

CONTROL ADAPTIVO CON MODELO DE REFERENCIA PARA SISTEMAS DISCRETOS

ING. HUGO ORTIZ TULCAN
Ingeniero en Electrónica y Control

ING. MARCO BARRAGAN BEDOYA
MSc. en Ingeniería de Sistemas

RESUMEN

Este artículo considera un algoritmo de control adaptivo con modelo de referencia (MRAC) aplicable a sistemas en tiempo discreto. Los objetivos del control correspondientes a regulación y seguimiento se especifican independientemente y en el diseño de la ley de control se utiliza la técnica de asignación de polos del sistema retroalimentado. El control diseñado es aplicable a sistemas monovariantes con plantas de fase mínima. Se incluyen simulaciones digitales a efecto de evaluar el comportamiento del control en ambiente determinístico.

ABSTRACT

This paper considers an adaptive model reference control (MRAC) algorithm applicable to discrete-time systems. The tracking and regulation objectives are independently specified and pole-placement technic is used in the control law design. The control structure must be applied to SISO (single input-single output) systems with minimum phase plants. Simulations are included in order to evaluate the control in a deterministic environment.

1. INTRODUCCION

Un importante campo de aplicación del control automático considera aquellos procesos físicos que requieren sistemas de control realimentados capaces de funcionar para diferentes puntos de operación. En algunas circunstancias los parámetros del modelo sobre el cual se basa el control en lazo cerrado toman durante la operación del proceso un amplio rango de valores, de forma tal que un sistema de control convencional basado en parámetros fijos no está en capacidad de proporcionar una regulación adecuada.

Los cambios paramétricos son frecuentemente tratados mediante ciertos sistemas de control basados en parámetros fijos y acompañados de una apropiada lógica de conmutación; alternativamente, en algunos casos los valores que adquieren los parámetros son precalculados y almacenados como funciones del punto de operación y se utiliza un sistema de control simple con ganancias funcionalmente dependientes de los parámetros precalculados y almacenados.

No obstante si el número de parámetros del modelo es grande, si los parámetros no pueden ser calculados con suficiente precisión o si se requiere un

control ajustado que cumpla con especificaciones rígidas, ningún tipo convencional de control podrá ser capaz de proporcionar una regulación adecuada.

Una alternativa promisoría, potencialmente aplicable en situaciones como éstas, es la de un sistema de control adaptivo. Un control de este tipo tiene la capacidad de ajustar sus propios parámetros para compensar un significativo cambio en las características del proceso como resultado de la transferencia de un punto de operación a otro. Intuitivamente, un regulador adaptivo podrá cambiar su comportamiento en respuesta a cambios en la dinámica del proceso y/o ante la presencia de perturbaciones.

Las diversas contribuciones presentadas históricamente en el campo del Control Adaptivo pueden ser agrupadas en tres corrientes de fundamental importancia: Selección de Ganancias, Regulación Autosintonizable (STR) y Control Adaptivo con Modelo de Referencia (MRAC). Además revisten importancia por sus aplicaciones los esquemas de Control Adaptivo basados en la teoría de control estocástico. El presente trabajo plantea el estudio de una de las técnicas más utilizadas, la del MRAC. Se considera así el problema en el cual las especificaciones del control están dadas en términos de un modelo de referencia que indica como la salida del proceso debería responder idealmente.

El desarrollo del tema contempla inicialmente el planteamiento de un algoritmo eficaz de control lineal discreto aplicable a plantas cuyos parámetros son conocidos. El esquema de control adaptivo estará basado en la ley de control lineal, pero en este caso los parámetros del controlador se deberán ajustar o actualizar en base a un proceso de identificación. Este proceso se lo efectúa mediante la aplicación de un algoritmo de identificación paramétrica discreta del tipo recursivo de mínimos cuadrados con factor de olvido.

Al finalizar esta sección introductoria cabe señalar que el trabajo en consideración fue desarrollado como parte integrante de la sección software correspondiente al proyecto CONUEP - EPN #87-01 "Control de Procesos en Tiempo Real". Simultáneamente se vienen implementando en el Departamento de Control de la Facultad de Ingeniería Eléctrica (EPN) los procesos físicos que en una siguiente etapa serán potenciales receptores del software de control automático aquí desarrollado.

