JURNADAS DE AUTOMÁTICA
ÁVILA 1992

UN CONTROLADOR GPC REALMENTE ADAPTATIVO

A. Pérez de Madrid, F. Morilla, S. Dormido

Dpto de Informática y Automática, UNED, Avda Senda del Rey s/n,28040 Madrid, Spain
Phone: (34)-1-3987160, Fax: (34)-1-5446737, E-mail: Angel.Perez@human.uned.es

RESUMEN: En este trabajo se hace una breve revisión del Control Predictivo Generalizado (G.P.C.) y se plantea la necesidad, para convertirlo en una verdadera estrategia de control adaptativo, de dotarlo de la capacidad de modificar automáticamente sus parámetros de control en base a la dinámica observada en el proceso que se está controlando. Se obtienen algunos resultados en simulación, realizados con una herramienta desarrollada en el Departamento, y se comentan las ventajas e inconvenientes del método.

PALABRAS CLAVE: GPC, Control Predictivo, Control Adaptativo, Control Experto, Control de Procesos, Control por Computador.

INTRODUCCION

Bajo el nombre de Control Predictivo se agrupan una serie de estrategias de control que, para un instante de tiempo dado, se basan en predicciones sobre la salida futura de la planta y, a veces, sobre las entradas futuras de la misma. Como tales predicciones se hacen más y más difíciles cuanto más distantes están en el tiempo, son típicamente criterios de control óptimo con horizontes finitos.

Todos estos métodos tienen unas ciertas caraterísticas en común, que los diferencian de otras filosofías de control anteriores: la solución de un problema de optimización con horizonte finito en cada instante de tiempo implementado con un horizonte recesivo, la predicción de la salida de la planta y un pequeño número de parámetros de diseño que están relacionados con la dinámica del lazo cerrado.

La versión más aceptada es la denominada Control Predictivo Generalizado (GPC), debida a Clarke, Mohtadi y Tuffs. Posee una serie de parámetros de control que, mediante una elección adecuada, reduce otras estrategias anteriores a casos particulares suyos. Es capaz de solucionar una serie de problemas que se le plantean a cualquier estrategia de control adaptativo, como son:

- Control de procesos de fase no mínima.

- Control de procesos inestables en lazo abierto o con polos mal amortiguados.

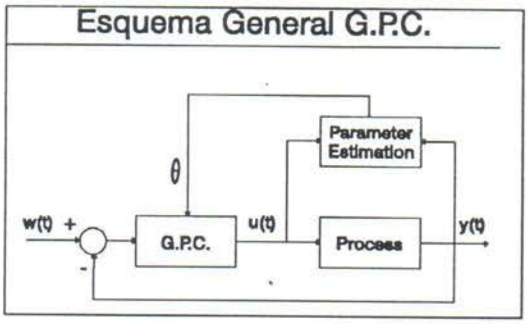
- Control de procesos con un tiempo de retardo desconocido o variable.

- Control de procesos de orden desconocido, sin necesidad de tomar unas precauciones especiales.

Además, GPC adopta un integrador como consecuencia natural de sus suposiciones sobre el modelo de la planta, lo que le permite evitar errores estacionarios frente a perturbaciones en la carga del sistema.

GPC: EL ALGORITMO BASICO

GPC es un algoritmo de control válido para sistemas con varias entradas y varias salidas. Su esquema es el general de cualquier estrategia de control adaptativo:



Se basa en un modelo ARIMAX de la planta que, para una entrada y una salida, es de la forma:

$$A\left(q^{-1}\right)y(t)=B\left(q^{-1}\right)u(t-k)+\frac{C\left(q^{-1}\right)}{\Delta}\xi(t)$$

donde $\xi(t)$ representa una perturbación de tipo ruido blanco y Δ es el operador incremento. El empleo de este operador nos va a llevar a una ley de control de tipo incremental. El polinomio C suele ser igual a 1, (si no, lo podemos englobar en A y B), k es el tiempo de retardo de la planta, y de aquí en adelante lo consideraremos igual a 1. En caso contrario, podemos poner tantos 0,s en cabeza de B como sean necesarios.

Se define una función de coste que tiene en cuenta tanto el error en la salida del sistema, como los incrementos en la señal de control que son necesarios para llevar el sistema al punto de consigna. Es de la forma

$$J(u,t)=E\left\{\sum_{j=N_1}^{N_2}\left[y(t+j)-w(t+j)\right]^2+\lambda_j\sum_{j=1}^{N_U}\left[\Delta u(t+j-1)\right]^2\right\}$$

sujeta a $\Delta u(t+j) = 0$ para j = Nu ... N2, y siendo w(t) la señal de referencia.

