada los valores de F_d y F_p de las expresiones (19) y (21). Puede observarse que con el método propuesto (curva b) se ha conseguido atenuar apreciablemente el sobrepico que se obtiene cuando se emplea el PID de estructura clásica diseñado por Ziegler y Nichols (curva a). Se observa también que pese a que la velocidad de respuesta resulta menor en el método propuesto, el tiempo de establecimiento ha mejorado apreciablemente.

En cuanto a la señal de comando u , se verifica que en el método propuesto (curva b), ésta presenta una disminución significativa (fig. 10) con respecto al método clásico (curva a). Esto es debido a que, como se ve en la figura 9, la velocidad de cambio también es menor.

Por último, en la figura 11a y b, se han graficado los diagramas de locación de raíces de las funciones de transferencia entrada-salida para ambos casos.

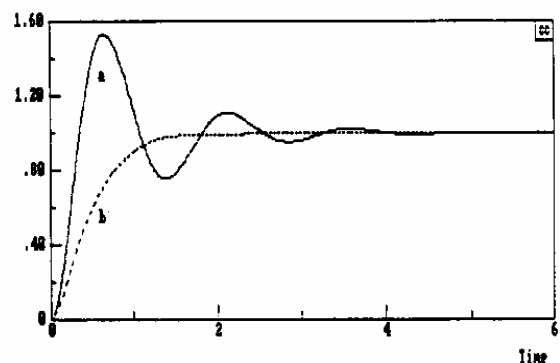


FIGURA 9

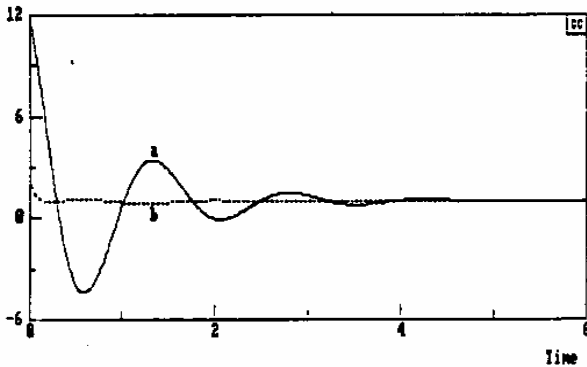


FIGURA 10

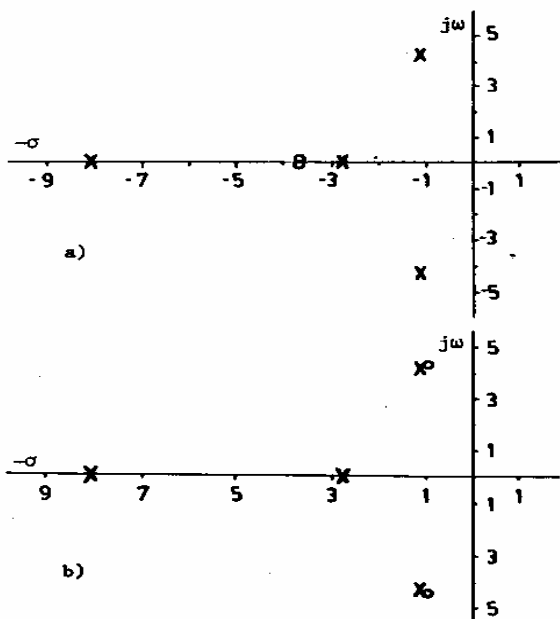


FIGURA 11

4. SIMULACION DE UNA VERSION AUTOAJUSTABLE DEL METODO PROPUESTO

Una simple versión autosintonizable del método propuesto basado en ideas introducidas por Astrom [6][19] ha sido analizada a través de simulación por computadora y los resultados obtenidos son presentados en esta sección.

En las referencias [6] y [19] se propone el empleo de una estructura como la indicada en la figura 12 a los fines de implementar una versión de controladores autoajustables que emplean las reglas de Ziegler y Nichols o por medio del método del margen de amplitud y/o fase. Basicamente, la idea consiste en llevar al sistema a una oscilación de amplitud controlada a través de la inclusión de una

no linealidad en el lazo de realimentación. A partir de esta oscilación es posible acceder, suponiendo aplicable el método de la función descriptiva, a la información necesaria para diseñar el controlador PID mediante alguno de los métodos citados. Durante este período de recolección de información la excitación es puesta a un porcentaje de la señal de referencia deseada.