2. CONTROL LINEAL DISCRETO APLICABLE A PLANTAS CON PARAMETROS CONOCIDOS

Se considera un sistema discreto monovariable de fase mínima descrito mediante una representación polinomial de la forma:

$$y(k) + a_1y(k-1) + \dots + a_ny(k-n) = b_0u(k-d) + \dots + b_nu(k-d-n) + p(k)$$

donde $y(k)$ es la salida, $u(k)$ la entrada, $p(k)$ una perturbación, d representa el retardo del sistema, a_i y b_i son coeficientes constantes.

El sistema así considerado puede representarse mediante:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + p(k) \quad [2.1]$$

donde q^{-1} es el operador de retardo regresivo [$q^{-1}y(k) = y(k-1)$], A y B son polinomios en el operador q^{-1} de la forma:

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nq^{-n} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_nq^{-n} \end{aligned} \quad [2.2]$$

2.1 OBJETIVOS DEL CONTROL LINEAL

En primera instancia, el objetivo fundamental es el de que la salida de la planta siga a una secuencia denominada de referencia y representada mediante $y_M(k)$, la misma que es generada por un cierto modelo. El control a establecerse es de tipo lineal, lo cual implica que la señal de control $u(k)$ obtenida a través de una realimentación deberá ser implementada a partir de una combinación lineal de la información disponible hasta ese instante. Dicha información disponible estará dada por:

- las salidas de la planta en ese instante y en los anteriores.
- las salidas del modelo de referencia en ese instante y en los anteriores.
- las entradas de control anteriores.

2.1.1 Objetivo de seguimiento

Si se desea que la salida $y(k)$ siga a la referencia $y_M(k)$ sera necesario que, idealmente, la función de transferencia de $y(k)$ a $y_M(k)$ sea la unidad, es decir:

$$y(k) = y_M(k)$$

El retardo propio del sistema impide que la salida $y(k)$ siga a la referencia $y_M(k)$ sin ningún atraso. Lo que si se puede plantear como objetivo es que la salida siga a la referencia en el menor tiempo posible, que será el dado por el retardo (d) del sistema. Esto puede expresarse como:

$$y(k) = y_M(k-d)$$

ó

$$y(k) = q^{-d}y_M(k)$$

Y planteando como función de transferencia:

$$\frac{y(k)}{y_M(k)} = q^{-d} \quad [2.3]$$

2.1.2 Objetivo de regulación

Si la función de transferencia de la salida $y(k)$ con respecto a una perturbación $p(k)$ es expresada mediante una relación polinomial de la forma:

$$\frac{y(k)}{p(k)} = \frac{S(q^{-1})}{Cr(q^{-1})} \quad [2.4]$$

el objetivo de regulación será cumplido si esta función de transferencia es asintóticamente estable. Esto exige que el polinomio Cr sea un polinomio cuyos ceros deben estar dentro del círculo unitario. El polinomio $S(q^{-1})$ depende de la planta y será definido oportunamente.

2.2 LEY DE CONTROL LINEAL

Los objetivos de regulación y seguimiento propuestos pueden ser considerados simultáneamente en una sola expresión de la forma:

$$Cr(q^{-1})[y(k) - q^{-d}y_M(k)] = S(q^{-1})p(k) \quad [2.5]$$

El error de salida en cualquier instante k viene dado por:

$$e(k) = y(k) - q^{-d}y_M(k) \quad [2.6]$$

equivalentemente puede también definirse el error $e(k)$ como:

$$e(k) = y(k+d) - y_M(k)$$

Puede observarse que si en un instante dado k_0 se produce un error de salida igual a,

$$e(k_0) = y(k_0) - y_M(k_0-d)$$

entonces, dado que Cr es asintóticamente estable, este error converge a cero conforme el tiempo crece siempre que:

$$S(q^{-1})p(k) = 0 \quad k > k_0$$

Por lo tanto el control a implementarse es tal que el error planta-modelo se elimina con una dinámica dada por:

$$Cr(q^{-1})e(k) = 0 \quad k > k_0 \quad [2.7]$$

Lo anterior se cumple para el caso de una perturbación impulso. Si la perturbación es de tipo escalón será necesario agregar a $S(q^{-1})$ un factor $(1-q^{-1})$.