N1: horizonte mínimo de predicción.
N2: horizonte máximo de predicción.
Nu: horizonte de control. Para t > Nu se supone que los futuros incrementos en la señal de control serán cero.
λ : castiga los incrementos en la señal de control y toma valores positivos.

La minimización de esta función de coste es la que nos dará la señal de control a aplicar. (Se emplea el valor esperado E(.) ya que la señal de control se calcula condicionada a los datos que están disponibles en el instante t y suponiendo un modelo de perturbación estocástico). El resultado que se obtiene es:

$$\tilde{u}=\left(G^T G+\lambda I\right)^{-1}G^T(w-f)$$

siendo $\tilde{u}=[\Delta u(t), ..., \Delta u(t+Nu-1)]$ un vector con los futuros incrementos en la señal de control, G una matriz N2 x Nu, que contiene los parámetros de la respuesta a impulso de la planta $B/A\Delta$, y f un vector cuyas componentes f_j son los valores de y(t+j) que no dependen de las futuras acciones de control, es decir, valores predichos para la salida del proceso con la información que está disponible en el instante t.

En el instante t sólo se calcula $\Delta u(t)$. Repetiremos en t+1 con los nuevos valores obtenidos, y así sucesivamente vamos obteniendo la secuencia de control. Por esto se habla de una estrategia de control de horizonte recesivo.

Elección e interpretación de los parámetros de control

- N1: Si el tiempo de retardo k es conocido no tiene sentido elegir N1 menor que k, pues la acción de control u(t) no afectará a la salida hasta el instante t+k, por lo que estaríamos realizando cálculos superfluos. Si k es desconocido o variable podemos elegir N1 igual a 1 sin pérdida de estabilidad, incrementando el grado de B (con ceros en cabeza) para englobar todos los posibles valores de k.

- N2: Es posiblemente el parámetro más importante. Dependiendo de la elección de los otros parámetros, determina la velocidad de respuesta frente a variaciones en la señal de referencia. La respuesta es más inmediata cuanto menor es N2, aunque puede dar lugar a inestabilidad.

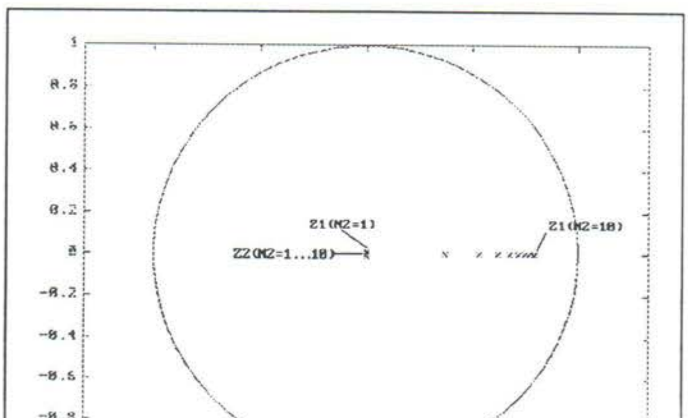
Si la planta, frente a un escalón positivo en la referencia, tiene inicialmente una respuesta decreciente, es decir, una respuesta de fase no mínima, N2 se debe elegir de manera que englobe las siguientes muestras en los que la salida crece. Esto, según es posible demostrar, implica que N2 debe ser mayor que el grado de B. En la práctica se suele elegir un valor algo mayor, del orden del tiempo de subida de la planta.

- Nu: Es un parámetro importante. Nos da los grados de libertad en el cálculo de la señal de control. Intuitivamente se puede considerar como el número de intervalos de muestreo necesarios para que el control sea capaz de llevar la salida al valor de la señal de referencia, frente a un cambio en ésta pero, por tratarse de una estrategia de horizonte recesivo, no es completamente cierto. Por eso es mejor considerarlo simplemente como un parámetro que va a gobernar la actividad de la señal de control. Elegir Nu igual a 1 suele ser aceptable. Para sistemas complejos Nu debe ser al menos igual al número de polos inestables o mal amortiguados.

