

CONTROLADOR PI MODIFICADO DE ESTRUCTURA MIMO

PARA REACTORES QUIMICOS.

Pablo F. Puleston
Becario CICpBA

Ricardo J. Mantz
Investigador CICpBA

Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI), Fac. de Ingeniería, Universidad Nacional de La Plata, CC 91, 1900 - La Plata, Argentina.

RESUMEN

En el presente trabajo se analiza el problema de control de temperatura de reactores tubulares, tanto en el modo de trabajo de regulación como en el de seguimiento. La estrategia de control propuesta permite mantener las características de regulación del regulador óptimo y, sin mayor complejidad estructural, da grados de libertad para el ajuste independiente del controlador en el modo de seguimiento. El controlador propuesto puede asimilarse en algunos aspectos a una versión MIMO generalizada de controladores PI de estructura modificada.

I. INTRODUCCION.

La influencia que la temperatura tiene sobre los distintos fenómenos físicos y químicos, determina la importancia que el control de sistemas térmicos tiene tanto en el ambiente científico como industrial. Si bien mucho se ha escrito en referencia al control de este tipo de sistemas, la variedad de procesos y de sus características impide que exista una teoría general al respecto.

El presente trabajo está vinculado al control de una clase de sistemas térmicos, existentes en el ambiente industrial, que presentan como característica común el requerimiento de controlar distintas temperaturas (o perfiles térmicos) en diferentes zonas de una estructura principal. Zonas que pueden estar acopladas fuertemente desde el punto de vista térmico.

Son citables muchos ejemplos de procesos que presentan este requerimiento. En el presente trabajo se hace hincapié en el control de temperatura de reactores químicos tubulares. Habiendo surgido las ideas básicas aquí propuestas, en la necesidad de controlar térmicamente un equipo de ensayo de catalizadores diseñado para realizar estudios en conversión catalítica continua de derivados livianos del petróleo.

En muchos reactores [1] [2] [3] [4], en particular el citado, se verifica que:
-los distintos sectores calefactores del sistema se encuentran acoplados térmicamente;
-el sistema debe estar capacitado para trabajar tanto como regulador, como para seguir referencias variables;
-se requiere alta precisión de las variables controladas, pudiendo redundar ésta en un alto beneficio económico
-existen perturbaciones importantes debido

a reacciones exotérmicas y endotérmicas
-existen múltiples entradas de control para las múltiples variables controladas (sistema MIMO)

Estas, entre otras características propias, requieren la aplicación de estrategias no convencionales de control.

En este trabajo se propone una estrategia de control que manteniendo las características de regulación del *Regulador Optimo Standard* [5] [6] [7], también presenta, sin mayor grado de complejidad, los grados de libertad necesarios para mejorar las características de seguimiento que no son contempladas en el regulador óptimo.

Cabe destacar, que no siempre se requieren el mismo comportamiento temporal para el rechazo de perturbaciones que para el seguimiento de consignas variables. En general, para el rechazo a perturbaciones se busca un comportamiento altamente subamortiguado (un ejemplo es la respuesta denominada 'quarter decay' [1] que es considerada óptima en muchos procesos industriales, y que puede dar origen a sobrepasos del orden del 40%). Este tipo de comportamiento permite una rápida reacción de las variables controladas y, suponiendo que las perturbaciones no son muy grandes, su rápido restablecimiento en la banda de tolerancia.

Sin embargo, cuando se pretende que el sistema actúe como seguidor, este tipo de comportamiento subamortiguado puede dar lugar a sobrepasos de valor absoluto no aceptables, dado que la magnitud de cambio de los set points es a veces considerablemente mayor que el apartamiento originado por las perturbaciones [1] [8] [9] [11]. En general desde el punto de vista del seguimiento son preferidas respuestas menos subamortiguadas, procurando evitar sobrepasos de importancia.

A los efectos de facilitar la comprensión de las ideas propuestas y sin pérdida de generalidad, en este trabajo se considera un reactor tubular que consta básicamente de dos etapas calefactoras.

II. ESTRUCTURA DEL REACTOR CONSIDERADO.

El reactor bajo control es del tipo utilizado en la industria petroquímica para ensayar catalizadores, estando diseñado para realizar estudios en conversión catalítica continua de derivados livianos del petróleo.

La planta en cuestión, está

basicamente conformada por un reactor tubular adiabático de lecho fijo, que se encuentra dentro de un horno eléctrico constituido por dos etapas calefactoras, cuya potencia es controlable en forma independiente, pero que están térmicamente acopladas.

Cada una de las etapas del horno eléctrico, está construida con una resistencia calefactora insertada en un cilindro de alúmina compactada, rodeado por una aislación de material refractario. En el interior está el reactor propiamente dicho: un tubo de acero inoxidable, donde yace el catalizador bajo ensayo, a través del cual fluye una mezcla de nafta e hidrógeno. Al ingresar al reactor el combustible sufre un cambio de fase, y durante el resto del recorrido, se desencadenan reacciones endotérmicas y exotérmicas.

La figura 1 muestra un corte esquemático de un reactor.

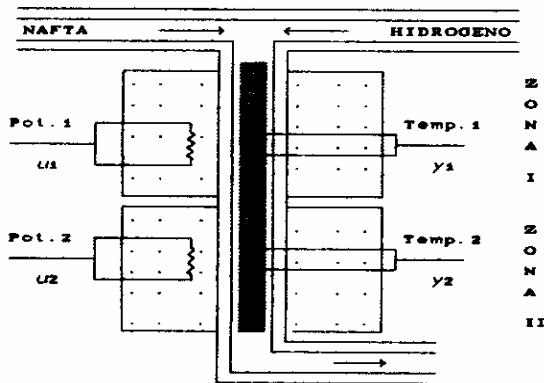


Figura 1. Corte esquemático de un reactor

En el entorno de la temperatura de trabajo, el equipo es modelizable como un sistema lineal de estados [2] [3].