Considérese la siguiente identidad polinomial a cumplirse para el polinomio Cr :

$$Cr(q^{-1}) = A(q^{-1})S(q^{-1}) + q^{-d}R(q^{-1}) \quad [2.8]$$

donde:

$$\begin{aligned} Cr(q^{-1}) &= 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_nq^{-n} \\ S(q^{-1}) &= a_0 + s_1q^{-1} + \dots + s_nq^{-n} \\ R(q^{-1}) &= r_0 + r_1q^{-1} + \dots + r_nq^{-n} \end{aligned}$$

Cuando S es de grado $d-1$ la ecuación [2.8] tiene solución única y los grados de S y R son mínimos (ref. 8) e iguales a:

$$\begin{aligned} n_S &= d-1 \\ n_R &= \max(n_A-1, n_C-d) \end{aligned} \quad [2.9]$$

Al igualar los coeficientes q^{-1} correspondientes a cada miembro de la ec. [2.8] se obtiene un sistema de ecuaciones cuya resolución para S y R es secuencial, ya que, de una ecuación a la siguiente se incrementa una sola incógnita. La ecuación correspondiente a la dinámica de error puede ser escrita como:

$$Cr(q^{-1})e(k) = Cr(q^{-1})[y(k+d) - yM(k)] \quad k > k_0$$

Expresión que, utilizando la identidad [2.8] y la ecuación [2.1], se transforma en

$$Cr(q^{-1})e(k) = B(q^{-1})S(q^{-1})u(k) + R(q^{-1})y(k) - Cr(q^{-1})yM(k) \quad [2.10]$$

Es claro de [2.7] que los objetivos de control serán alcanzados si la entrada de control es computada de modo que el lado derecho de la ecuación [2.10] es igual a cero, es decir:

$$B(q^{-1})S(q^{-1})u(k) + R(q^{-1})y(k) - Cr(q^{-1})yM(k) = 0 \quad [2.11]$$

Las consideraciones precedentes permiten establecer una ley de control dada por:

$$B(q^{-1})S(q^{-1})u(k) = Cr(q^{-1})yM(k) - R(q^{-1})y(k) \quad [2.12]$$

Sea B_s un polinomio igual a:

$$B_s(q^{-1}) = B(q^{-1})S(q^{-1}) - b_0$$

Entonces a partir de [2.12] la ley de control se expresa como:

$$u(k) = (1/b_0)[Cr(q^{-1})yM(k) - R(q^{-1})y(k) - B_s(q^{-1})u(k)] \quad [2.13]$$

El esquema correspondiente al control lineal se observa en la fig. 2.1.

control diverge. Mas aun, si se intenta oompensar ceros dentro del círculo pero muy cerca de éste y/o a la izquierda del plazo Z se obtienen efectos indeseables oomo entradas de control muy grandes, o que oscilan.

3. CONTROL ADAPTIVO CON MODELO REFERENCIA

Para el diseño del control considerado en la sección precedente se requiere el conocimiento de los parámetros. Las características del controlador pueden cambiar drásticamente si los parámetros con los cuales se hizo el diseño sufren modificaciones. El esquema básico de control adaptivo a considerarse se presenta en la fig. 3.1.

El procedimiento global a seguirse viene dado en términos generales a través de los siguientes pasos:

Dado un proceso modelo (modelo de referencia) se define la estructura de un controlador tal que permita la igualación de la salida de la planta con la referencia para el caso de parámetros de la planta conocidos e invariantes. Entonces explícitamente se escriben las ecuaciones que describen la estructura del controlador y se nota la relación existente entre los parámetros del controlador y los de la planta. Se establecen por tanto los parámetros del controlador a partir de los parámetros de la planta. Se identifican los parámetros del controlador utilizando un método adecuado y finalmente se utilizan estos estimados en el controlador como si ellos fueran correctos (aplicación del principio de la equivalencia de la certeza).

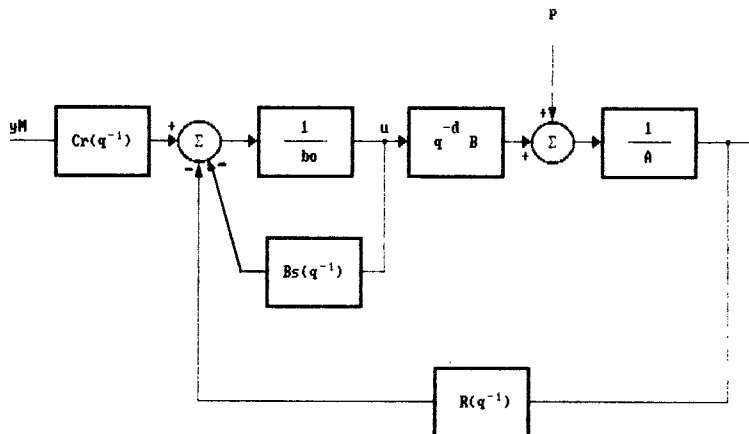


FIG. 2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL ESQUEMA DE CONTROL LINEAL