- λ: Penaliza los incrementos en las futuras acciones de control, por lo que cuanto mayor es se va reduciendo la actividad de la señal de control. Es una manera de "desintonizar" el rendimiento del controlador. Para valores extremadamente grandes la respuesta del sistema tiende a la del lazo abierto, pues efectivamente está desconectando la acción del controlador. Una posible situación en la que puede ser útil es para desintonizar el controlador en la fase de identificación de parámetros inicial.

En general, los parámetros que podemos considerar como estándar (elección por defecto) para controlar la mayoría de los procesos reales son N1=1, Nu=1, N2=10, $\lambda=10^{-6}$.

AUTOSINTONIA DE LOS PARAMETROS DEL CONTROLADOR

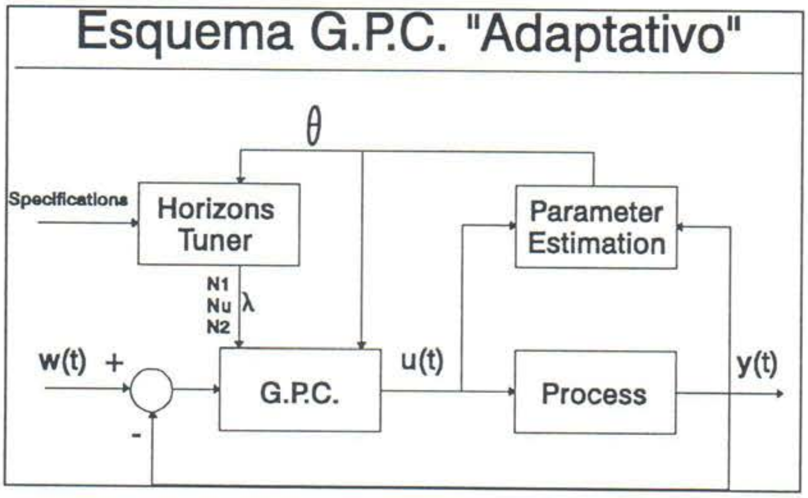


Los valores de los parámetros que acabamos de definir como estándar pueden dar lugar a una estrategia demasiado "conservadora", al menos para procesos sencillos. Consideremos por ejemplo un sistema de 1^{er} orden, de ganancia unidad y constante de tiempo de 1 segundo, con un periodo de muestreo de 0.1 segundos. Si variamos N2 de 1 a 10 y representamos la posición de los polos en lazo cerrado, obtenemos el siguiente lugar de las raíces:

Como se ve es posible, para un sistema tan sencillo, obtener una buena respuesta para valores de N2 menores de 10.

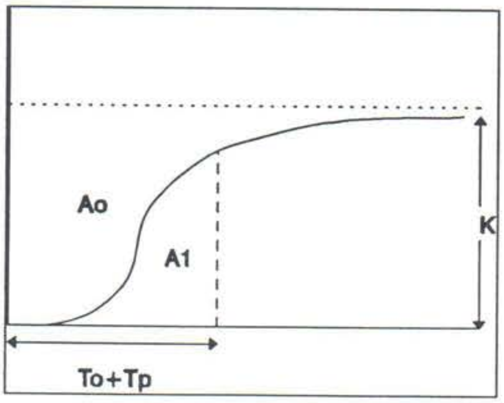
Por otra parte, con la estrategia que hemos descrito, una vez fijados los parámetros del controlador, éstos permanecen fijos, por lo que aún cuando el proceso que estamos controlando varíe de tal manera que dejen de ser adecuados (por ejemplo, el sistema se ha hecho más lento), el controlador no toma ninguna medida al respecto. Un controlador adaptativo no sólo ha de obtener la ley de control a partir del modelo estimado del proceso que se está controlando, sino que también ha de ser capaz de modificar sus propios parámetros para poderse adaptar a la evolución de éste.

Por estas dos razones, modificando adecuadamente el esquema general presentado anteriormente, se puede desarrollar un controlador capaz de modificar sus parámetros en base al modelo estimado del sistema y a las especificaciones sobre el tipo de respuesta que se desea obtener (sobreelongación, velocidad de respuesta, etc). El nuevo esquema es el siguiente:



Este nuevo bloque de sintonía puede tener una estructura modular, con diferentes sub-bloques para cada uno de los parámetros a calcular, que dialogan entre ellos para obtener unos resultados coherentes entre sí (por ejemplo, hay que asegurar que Nu no sea mayor que N2). Se puede formular bien bajo consideraciones puramente analíticas, o bien con reglas heurísticas basadas en el análisis de la respuesta del sistema, índices de rendimiento y cualquier otro conocimiento que se tenga sobre el proceso, acercándose entonces a las estrategias de control experto.