Para ello el reactor puede ser tratado como un sistema de parámetros concentrados, donde existe una transferencia de calor radial, hacia el exterior, y una longitudinal, entre etapas contiguas.

El modelo se plantea a partir de las ecuaciones de balance de energía, considerando que la dispersión de los parámetros físicos del sistema no es significativa en la banda de trabajo alrededor de la temperatura de equilibrio de los ensayos.

Los flujos de calor son evaluados considerando que el mecanismo de transferencia calórica dominante es la conducción, incorporando los efectos de radiación y transporte de masa como factores de corrección a los valores de los coeficientes obtenidos por conducción.

Finalmente, la planta propuesta puede ser representada por el siguiente modelo de estados:

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \\ Y = C \cdot X \end{cases}$$

$$A = 10^{-4} \begin{bmatrix} -0.51 & 0.21 \\ 0.21 & -0.51 \end{bmatrix} \quad B = 10^{-4} \begin{bmatrix} 0.42 & 0 \\ 0 & 0.42 \end{bmatrix} \\ C = \begin{bmatrix} 0.56 & 0.22 \\ 0.22 & 0.56 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Donde el vector de salida Y corresponde a la medición de las termocuplas de cada zona, los elementos del vector acción de control U coinciden con las señales de los actuadores, y los estados dominantes x_1 y x_2 son las temperaturas de las paredes aislantes en la zona I y zona II respectivamente.

III. ESTRATEGIA DE CONTROL PROPUESTA.

Es sabido que, si el problema se restringiera exclusivamente al de regulación, una solución, de ser posible su implementación, sería la correspondiente al regulador óptimo a través de la realimentación de los estados [5] [6] [7].

Expandiendo los estados con las correspondientes acciones integrales del controlador, puede asegurarse que el sistema a lazo cerrado trabaje con error de estado estacionario nulo para set-points distintos de cero.

Si también debe trabajar como seguidor, y las especificaciones temporales en este modo de trabajo son distintas de las del regulador, podría incorporarse al índice de performance un término que contemplara este hecho. Sin embargo toda mejora que se consiguiera para seguimiento, sería en desmedro de su comportamiento como regulador.

En el presente trabajo se propone una simple modificación al regulador óptimo por realimentación de estados con acción integral (al cual nos referiremos como *Controlador Optimo Standard*) a los efectos de obtener sin mayor complejidad estructural, los grados de libertad necesarios para poder modificar el comportamiento del sistema como seguidor sin afectar el de regulación. La estructura propuesta, a la cual denominaremos *Controlador PI Modificado MIMO*, puede ser interpretada como una generalización a sistemas MIMO de una estrategia recientemente propuesta para sistemas más simples [8] [9] [10].

La figura 2 muestra un diagrama de la estructura de control propuesta:

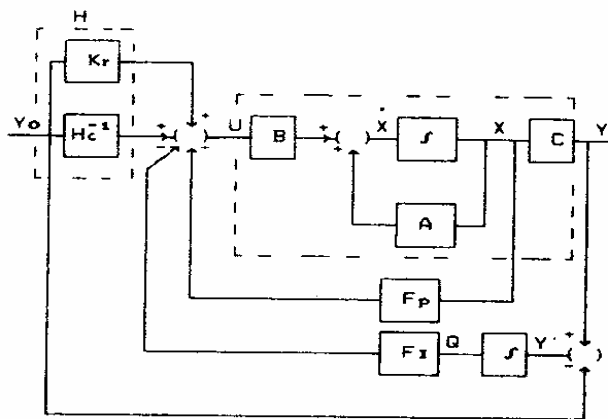


Figura 2

Donde Hc^{-1} es la matriz de lazo cerrado del *Controlador Optimo Standard* en estado estacionario:

$$Hc^{-1} = [C \cdot (-A + B \cdot F_p)^{-1} \cdot B]^{-1} \quad (2)$$

la cual queda fijada al definir la matriz de realimentación de estados del sistema (F_p) [5].

Por lo tanto, si se elimina la matriz de peso K_r en la figura 2, la estructura obtenida coincide con un *Controlador Optimo Standard*, de acuerdo con la teoría clásica del regulador óptimo con acción integral [5].

La idea de incluir K_r al *Controlador Optimo Standard*, para aumentar los grados de libertad del sistema, surge de imponer un valor final de carga a los estados integrados (Q_0), que sea función del vector de referencia ($Q_0 = f(Y_0)$). En este trabajo se propone una relación lineal entre ambos vectores ($Q_0 = K \cdot Y_0$), resultando la matriz de ajuste $K_r = F_i \cdot K$. [12]

Puede observarse en primer instancia que las características de regulación no se verán afectadas ya que la modificación propuesta se encuentra fuera del lazo de realimentación.

Es así que el *Controlador PI Modificado MIMO* permite mantener las óptimas características de regulación del *Controlador Optimo Standard*. Para ello basta con usar en la estructura propuesta, las mismas matrices de realimentación (F_p y F_i) que se obtuvieron de minimizar, según la teoría existente de control moderno, el índice cuadrático [5] [7]:

$$J = \int_0^{\infty} (Y^T \cdot R_1 \cdot Y + Q^T \cdot R_2 \cdot Q + U^T \cdot R_3 \cdot U) dt \quad (3)$$

Donde Y y U , son las salidas y las señales de control respectivamente (referidas al equilibrio), Q es el vector de estados integrados ($\int (y - y_0) dt$), y R_1 , R_2 y R_3 son matrices de peso.

Planteando las ecuaciones de la estructura de la figura 2 podemos obtener la matriz de transferencia $T(s)$ del sistema, usando la matriz K_r como

parámetro de ajuste [12]:

$$T(s) = M^{-1} \cdot N(s) \quad (4)$$

$$M(s) = [s \cdot B^{-1} \cdot C^{-1} + s \cdot (-B^{-1} \cdot A + F_p) \cdot C^{-1} + F_i]$$

$$N(s) = (s \cdot H + F_i)$$

resultando los elementos de la matriz transferencia cocientes de polinomios en s .