Este esquema puede ser aplicado a sistemas de fase mínima dado que los ceros de la planta son compensados. Cuando se trabaja con sistemas de fase no mínima no se puede aplicar las técnicas descritas debido a que si se intenta oompensar ceros fuera del círculo unitario la entrada de

Considérese una planta lineal discreta SISO descrita polinomialmente mediante:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) \quad d > 0 \quad [3.1]$$

donde:

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nAq^{-nA} \quad [3.2]$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_nBq^{-nB} \quad [3.3]$$

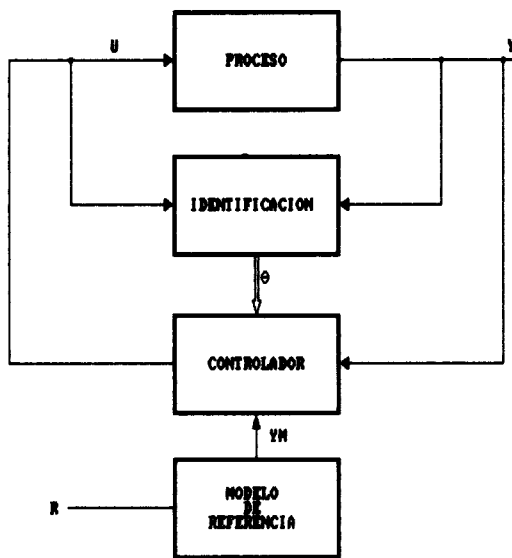


FIG. 3.1 ESQUEMA BASICO DE UNA TECNICA MRAC APLICADA EN CONTROL DISCRETO

Se realizan las siguientes suposiciones:

- el retardo d es conocido
- nA y nB son conocidos
- los ceros de $B(z^{-1})$ están en $|z| < 1$, lo cual permitirá que sean cancelados sin necesidad de recurrir a una entrada de control no acotada.

El esquema de control adaptivo a implementarse consiste en una extensión del control lineal discreto aplicado a plantas de fase mínima descritas mediante [3.1] y en las cuales los parámetros a_i y b_i de [3.2] y [3.3] son desconocidos.

La ley de control adaptivo debe ser diseñada de tal manera que se obtenga un sistema estable en el cual la salida $y(k)$ siga a la referencia $yM(k)$. Específicamente se requiere que $y(k)$ y $u(k)$ sean uniformemente acotadas en k , y que,

$$\lim_{k \rightarrow \infty} [y(k) - yM(k)] = 0 \quad [3.4]$$

Considérese la expresión [2.11] obtenida para el caso de control lineal. Esta expresión puede ser escrita (ref.10) como:

$$b_0u(k) + \theta_0^T \phi_0(k) - Cr(q^{-1})yM(k) = 0 \quad [3.5]$$

donde:

$$\phi_0^T(k) = \begin{bmatrix} u(k-1) \\ \dots \\ u(k-d-nB+1) \\ y(k) \\ \dots \\ y(k-nR) \end{bmatrix} \quad [3.6]$$

$$\theta_0^T = \begin{bmatrix} b_0s_1+b_1 \\ b_0s_2+b_1s_1+b_2 \\ \dots \\ b_nBs_{d-1} \\ r_0 \\ r_1 \\ \dots \\ r_{nR} \end{bmatrix} \quad [3.7]$$

A su vez [3.5] puede transformarse en:

$$\theta^T \phi(k) - Cr(q^{-1})yM(k) = 0 \quad [3.8]$$

donde:

$$\theta^T = [b_0; \theta_0^T]$$

$$\phi^T(k) = [u(k); \phi_0^T(k)] \quad [3.9]$$

Note que θ^T es un vector de parámetros y $\phi^T(k)$ es un vector de variables medibles.