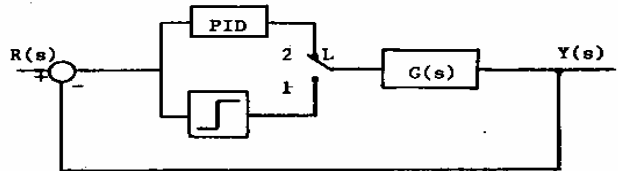


figura 12

Una vez adquirida la información necesaria, la llave L es posicionada en "2" previo ajuste del controlador PID, siendo la referencia llevada al valor real deseado.

La figura 13 muestra resultados obtenidos cuando se complementan las ideas expresadas en las referencias [6] y [19] con el método propuesto en el presente trabajo.

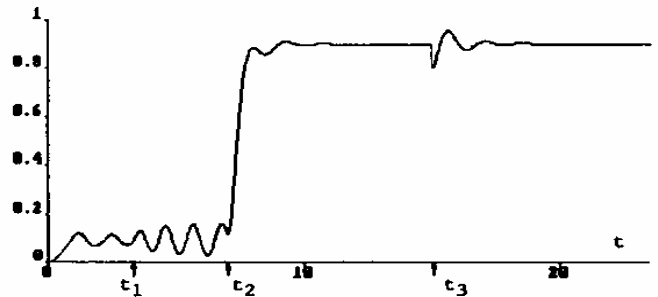


FIGURA 13

En primer instancia el sistema es puesto en marcha con la llave en la posición 1, siendo elegida la altura del relé pequeña para acotar la amplitud de la oscilación resultante y de esta forma no dañar al proceso bajo control. Como esta primer etapa es solo a los efectos de adquirir información del sistema, la referencia es acotada a un porcentaje de la señal de referencia deseada (en el caso de la figura 13 del 10%).

Durante el primer ciclo de oscilación una medida gruesa de la amplitud de la oscilación (medida pico a pico) y del período de ésta (medida entre puntos de igual amplitud) es realizada. La altura del relé ahora puede ser modificada, en base a la información obtenida, para que la amplitud de la oscilación tenga un valor mas apropiado para la medida sin poner en riesgo al proceso a controlar (t=t1).

El nuevo valor para la altura del relé (h2) puede ser calculado teniendo presente la función descriptiva de un relé:

$$h_2 \approx A_2 \cdot h_1 / A_1 \quad (23)$$

donde h1 es la altura inicial del relé, A1 la amplitud de la oscilación de la oscilación correspondiente a esa altura inicial, y A2 un valor aproximado adecuado para realizar una buena medida.

En base a una nueva medida de la amplitud y periodo de la oscilación es posible diseñar el controlador PID en base a las ecuaciones (3) (19) y (21).

Una vez reajustados los parámetros del controlador la llave es posicionada en "2" (t=t2), y la señal de referencia es llevada al valor deseado, obteniéndose la respuesta indicada en la figura 13.

Posteriormente (t=t3), a fines de observar el comportamiento del sistema como regulador, es aplicada una perturbación en escalón sobre la variable controlada. Puede observarse la típica respuesta subamortiguada de Ziegler y Nichols. Cabe remarcar nuevamente que este tipo de respuesta desde el punto de vista de regulación puede ser mas deseada que la respuesta sobreamortiguada que es deseable desde el punto de vista de seguimiento.

VI. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se ha realizado el análisis de una estructura PID recientemente propuesta, y en base a ésta se ha presentado un simple pero efectivo método que permite obtener, en forma simultánea, un controlador con buen rechazo a perturbaciones y adecuado comportamiento ante cambios de la señal de referencia. El método es planteado bajo la suposición de que el proceso a controlar es de mínima fase y de que la información acerca de éste es escasa. Solo resulta necesaria la información que se requiere para el diseño del controlador por el método de Ziegler y Nichols. Se muestra la factibilidad que presenta el método para ser implementado de acuerdo a una versión autosintonizable.