Se observa que los coeficientes de los polinomios numeradores son modificables variando la matriz de peso H , mientras que el denominador de los elementos de $T(s)$ está dado por el determinante de M , y por lo tanto es independiente de H .

Visto de otro modo, los polos de la transferencia quedan fijos al seleccionar la ley de realimentación adecuada para el rechazo a perturbaciones, en tanto que diferentes sintonías de K_r permiten modificar la distribución de los ceros de los $f_{ij}(s)$, pudiéndose obtener de este modo una mejor respuesta del sistema como seguidor. Existen tantos grados de libertad para la ubicación de ceros como elementos no nulos le asignemos a la matriz variable K_r .

Es interesante destacar que efectuando algún manejo algebraico es posible llevar el esquema de la figura 2 al indicado en la figura 3. Puede observarse que desde el punto de vista de los diagramas en bloques la estrategia propuesta se asemeja a un controlador PI donde el vector referencia es pesado de distinto modo para la acción integral que para la acción proporcional. En este sentido la presente propuesta podría interpretarse como una versión MIMO del controlador PI (PID) modificado [8] [9] [11], sin embargo presenta sustanciales diferencias como que la acción proporcional es obtenida a partir de la realimentación de los estados del sistema.

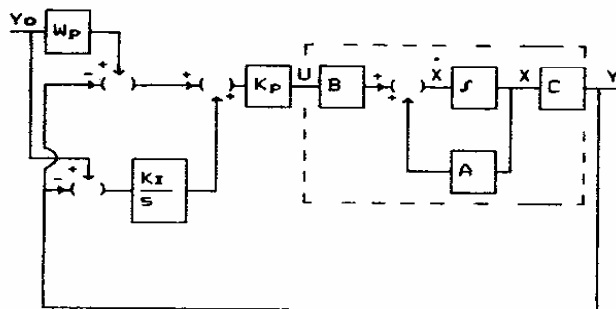


Figura 3

IV. CONTROL DEL REACTOR.

En esta sección se analiza el comportamiento de la estructura propuesta al ser utilizada para el control del reactor descrito en la sección II.

A fin de poder sacar conclusiones de interés se plantea en un primer caso, un sistema basado un *Controlador Optimo Standard*, y en una segunda instancia, la aplicación de la estructura de control propuesta, comparando la *performance* de ambos.

A. Empleo de un Controlador Optimo Standard.

En principio se selecciona una estructura de control por realimentación de estados incluyendo acción integral, como la tratada en la literatura existente (*Controlador Optimo Standard*). El controlador es sintonizado para rechazar perturbaciones en forma subamortiguada, seleccionando el siguiente juego de matrices de peso:

$$R_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad R_{1q} = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix} \quad R_2 = \begin{bmatrix} 4000 & 0 \\ 0 & 4000 \end{bmatrix} \quad (5)$$

y resolviendo el índice de *performance* de la ecuación (3), se obtienen los siguientes valores para las matrices del controlador:

$$F_p = \begin{bmatrix} 34.7 & 7.8 \\ 7.8 & 34.7 \end{bmatrix} \quad F_i = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 \\ 0 & 0.05 \end{bmatrix}$$

$$H_c^{-1} = \begin{bmatrix} 99.1 & -14.2 \\ -14.2 & 99.1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

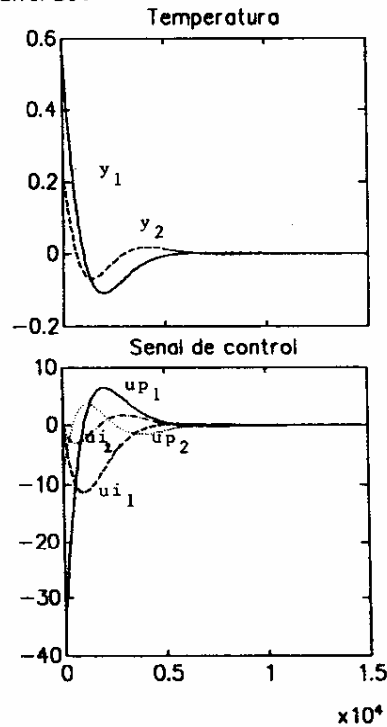
Donde el valor de H_c^{-1} queda determinado al definir F_p y F_i (ecuación 2).

La figura 4-a, muestra la respuesta del sistema rechazando perturbaciones finitas en el tiempo (por ejemplo reacciones exotérmicas violentas y de corta duración) en la zona I, que apartan los estados de la posición de equilibrio.

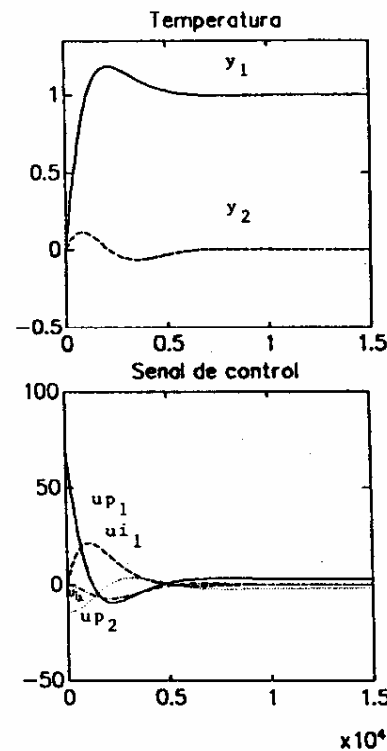
En la figura 4-b se puede ver la evolución de las temperatura en el seno del reactor (salidas y_1 e y_2) y las componentes proporcional e integral de las señales de control de los calefactores (u_{p1} y u_{i1}), cuando se aplica un escalón de referencia en la zona I (entrada y_{01}), manteniendo la otra en cero.