En consecuencia, los objetivos del control lineal podrán ser conseguidos mediante una entrada de control $u(k)$ tal que, según [3.5]:

$$u(k) = (1/b_0)[Cr(q^{-1})yM(k) - \theta_0^T \phi_0(k)] \quad [3.10]$$

Se puede observar que de la ecuación [2.1] y de la identidad polinomial [2.8] la planta se puede parametrizar como:

$$Cr(q^{-1})y(k) = [A(q^{-1})S(q^{-1}) + q^{-d}R(q^{-1})]y(k)$$

$$Cr(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})S(q^{-1})u(k) + q^{-d}R(q^{-1})y(k) \quad [3.11]$$

Comparando esta expresión con la ley de control obtenida en [2.12] se observa que identificando la planta parametrizada como en [3.11] se identificarán simultáneamente los parámetros del controlador. Note que la expresión [3.11] también puede expresarse como:

$$Cr(q^{-1})y(k) = \theta^T \phi(k-d) \quad [3.12]$$

En vista de que los coeficientes a_1 y b_1 de [3.2] y [3.3] son desconocidos es claro que los parámetros del controlador no pueden ser computados de acuerdo a lo establecido en la sección 2. Sin embargo, si se asumen conocidos los valores de nA , nB y d , la estructura del controlador dada en [3.10] es también válida. Entonces, es natural el reemplazo de los parámetros desconocidos del controlador b_0 y θ_0 por parámetros ajustables $\hat{b}_0(k)$ y $\hat{\theta}_0(k)$ que serán actualizados mediante un mecanismo de adaptación.

Consecuentemente, la ley de control para el caso adaptivo viene dada por:

$$u(k) = \frac{1}{\hat{b}_0(k)} [Cr(q^{-1})yM(k) - \hat{\theta}_0^T(k) \phi_0(k)] \quad [3.13]$$

o, equivalentemente de [3.8],

$$\hat{\theta}^T(k) \phi(k) = Cr(q^{-1})yM(k) \quad [3.14]$$

donde:

$$\hat{\theta}^T(k) = [\hat{b}_0(k); \hat{\theta}_0^T(k)] \quad [3.15]$$

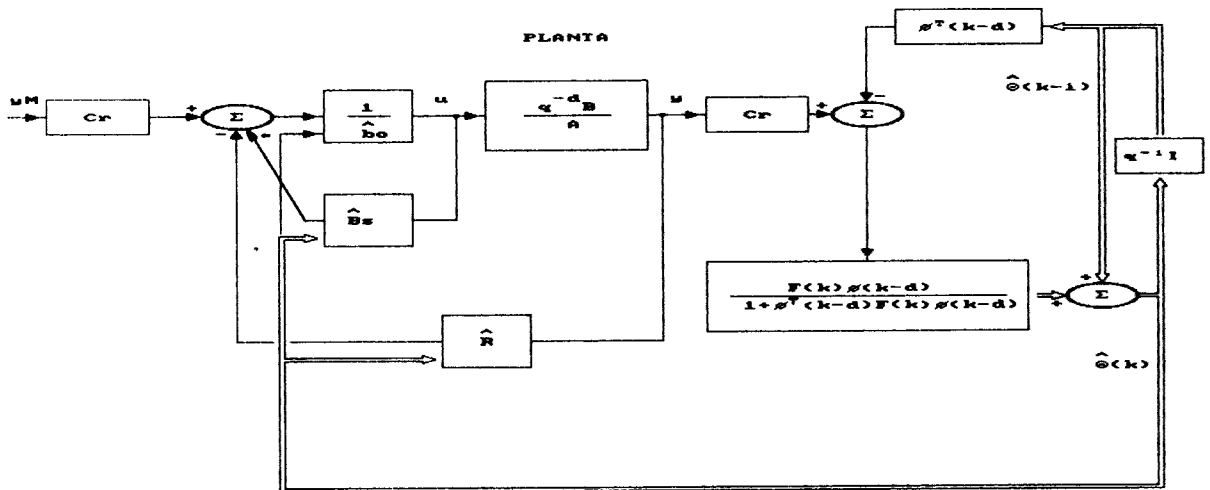


FIG. 3.2 ESQUEMA DE CONTROL ADAPTIVO

El mecanismo de adaptación viene dado en función de la estimación de los parámetros del controlador. La ley de control propuesta contempla los estimados $\hat{b}_0(k)$ y $\hat{\theta}^T(k)$ que, asociados según [3.15] conforman el vector de parámetros estimados $\hat{\theta}^T(k)$. Entonces, la estimación de este vector de parámetros se la efectúa utilizando una de las versiones de identificación paramétrica más utilizada: la identificación recursiva de mínimos cuadrados con factor de olvido. La formulación del algoritmo respectivo de identificación es la siguiente:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \alpha_k F(k+1) \phi(k-d) [Cr(q^{-1})y(k) - \hat{\theta}^T(k-1)\phi(k-d)] \quad [3.16]$$

F es la matriz adaptativa de ganancias calculada según:

$$F(k+1) = \frac{1}{\alpha_k} \left[F(k) - \frac{F(k)\phi(k-d)\phi^T(k-d)F(k)}{1 + \phi^T(k-d)F(k)\phi(k-d)} \right] \quad [3.17]$$

el valor correspondiente a α_k se denomina "factor de olvido" y su valor debe ser tal que:

$$0 < \delta \leq \alpha_k \leq 1 - \epsilon \quad [3.18]$$

donde δ y ϵ son números positivos arbitrariamente pequeños pero distintos de cero.