REFERENCIAS

- [1] K. J. Astrom, "Adaptive Feedback Control", Proceedings of IEEE, vol. 75, NO 2, pag. 185-216, Febrero de 1987.
- [2] J. P. Gerry, "A Comparison of PID Control Algorithms", Control Engineering, pag. 102-105, Mayo de 1987.
- [3] B. Wittenmark, "Self-tuning PID-Controllers Based on Pole Placement", Rep: LUTDF2/(TFRT-7179)/1-037/, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Oct. de 1979.
- [4] J. Solsona, R. Mantz, E. Tacconi, "Compensadores PID analógicos", Rep: LEICI 60-87-01. LEICI. Fac. de Ingeniería. U. N. L. P., Mayo de 1987.
- [5] J. G. Ziegler, H. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers. Trans. ASME, 65, pag 433-444, 1943.
- [6] K. J. Astrom, "Ziegler-Nichols Auto Tuners", Rep: LUTDF2 / (TFRT-3167) / 01-025. Department of Automatic Control, Lund Inst. of Technology, Mayo de 1982.

- [7] Y. Takahashi, M. Rabins, D. Auslander, "Control", Adison Wiley, Noviembre de 1972.
- [8] C. Phillips, H. Troy Nagle, "Digital Control Systems Analysis and Design", Prentice-Hall 1984.
- [9] T. Hagglund, "A PID tuner based on phase margin specification", Rep: LUTDF2/(TFRT-7224)/1-020, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Septiembre de 1981.
- [10] K. J. Astrom, "Computer Controlled Systems", Prentice-Hall 1984.
- [11] K. Ogata, "Ingeniería de Control Moderna", Prentice-Hall 1972.
- [12] R. Ortega, R. Kelly, "PID Self-tuners: Some Theoretical and Practical Aspects", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE. 31, NO. 4, Noviembre de 1984.
- [13] E. Eitelberg, "A regulating and tracking PI(D) controller", Int. J. Control, vol. 45, NO. 1, 1987.
- [14] P. J. Gawthrop, "Self tuning PI and PID controllers", IEEE Conference on Applications of Adaptive and Multivariable Control, Hull, Inglaterra, 1982.
- [15] P. J. Gawthrop, "Self tuning PID controller: Algorithms and Implementation", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. AC. 31, NO. 3, Marzo de 1986.
- [16] Y. Nishikawa, M. Sannomiya, T. Otha, H. Tanaka, Automatica 20, 321, 1984.
- [17] H. Chestnut, R. mayer, "Servomechanisms and regulating system design", vol. 1, John Wiley, 1959.
- [18] T. Hagglund, K. J. Astrom, "A new method for design of PID regulators". Rep: LUTDF2/(TFRT-7273)/1-032/(1984). Department of Automatic Control. Lund Institute of Technology.
- [19] K. J. Astrom, T. Hagglund, "Automatic Tuning of Simple Regulators with Specifications on Phase and Amplitud Margins". Automatica, vol 20 N 5, pp. 645-651, 1984.

BIOGRAFIAS

MANTZ, Ricardo J. Nació en Argentina en el año 1955. Se graduó en Ingeniería en Telecomunicaciones en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de la Plata en marzo de 1979. A partir de abril de ese año es integrante del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación de la U.N.L.P. Desde marzo de 1986 es Investigador de la Comisión de Investigaciones Científicas de la Provincia de Buenos Aires en el área del control automático. Desde 1980 se desempeña como docente en la Facultad de Ingeniería de la U.N.L.P.

TACCONI, Eugenio J. Nació en Argentina en el año 1944. Se graduó de Ingeniero en Telecomunicaciones en la Universidad Nacional de la Plata en 1968. Desde su graduación trabajó en el Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación de la U.N.L.P. en el desarrollo de Instrumental Electrónico. Actualmente es Profesor Titular de la Facultad de Ingeniería de la U.N.L.P. e Investigador Independiente del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas.

SOLSONA, Jorge A. Nació en 1961 en la Plata, Argentina. Se graduó en Ingeniería Electrónica en la Universidad Nacional de La Plata en 1986, trabajando desde entonces en el Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación de la U.N.L.P. en temas de control digital. Actualmente es Becario de la Comisión de Investigaciones Científicas en la Prov. de Buenos Aires y docente de la Facultad de Ing. de la U.N.L.P.