Se observa que el *Controlador Optimo Standard* sintonizado para regulación como indica la figura 4-a, también presenta una respuesta subamortiguada como seguidor, con sobrepasos del mismo orden (aproximadamente 25% para el primer caso y 20% para el segundo). Si el orden de magnitud entre los apartamientos generados por las perturbaciones y aquellos provocados por un cambio voluntario de la referencia es significativo, como cabe esperar en muchos procesos industriales, queda en evidencia cuan inadecuada puede llegar a ser esta estructura cuando el sistema debe actuar como seguidor y regulador al mismo tiempo. Por ejemplo una perturbación que aparta la temperatura del reactor en 6°C , daría origen a un sobrepaso del orden de los 1.5°C , mientras que un cambio de set point de 60°C se traduciría en un sobrepaso de 12°C ,

probablemente excesivo para el proceso bajo control.



(a)-RESPUESTA COMO REGULADOR



(b)-RESPUESTA COMO SEGUIDOR

Figura 4

La resolución de la ecuación (4) para este ejemplo, conduce a la matriz de transferencia del sistema a lazo cerrado $T(s)$:

$$T(s) = \frac{\begin{bmatrix} n_{11}(s) & n_{12}(s) \\ n_{21}(s) & n_{22}(s) \end{bmatrix}}{d(s)} \quad (7)$$

$$n_{11}(s) = 8.217 \cdot 10^6 s^3 + 7160 s^2 + 6.96 s + 0.0025$$

$$n_{12}(s) = 0.73844 s^3 + 1016 s^2 + 0.024 s$$

$$n_{21}(s) = 0.73844 s^3 + 1016 s^2 + 0.024 s$$

$$n_{22}(s) = 8.217 \cdot 10^6 s^3 + 7160 s^2 + 6.96 s + 0.0025$$

$$d(s) = 2137.59 \cdot 10^6 s^4 + 6.4487 \cdot 10^6 s^3 + 9090.3 s^2 + 6.96 s + 0.0025$$

Los elementos de $T(s)$ son transferencias en s cuyo denominador es común a todos, estando los polos de lazo cerrado ubicados en:

$$\begin{aligned} s_1 &= 10^{-3} * (-0.906 + j0.902) \\ s_2 &= 10^{-3} * (-0.906 - j0.902) \\ s_3 &= 10^{-3} * (-0.002 + j0.594) \\ s_4 &= 10^{-3} * (-0.002 - j0.594) \end{aligned} \quad (8)$$

Mientras que los ceros de los elementos de la transferencia son distintos según relacionen entradas y salidas directas o cruzadas. Para los t_{ii} los ceros serán:

$$\begin{aligned} z_1 &= 10^{-3} * (-0.747) \\ z_2 &= 10^{-3} * (-0.739 + j0.702) \\ z_3 &= 10^{-3} * (-0.739 - j0.702) \end{aligned} \quad (9)$$

Para los elementos cruzados (t_{ij} con $j \neq i$):

$$\begin{aligned} z'_1 &= 10^{-3} * (-1.5) \\ z'_2 &= 10^{-3} * (-0.02) \\ z'_3 &= 0 \end{aligned} \quad (10)$$

El paso siguiente será reemplazar el Controlador Optimo Standard por una estructura de control como la propuesta en este trabajo, contrastando la performance de una y otra estrategia.

A-Caso II: Empleo del Controlador PI Modificado MIMO propuesto.

En el caso II se propone controlar el sistema empleando un Controlador PI Modificado MIMO referencia [12], analizando su respuesta para diferentes sintonías de seguimiento.

Para efectuar comparaciones cuyos resultados permitan sacar conclusiones validas respecto de las ventajas de esta configuración sobre la del caso I, se diseñó el controlador del caso II manteniendo la sintonía como regulador del Controlador Optimo Standard (dado que este último fue sintonizado para rechazar perturbaciones). Por lo tanto, ante la aparición de una perturbación de cualquier tipo en alguna parte del lazo, las respuestas de los sistemas en ambos casos serán exactamente iguales.

Es así que, manteniendo las matrices de realimentación F_p y F_i del caso I, se obtuvieron diferentes respuestas de seguimiento variando únicamente la matriz de sintonía K_r del modelo de la figura 2.

Resolviendo la ecuación (4) encontramos, como era de esperarse por lo expuesto en la sección III, que los polos del sistema a lazo cerrado se mantienen fijos en los valores indicados en (8).

Sin embargo, para una matriz K_r genérica, los ceros de los elementos de la transferencia ($T(s)$), responden a las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} \text{CEROS DE } t_{11}(s): \\ (8.217 \cdot 10^6 s^3 + 7160 s^2 + 6.96 s + 0.0025) + \\ + k_{r11} * (50280 s^3 + 69.8 s^2 + 0.05 s) + \\ + k_{r21} * (19760 s^3 + 14.38 s^2) = 0 \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \text{CEROS DE } t_{21}(s): \\ (0.738 \cdot 10^6 s^3 + 1016 s^2 + 0.024 s) + \\ + k_{r11} * (19760 s^3 + 14.38 s^2) + \\ + k_{r21} * (50280 s^3 + 69.8 s^2 + 0.05 s) = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

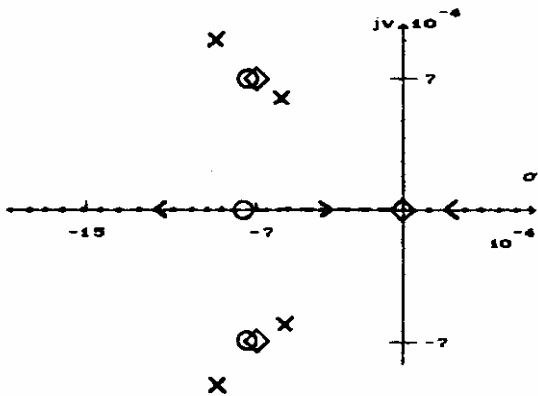
$$\begin{aligned} \text{CEROS DE } t_{12}(s): \\ (0.738 \cdot 10^6 s^3 + 1016 s^2 + 0.024 s) + \\ + k_{r12} * (19760 s^3 + 14.38 s^2) + \\ + k_{r22} * (50280 s^3 + 69.8 s^2 + 0.05 s) = 0 \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \text{CEROS DE } t_{22}(s): \\ (8.217 \cdot 10^6 s^3 + 7160 s^2 + 6.96 s + 0.0025) + \\ + k_{r22} * (50280 s^3 + 69.8 s^2 + 0.05 s) + \\ + k_{r12} * (19760 s^3 + 14.38 s^2) = 0 \end{aligned} \quad (14)$$