La fig. 3.2 muestra el esquema de control adaptativo estructurado de acuerdo a las consideraciones anteriormente expuestas.

3.1 ALGORITMO DE CONTROL ADAPTIVO MRAC

La implementación del esquema de control adaptativo propuesto se realiza, en virtud del análisis precedente, aplicando los siguientes pasos:

1. Se determina una secuencia de referencia $\{y_M(k)\}$ utilizando para ello un modelo.

2. Se considera plantas de fase mínima descritas de la forma:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + p(k)$$

Se desconocen los coeficientes a_1 y b_1 .

3. Se asumen conocidos los valores de n_A , n_B y d . Restrictivamente los ceros de $B(z^{-1})$ deberán estar en $|z| < 1$.

4. Se efectúa para cada instante k el proceso correspondiente a la estimación del vector de parámetros del controlador, utilizando para el efecto las expresiones [3.16], [3.17] y [3.18]. Note que:

$$\hat{\theta}^T(k) = [\hat{b}_0(k); \hat{\theta}_0^T(k)]$$

5. Se calcula $u(k)$ mediante la ley de control adaptativo dada por:

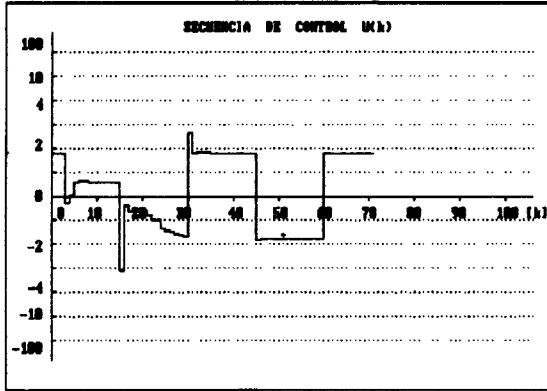
$$u(k) = \frac{1}{\hat{b}_0(k)} [Cr(q^{-1})y_M(k) - \hat{\theta}_0^T(k)\phi_0(k)]$$

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

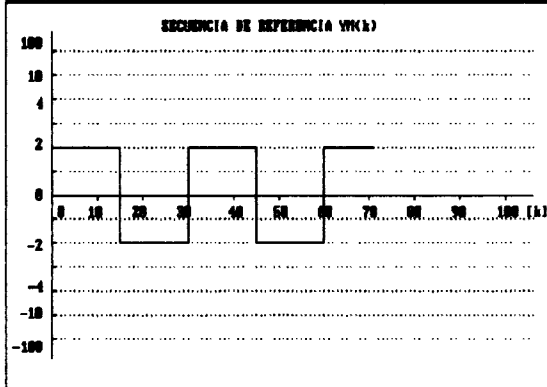
El análisis de los resultados obtenidos mediante simulaciones digitales permiten establecer con mayor certeza el comportamiento de los sistemas sujetos a las acciones de control en consideración. El soporte físico utilizado para el efecto lo conforma un computador PC/XT/AT IBM compatible, operable de preferencia a por lo menos 10 MHz y con disponibilidad mínima de memoria RAM de 640 Kb.

A efecto de evaluar el comportamiento de esta técnica de control se realizaron extensas simulaciones, habiéndose observado en cada una de ellas la eficiencia y versatilidad de esta técnica. Se presentan a continuación dos ejemplos ilustrativos:

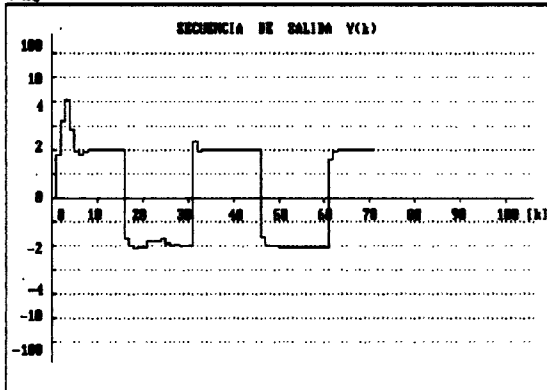
A.1



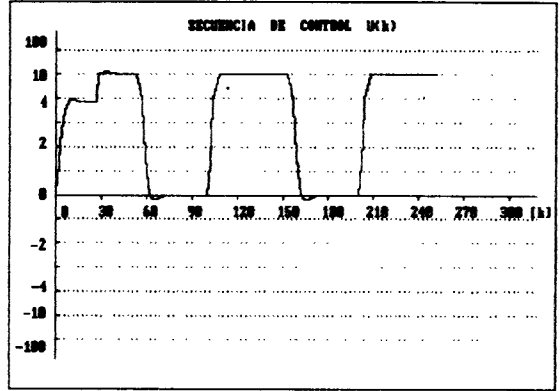
A.2



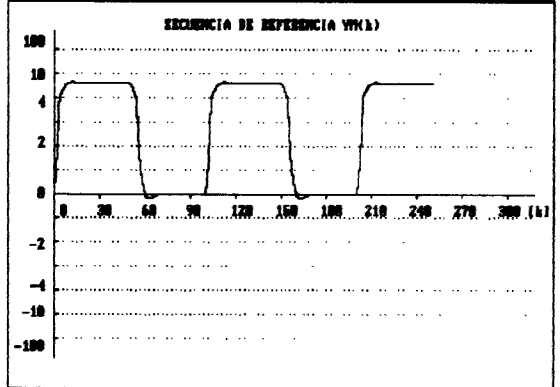
A.3



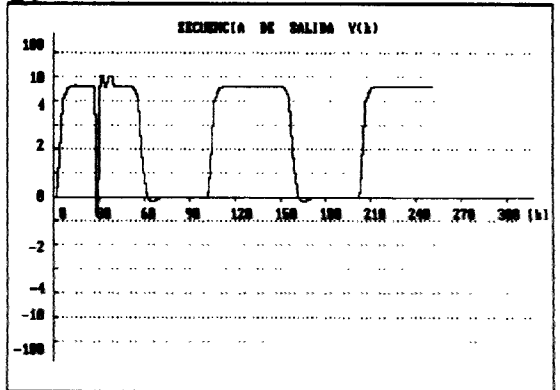
B.1



B.2



B.3



Se considera en el 1er. ejemplo una planta inicial de 2do. orden cuyos parámetros, para efectos de control, se consideran desconocidos. Esta planta está dada por: $A(q^{-1}) = 1 - q^{-1} + 0.24q^{-2}$; $B(q^{-1}) = 1 - 0.2q^{-1}$; $d=1$. El modelo de referencia genera la secuencia mostrada en la fig. A.2. En el instante $k=20$ la planta se modifica, transformándose a partir de ese instante en una planta dada por: $A(q^{-1}) = 1 - 0.9q^{-1} + 0.08q^{-2}$; $B(q^{-1}) = 1 - 0.8q^{-1}$. Se utiliza para la simulación un polinomio $Cr(q^{-1}) = 1 - 0.1q^{-1}$. Se observa en los resultados la presencia de dos etapas de adaptación, una a partir de $k=0$ (ya que se supone no conocida la planta inicial) y otra a partir de $k=20$ (cuando se altera la planta). De los resultados se determina

el cumplimiento de los objetivos generales del control: la salida converge a la referencia deseada y la secuencia de control es acotada. Cuando $Cr(q^{-1}) = 1$ la convergencia es más rápida pero a expensas de una secuencia de control más grande. Los resultados desmejoran cuando $Cr(q^{-1}) = 1 + 0.3q^{-1}$.

En el 2do. ejemplo se considera un modelo que genera una secuencia de referencia relativamente compleja (fig. B.2). En el instante $k=25$ la planta inicial dada por: $A(q^{-1}) = 1 - 1.2q^{-1} + 0.35q^{-2}$ y $B(q^{-1}) = 1 - 0.7q^{-1}$ se modifica, pasando a constituirse en las nuevas condiciones por $A(q^{-1}) = 1 - q^{-1} + 0.8q^{-2}$ y $B(q^{-1}) = 0.7 - 0.2q^{-1}$. Se utiliza $Cr(q^{-1}) = 1 - 0.25q^{-1}$. El retardo

del sistema es $d=2$. Es destacable la rápida convergencia de la salida hacia la referencia luego de producirse la alteración. Se aprecia que a partir de $k=38$ se tiene ya un seguimiento perfecto de la salida a la referencia.