<u>Módulo estimador de N2</u>



El horizonte de predicción N2 se puede obtener como la suma del tiempo de subida (dado por la constante de tiempo) del proceso más el retardo: N2 = T. subida + Retardo.

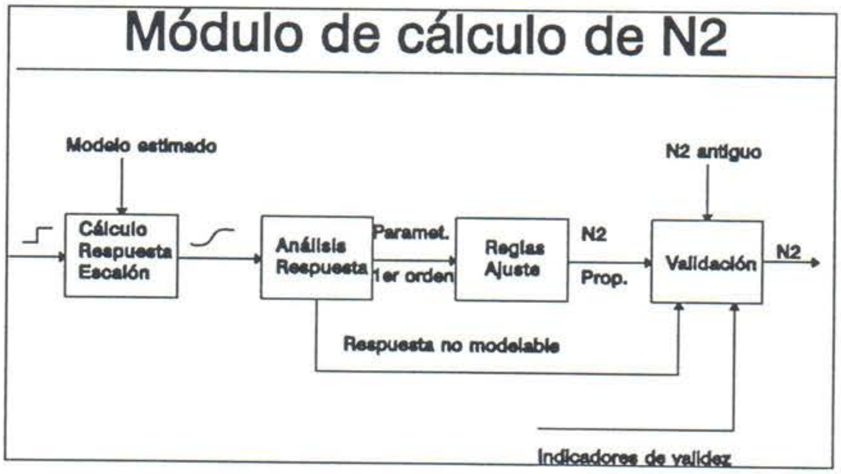
Obteniendo la respuesta a escalón del modelo estimado (vector de parámetros θ), es posible determinar analíticamente la ganancia, constante de tiempo y retardo de un modelo equivalente de 1er orden (ver figura).

$$T_0 + T_p = \frac{A_0}{K}$$

$$T_p = A_1 \frac{e}{K}$$

donde K es la ganancia del sistema, T_p es la constante de tiempo y T_0 el retardo, y Ao, A1 son las áreas de las regiones señaladas. Este método, tal como lo hemos presentado, sólo es aplicable a sistemas cuya respuesta a scalón sea monótona creciente. Para otros sistemas habrá que aplicar otras formas de análisis.

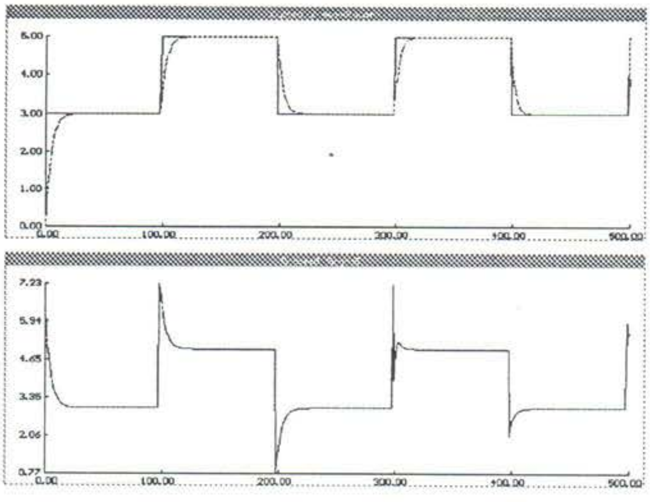
La eficacia de este sistema radica en que los parámetros del sistema sean correctamente identificados por el estimador, para que el modelo simplificado de 1er orden tenga sentido. Por eso se hace necesario disponer de algunas reglas de validación para valor de N2 recomendado por este módulo (por ejemplo, si con un algoritmo de identificación de traza constante el valor del factor de olvido está por debajo de un cierto umbral, es debido a que no existe confianza suficiente en los parámetros estimados), así como algunas restricciones en cuanto a los valores máximo, mínimo e incrementos en el el valor que puede tomar, etc. Con todo esto, el módulo para la estimación analítica de N2 es el siguiente:



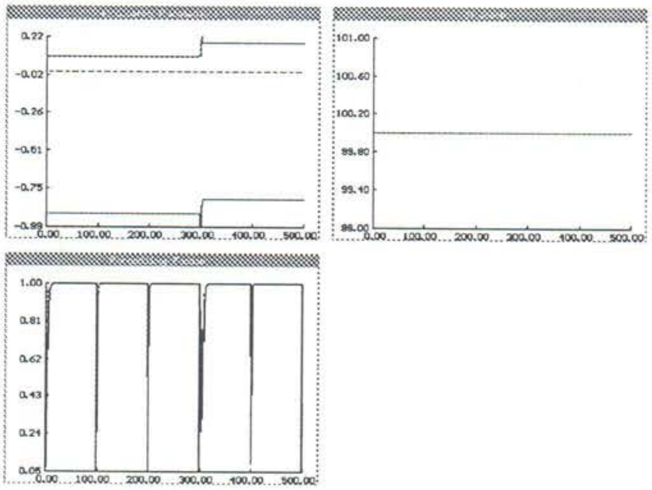
EJEMPLOS DE APLICACION

Para evaluar el rendimiento del módulo que acabamos de describir se ha utilizado un programa de simulación y control en tiempo real desarrollado en nuestro Departamento. Con este programa, escrito en Pascal, es posible realizar desde un PC experimentos de simulación y control de procesos reales con un controlador GPC, empleando diferentes algoritmos de identificación paramétrica. Es en este programa donde hemos incluido el bloque de ajuste automático del horizonte de predicción N2 que acabamos de describir.

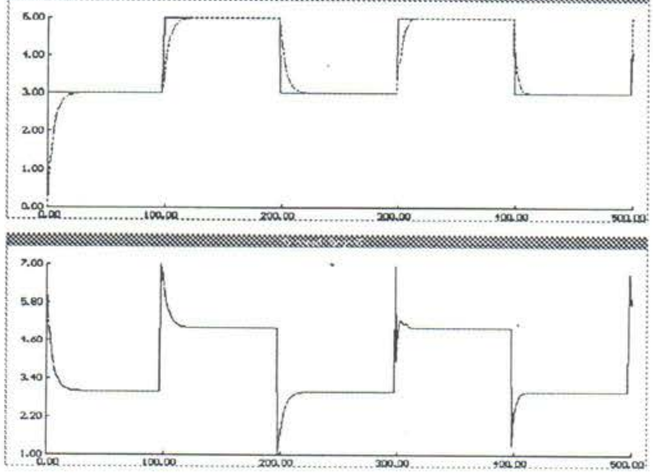
Tomemos el sistema de 1er orden descrito anteriormente y forcemos un salto brusco de la constante de tiempo, de 1 segundo a 2 segundos, en t=250. En la siguiente figura vemos cómo responde un controlador adaptativo con N2 fijo (en la pantalla superior se muestra la señal de referencia y la salida del sistema y en la inferior la señal de control aplicada):



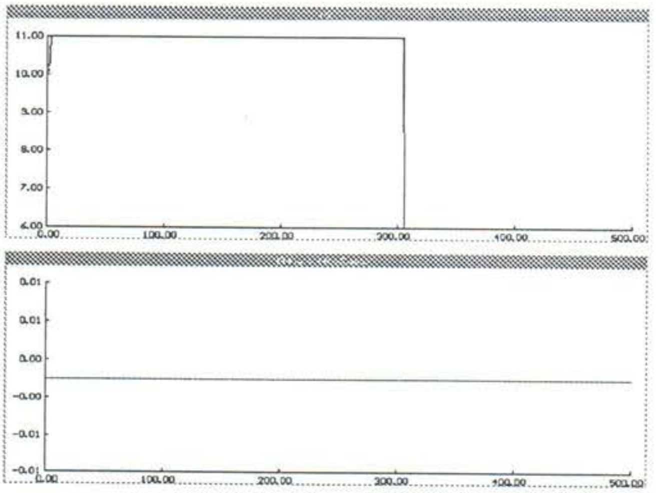
A continuación, para el algoritmo de identificación RLS de traza constante empleado, mostramos la evolución de los parámetros estimados (ventana superior izquierda), traza (constante, ventana superior derecha), y factor de olvido.