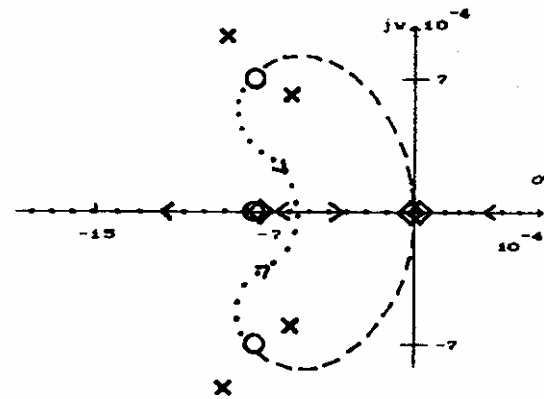
Las figuras 5 y 6, muestran los diagramas de lugar de raíces del sistema a lazo cerrado, indicando como migran los ceros de la transferencia variando los

elementos de K_r de uno en uno. Los ceros parten desde los valores correspondientes al caso $k_{r_{11}} = 0$. Graficados con "o" en el dibujo, hasta llegar a su valor final ($k_{r_{11}} \rightarrow \infty$). Graficados con "x", correspondiente a los ceros de cada uno de los polinomios ponderados por los $k_{r_{ij}}$ en las ecuaciones (11), (12), (13) y (14). Las trayectorias de los ceros debidas a valores positivos de los elementos de K_r , fueron graficadas con línea de trazos, mientras que aquellas debidas a valores negativos, lo fueron con línea punteada.

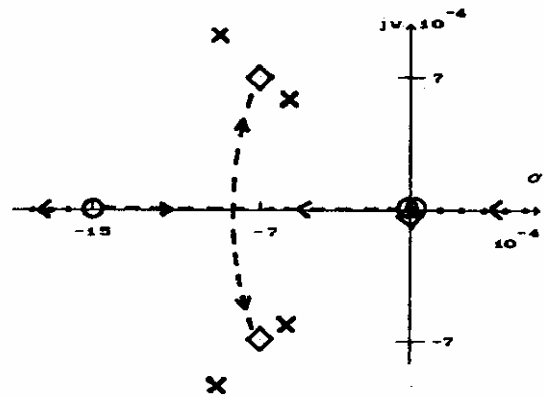
Dada la simetría del sistema, basta con representar una de las transferencias directas y una de las cruzadas (por ejemplo $t_{11}(s)$ y $t_{12}(s)$), infiriendo el comportamiento de las otras dos.



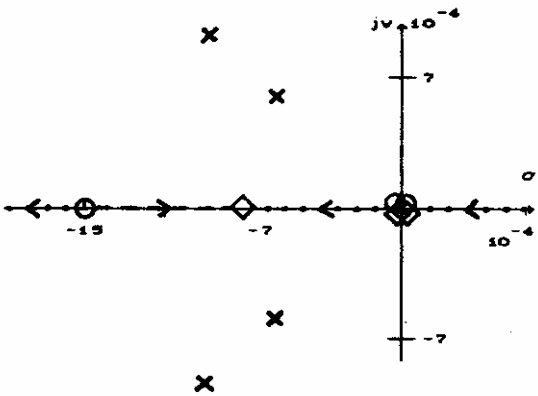
(a) $t_{21}(s)$ con $k_{r_{11}}$ como parametro y $k_{r_{21}}=0$.



(a) $t_{21}(s)$ con $k_{r_{21}}$ como parametro y $k_{r_{11}}=0$.



(b) $t_{21}(s)$ con $k_{r_{21}}$ como parametro y $k_{r_{11}}=0$.



(b) $t_{21}(s)$ con $k_{r_{11}}$ como parametro y $k_{r_{21}}=0$.

Figura 5

Figura 6

Se observa en la figura 5-a que, variando el factor de peso $k_{r_{11}}$, se puede desplazar uno de los ceros (z_1) de la transferencia directa $t_{11}(s)$ a lo largo del eje real, sin que los dos restantes sufran modificación alguna. Por otra parte, dos de los ceros de $t_{21}(s)$ (z'_1 y z'_2) también se trasladan sobre el eje σ según indica la figura 5-b. Es así que proponiendo una matriz de peso diagonal tal como:

$$K_r = \begin{bmatrix} k_{r_{11}} & 0 \\ 0 & k_{r_{22}} \end{bmatrix} \quad (15)$$

se puede llegar a resultados interesantes, que permiten ilustrar algunos de los distintos comportamientos de seguimiento, obtenibles con la estructura de control propuesta.

Con este objetivo se plantean tres diferentes sintonías de K_r :

-Caso II-A:

un sistema cuya respuesta de seguimiento presenta un sobrepaso mayor que el caso I. Para ello se seleccionó:

$$K_r = \begin{bmatrix} 20 & 0 \\ 0 & 20 \end{bmatrix}$$

Que ubica los ceros del sistema en:

CEROS DE $t_{ij}(s)$ (DIRECTA) :

$$z_1 = 10^{-3} * (-0.50)$$

$$z_2 = 10^{-3} * (-0.739 + j0.702)$$

$$z_3 = 10^{-3} * (-0.739 - j0.702)$$

CEROS DE $t'_{ij}(s)$ (CRUZADA) :

$$z'_1 = 10^{-3} * (-1.2)$$

$$z'_2 = 10^{-3} * (-0.018)$$

$$z'_3 = 0$$

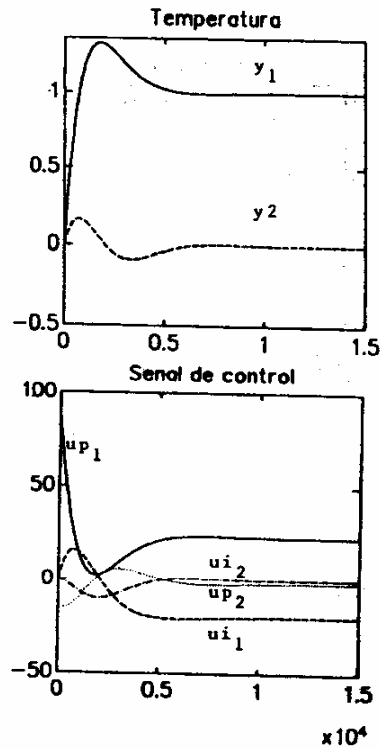
Al haber desplazado el z_1 hacia el origen (figura 5-a), el sistema responde en forma más violenta a los flancos de la señal referencia.

El z'_1 también se acercó al origen (figura 5-b), por lo que el comportamiento de la temperatura de la zona II (y_2), debido al acoplamiento térmico del sistema, también se hace más subamortiguado (aunque éste es un efecto secundario para el proceso, ya que el valor absoluto del apartamiento de esta salida es mucho menor que el de la salida directa y_1).

La matriz K_r para esta sintonía, impone un estado estacionario de los integradores (G_0) distinto de cero, siendo el valor de carga final proporcional a la referencia Y_0 [12]:

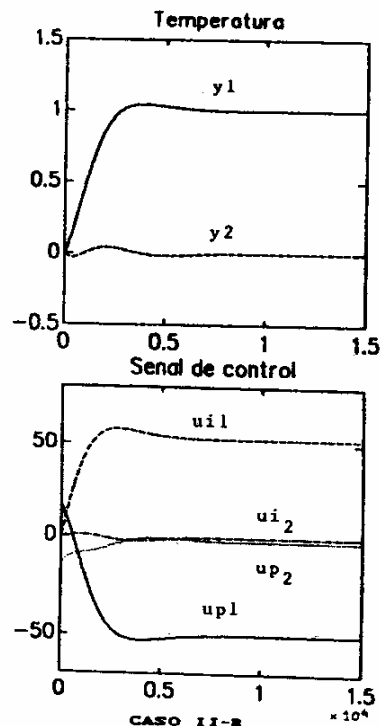
$$G_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} G = \begin{bmatrix} 400 & 0 \\ 0 & 400 \end{bmatrix} * Y_0$$

En la figura 7 se observa la evolución temporal de las temperaturas de cada zona y las componentes proporcional e integral de las señales de control de los calefactores, ante un escalon unitario aplicado a la referencia y_{01} .



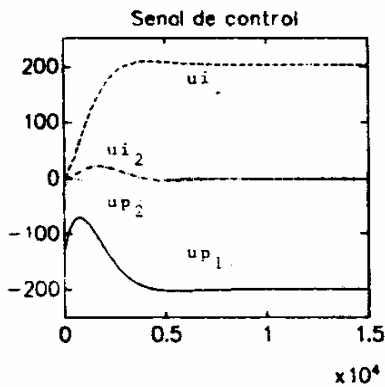
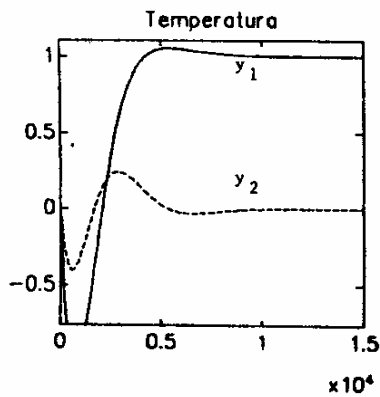
CASO II-A

Figura 7



CASO II-B

Figura 8



CASO II-C

Figura 9

-Caso II-B:

la sintonía de K_r es elegida de forma tal que el comportamiento global del *Controlador PI Modificado MIMO* propuesto presente características ventajosas respecto al del *Controlador Optimo Standard* del caso I. Es decir que, respetando en forma estricta el rechazo a perturbaciones del caso I (figura 4-a), se mejoró la *performance* como seguidor del sistema obteniendo un sobrepaso menor en la salida directa y_1 , así como un menor apartamiento de la salida cruzada y_2 respecto de su valor de equilibrio no modificado.

Para esto, se seleccionó K_r de modo de obtener una acción de control inicial más débil que en el caso I, reduciendo la velocidad de crecimiento del sistema. Esto se puede lograr dando valores negativos adecuados a los $K_{r_{ij}}$, por ejemplo:

$$K_r = \begin{bmatrix} -53 & 0 \\ 0 & -53 \end{bmatrix}$$

Los ceros del sistema como seguidor para esta sintonía serán:

CEROS DE $t_{11}(s)$ (DIRECTA):

$$z_1 = 10^{-3} * (-4.9)$$

$$z_2 = 10^{-3} * (-0.759 + j0.702)$$

$$z_3 = 10^{-3} * (-0.759 - j0.702)$$

CEROS DE $t_{12}(s)$ (CRUZADA):

$$z'_1 = 10^{-3} * (0.76)$$

$$z'_2 = 10^{-3} * (-0.084)$$

$$z'_3 = 0$$

Visto en el dominio de Laplace, la disminución del sobrepaso puede ser interpretada en forma inversa a la del caso II-A, es decir que la sintonía II-B aleja al z_1 del origen (figura 5-a), suavizando la respuesta directa del sistema ante flancos de la referencia (el sistema se hace menos "derivador").

Por otra parte, lo mismo ocurre en la transferencia cruzada con el cero z'_1 , que se acerca al valor final $-0.7 * 10^{-3}$ (correspondiente a $K_{r_{11}} \rightarrow \infty$), como indica la figura 5-b.

Es interesante observar el comportamiento de los restantes ceros de t_{12} . Uno queda fijo en el origen, pero el otro (z'_2) se desplaza hasta cruzar al semiplano derecho. Si bien no queda ubicado tan cerca del origen como para generar un sobrepaso negativo importante en la salida y_2 , su presencia puede ser apreciada en la pendiente inicial menor que cero, propia de los sistemas de no mínima fase (figura 8).

Para esta sintonía, los integradores en estado estacionario quedan cargados con valores de signo opuesto al de los elementos del vector referencia, siendo:

$$Q_0 = \lim_{s \rightarrow \infty} Q = \begin{bmatrix} -1060 & 0 \\ 0 & -1060 \end{bmatrix} * Y_0$$

La figura 8 muestra el comportamiento de las salidas y señales de control del sistema para el caso II-B.

-Caso II-C:

como último ejemplo de interés, se mostrará como la selección de los elementos $K_{r_{ij}}$ excesivamente negativos puede deteriorar la *performance* del sistema, generando sobrepasos tanto o más indeseables que los del caso II-a.

Para ello se sintonizó al sistema con:

$$K_r = \begin{bmatrix} -203 & 0 \\ 0 & -203 \end{bmatrix}$$

Los ceros para esta sintonía quedan ubicados en:

CEROS DE $G(s)$ (DIRECTA) :

$$z_1 = 10^{-3} * (0.37)$$

$$z_2 = 10^{-3} * (-0.739 + j0.702)$$

$$z_3 = 10^{-3} * (-0.739 - j0.702)$$

CEROS DE $t_{ij}(s)$ (CRUZADA) :

$$z_1 = 10^{-3} * (0.012)$$

$$z_2 = 10^{-3} * (-0.58)$$

$$z_3 = 0$$

En la figura 9 se puede ver la respuesta del sistema ante un escalón en la referencia de la zona 1. Tanto el comportamiento de la temperatura y_1 como el de la y_2 , es típicamente de no mínima fase. Esto se debe por un lado, a que el cero z_1 de la transferencia directa ha migrado hacia el semiplano derecho (figura 5-a). Por otro, a que en la transferencia cruzada (figura 5-b) el cero de no mínima fase z_1' adquirió mayor influencia al acercarse más al origen, mientras que el aporte de z_2' a la respuesta temporal disminuyó.

Desde el punto de vista de la acción de control, la carga final negativa impuesta a los integradores por K_r resulta excesiva, siendo la causante principal de los grandes sobrepasos en sentido opuesto al escalón de referencia. El valor integrado final será:

$$Q_o = \lim_{t \rightarrow \infty} Q = \begin{bmatrix} -4060 & 0 \\ 0 & -4060 \end{bmatrix} * Y_o$$

Del análisis previo, se puede concluir que la versatilidad del *Controlador PI Modificado MIMO* admite sintonizar en forma independiente regulación y seguimiento, evitando sobrepasos excesivos sin degradar el rechazo a perturbaciones (por ejemplo: caso II-B). La estructura de control propuesta permite mantener las óptimas características de regulación propias del *Controlador Optimo Standard*, otorgando la suficiente libertad como para mejorar el comportamiento dinámico a cambios del set point.

C. Reset Wind Up.

Hasta aquí se consideró que la capacidad de entregar calor de los calefactores es infinita, pudiéndose asumir así un comportamiento lineal de los mismos sin importar la magnitud de la señal de comando U .

En un sistema real, la potencia disponible es limitada, entrando los actuadores en saturación en situaciones exigentes de control ($u_i > u_{sat}$). Esto, unido a la existencia de integradores en el sistema de control, da origen a

importantes sobrepasos en la salida (mayores de los esperados si el sistema fuese lineal). Este fenómeno indeseado se denominado *reset wind up*.

Si se asume como cierta la suposición previa que dice que en muchos procesos industriales los apartamientos originados por modificaciones del set-point son mayores que aquellos debidos a perturbaciones, también será cierto que la acción de control necesaria para restablecer el equilibrio será más exigente en el primer caso.

Por lo tanto la situación más crítica en cuanto a la saturación de los actuadores se refiere, será cuando el sistema actúa como seguidor.

Las figuras 10 y 11 muestran la respuesta de seguimiento del *Controlador Optimo Standard* del caso I y del *Controlador PI Modificado MIMO* del caso II-B, considerando la saturación de los calefactores.

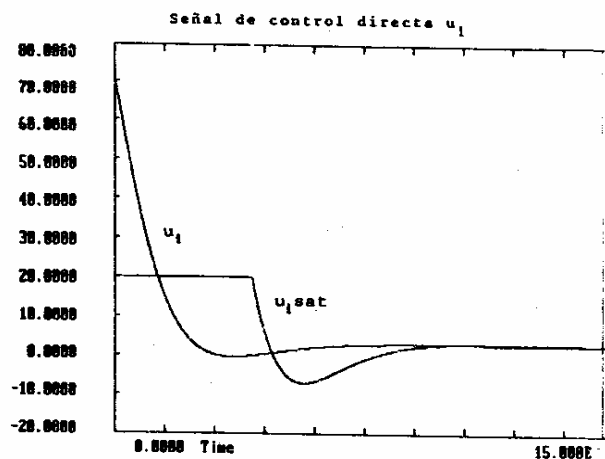
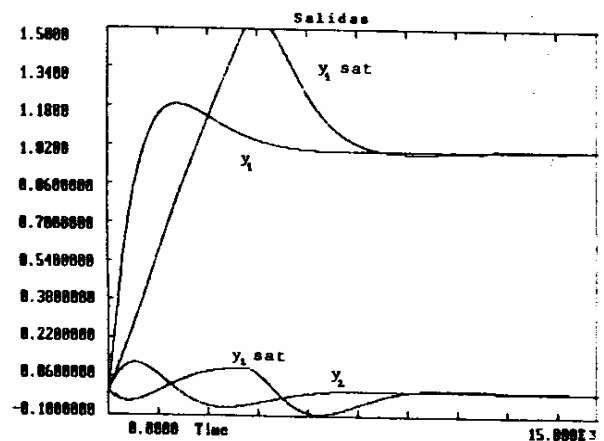


Fig.10.-Respuesta de seguimiento del CASD I con saturación.