En estas otras pantallas vemos la respuesta de un controlador adaptativo con N2 variable:

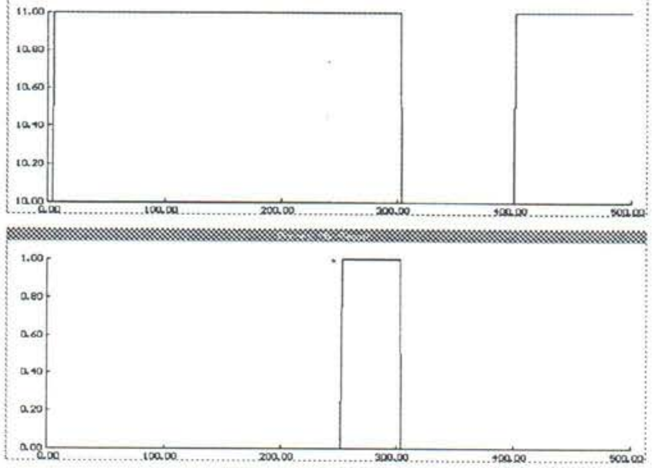


Finalmente, en la ventana superior se muestran los valores de N2 que se han aplicado. Como vemos, al disminuir la constante de tiempo el valor de N2 disminuye. En la ventana inferior se muestra una variable booleana, error, que cuando está a 0 indica que el modelo simplificado de 1^{er} orden ha podido ser estimado, y vale 1 en caso contrario. En nuestro ejemplo no hemos tenido problemas de este tipo:



La salida del sistema ha sido igualmente buena, y al reducir el valor de N2 el tiempo de cálculo en el ordenador se reduce considerablemente.

Sin embargo, si repetimos la experiencia dejando la constante de tiempo fija a 1 segundo, y variamos la ganancia del proceso de 1 a 2, en este caso se produce, durante un intervalo de tiempo, un error en la estimación del modelo simplificado (aunque el controlador es capaz de obtener una buena respuesta del sistema), por lo que N2 no varía, y además, el cambio en la ganancia de asume en parte como variación en la constante de tiempo, haciendo que N2 varíe, cuando debería permanecer fijo. Ello es debido a fallos en el modelo estimado por el identificador. Para sistemas de orden superior, los errores en la estimación de N2 pueden ser considerables.



El punto más débil de esta estrategia es, precisamente, el identificador de parámetros, pues un modelo estimado malo nos dará una constante de tiempo errónea. Se hace necesario, por tanto, investigar más en esta línea para conseguir evitar estos problemas.

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

En este trabajo se ha propuesto la necesidad de desarrollar estrategias que permitan a un controlador GPC modificar sus parámetros de control de forma automática, para adaptarlos convenientemente a la evolución de las características del proceso que se está controlando. Así podemos hablar con propiedad de un controlador "realmente" adaptativo.

Se ha presentado una arquitectura general, y se ha desarrollado en detalle un módulo que permite sintonizar de esta forma el parámetro más importante, el horizonte de predicción N2, para sistemas cuya respuesta a escalón sea monótona creciente.

Se han estudiado algunos ejemplos de simulación, realizados con la herramienta desarrollada en el Departamento, y se han analizado los resultados, viéndose la necesidad de hacer este método menos sensible a errores en el modelo estimado. Actualmente se está trabajando para corregir esto último, así como para la generalización a sistemas con otro tipo de respuesta, y desarrollando módulos para sintonizar los restantes parámetros del controlador.

REFERENCIAS

Bitmead, R. B., M. Gevers and V. Wertz. Adaptive Optimal Control: The Thinking Man´s GPC. Prentice Hall International. Series in Systems and Control Engineering.

Clarke, D. W., Mohtadi, C. and Tuffs, P. S. (1987a). Generalized Predictive Control. Part I. The Basic Algorithm. Automatica, Vol. 23, No. 2, pp. 137-148.

Clarke, D. W., Mohtadi, C. and Tuffs, P. S. (1987b). Generalized Predictive Control. Part II. Extensions and Interpretations. Automatica, Vol. 23, No. 2, pp. 149-160.

Clarke, D. W., Mohtadi, C. (1989). Properties of Generalized Predictive Control. Automatica, Vol. 25, No. 6, pp. 859-875.

Cruz, J. M. de la (1984). Contribución al estudio y síntesis de reguladores autosintonizados. Tesis Doctoral, Universidad Complutense.

Lamber, E. P. (1987). Process Control Applications of Long-Range Prediction. Report No OUEL 1715/87. Department of Engineering Science. University of Oxford.

Ljung, L., Söderström, T. (1983). Theory and Practice of Recursive Identification. The MIT Press.

Pérez de Madrid, A., Morilla, F., Dormido, S. (1992). A PC-Based Real-Time Generalized Prdictive Controller. Third IFAC-Symposium on Low Cost Automation LCA'92. Preprints. Viena, Austria, 9-11 Septiembre.

Morilla, F. (1987). Contribución a los métodos de autosintonía de reguladores PID. Tesis Doctoral, UNED.