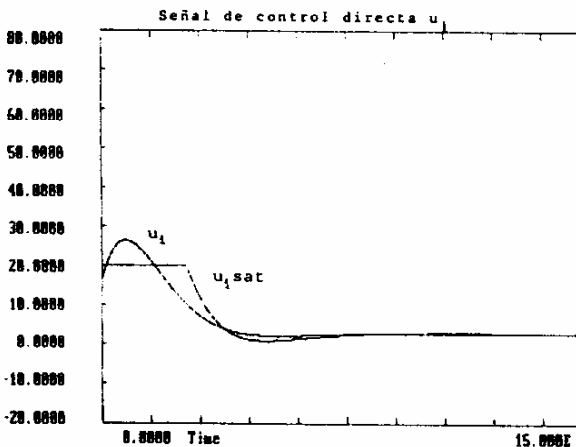
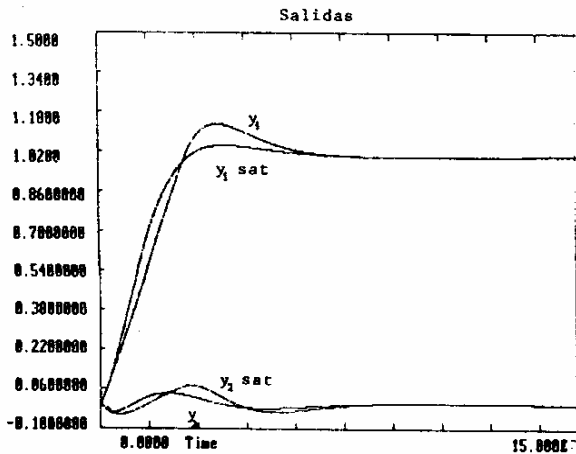


Fig.11-Respuesta de seguimiento del del CASO II-B con saturacion.

Se observa como la estructura de control propuesta (figura 10-b), permite una sustancial reduccion del sobrepaso debido al *reset wind up*. Esto es atribuible a que, al ser menor la accion de control, los actuadores se mantienen saturados por menos tiempo, evitandose asi la carga excesiva de los integradores. Es por esto que los sistemas con respuestas suaves, donde los actuadores están menos exigidos, son los más inmunes al *reset wind up*.

V. CONCLUSION.

En el presente trabajo se ha analizado el problema del control de temperatura en reactores tubulares. Se ha propuesto para su control una estrategia proporcional-integral MIMO.

La estructura propuesta admite sintonizar regulacion y seguimiento en forma independiente. Esto permite ajustar el controlador de modo tal de obtener una rápida recuperacion a perturbaciones sin generar grandes sobrepasos ante cambios abruptos del set-point.

Por otra parte, este controlador hace menos exigente la accion de control para seguimiento de set-points, por lo tanto los actuadores saturan menos, disminuyendo de este modo los sobrepasos debidos al *reset wind up*.

REFERENCIAS

- [1]Shinsky F.. "Process-Control Systems: Application / Design / Adjustment. Second edition. Mc. Graw Hill. 1979.
- [2]Calvelo Alfredo y Zaritzky Noemí. "Transferencia de Energía". Instituto Argentino de Siderurgia. 1985.
- [3]Puleston Pablo. "Modelo de un Reactor Catalítico". Publicación LEICI 31-91-01. Septiembre 1991.
- [4]Puleston Pablo, Muravchik Carlos y Mantz Ricardo. "Modelización, ident. y sim. del control de un reactor para el estudio de cataliz. en la produc. de destilados livianos del petróleo". Anales RPIC '91 (Buenos Aires - Arg.). Pag. 501-508.
- [5]Kwakernaak Huibert & Sivan Raphael. "Linear Optimal Control Systems". John Willey & Sons. 1972. Cap.3.
- [6]Bryson Arthur. "Applied Optimal Control". John Willey & Sons 1975. Cap. 5.
- [7]Wong Kin & Seborg Dale. "Optimal PI Control for regulator and tracking problems". Opt. Cont. Appl. & Meth.. John Willey & Sons. 1985, vol 6, pag.335-350.
- [8]Mantz Ricardo y Tacconi Eugenio. "A Regulating and Tracking PID Controller". Ind. Eng. Chem. Res. 1990, 29, pag. 1249-1253.
- [9]Mantz Ricardo y Tacconi Eugenio. "Complementary rules to Ziegler and Nichols ones for a regulating and tracking controller". Int. Journal Control 1989, 49, pag 1465-1471.
- [10]Eitbelrg E.. "A regulating and tracking PI(PID) controller". Int. Journal Control 1987, 45, 91-95.
- [11]Mantz Ricardo y Tacconi Eugenio. "Controlador PID autoajustable". Anales JIEE, 1989 (Quito-Ecuador), vol 10. Pag.67-75.
- [12]Puleston Pablo y Mantz Ricardo. "Control MIMO Prop. e Int. Modificado para Regulación y Seguimiento" Publicación LEICI 60-92-01.

Puleston, Pablo Federico. Se graduó en Ingeniería Electrónica (1988) en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata (Argentina). Desde su graduación es integrante del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI) de la Fac. de Ing. de la U.N.L.P.. Es Becario de la Comisión de Investigaciones Científicas de la Prov. de Bs. As. y docente de la Fac. de Ing. de la U.N.L.P.. Su área de trabajo es el control de sistemas.

Mantz, Ricardo Julián. Es graduado en Ingeniería en Telecomunicaciones en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata (Argentina). Desde su graduación es integrante del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI) de la Fac. de Ing. de la U.N.L.P.. Su especialización es en el área del Control Automático. Es Investigador Adjunto de la Comisión de Investigaciones Científicas de la Prov. de Bs. As. y Profesor de la Fac. de Ing. de la U.N.L.P.