5. CONCLUSIONES

El trabajo realizado permite establecer que la técnica de MRAC analizada es adecuada para ejercer control sobre aquellos procesos cuyos parámetros no son conocidos o cambian apreciablemente durante el funcionamiento. En virtud de ello se constituye en una técnica de mucha utilidad para el control automático de procesos.

En el esquema de MRAC propuesto los objetivos de seguimiento y regulación son determinados respectivamente por la secuencia de referencia $y_M(k)$ y el polinomio Cr . La independencia en la especificación de los objetivos se consigue debido a que la entrada de control $u(k)$ se calcula utilizando la salida de referencia $y_M(k)$ y no la entrada a un modelo de referencia que genera $y_M(k)$. Al utilizar un modelo de referencia para generar $y_M(k)$ la dinámica de ese modelo puede especificarse independientemente del polinomio $Cr(q^{-1})$.

El papel que desempeña el polinomio $Cr(q^{-1})$ es de fundamental importancia. Las simulaciones realizadas demuestran que entre más próximos estén sus ceros del origen más rápido será cero el error de salida, pero siempre a expensas de más energía en la entrada de control. Consecuentemente, en la selección del polinomio $Cr(q^{-1})$ debe existir un compromiso entre la rapidez con que se anula el error y la energía que se desea emplear en ello.

Quando la planta del sistema a controlar tiene sus ceros dentro del círculo unitario pero muy próximos a este se presentan efectos indeseables tales como entradas de control oscilatorias y/o de muy alta magnitud.

En el algoritmo de mínimos cuadrados recursivo con factor de olvido la matriz adaptiva de ganancias $F(k)$ no converge a cero como sucede en el caso de la versión sin factor de olvido ($\alpha_k=1$). Consecuentemente, para la implementación en un esquema de control adaptivo es recomendable la introducción del factor de olvido por cuanto, al nunca ser cero la matriz de ganancias, el algoritmo estará siempre en potencia de identificar un cambio eventual en los parámetros del proceso.

Finalmente cabe indicar que de acuerdo a lo observado, la importancia del control adaptivo radica en sus características de versatilidad y eficiencia. Los estudios realizados en el Dpto. de Control de la Fac. de Ingeniería Eléctrica (EPN) así lo demuestran y las aplicaciones en tiempo real que se vienen implementado lo ratifican objetivamente.

6. REFERENCIAS

- [1] ASTROM K.J., "Adaptive Feedback Control", Proc. IEEE, Vol-75, pp.185-209, 1987.
- [2] ASTROM K.J., "Model Reference Adaptive Controllers", Automatica Vol-19, pp.467-471, 1983.
- [3] BARRAGAN B.M., "Identificación y Control", FIE-EPN, Dpto. Electrónica y Control, 1986.
- [4] EGART B.I., "Unification of some discrete Adaptive Control Schemes", IEEE-TAC, Vol AC-25, pp.693-697, 1979.
- [5] FEUER A. and MORSE S., "Adaptive Control of single input-single output systems", IEEE-TAC, Vol AC-23, pp.592-599, 1979.
- [6] GOODWING G., RAMADGE P. and CAINES E., "Discrete Time Adaptive Control", IEEE-TAC, Vol AC-25, pp.449-456, 1980.
- [7] GOODWING G. and SIN S., Adaptive Filtering Prediction and Control, Prentice-Hall, NJ., 1984.
- [8] LANDAU I. and LOZANO R., "Unification of Discrete Time Explicit Model Reference Adaptive Control Designs", Automatica Vol-17, pp.593-811, 1981.
- [9] LOZANO R., "Independent Tracking and Regulation Adaptive Control with Forgetting Factor", Automatica Vol-18, pp.455-459, 1982.
- [10] ORTIZ H., Control Adaptivo con Modelo de Referencia para Sistemas Discretos, Tes. FIE-EPN, 1990.
- [11] VALAVANI L. and NARENDRA K., "Stable Adaptive Design-Direct Control", IEEE-TAC, Vol AC-23, pp.570-582, 1978.
- [12] VALLEJO J.C., "Control Adaptivo de un proceso neumático", Simposio en Control Automático, FIE-EPN, 1987.

BIOGRAFIAS



ORTIZ HUGO .- Realizó sus estudios superiores en la Escuela Politécnica Nacional, institución que le confirió el título de Ingeniero en Electrónica y Control en Mayo de 1990.

Sus áreas de desempeño corresponden a labores docentes en la EPN, procesamiento de señales y datos (SDP) e Informática aplicada.



BARRAGAN MARCO .- Obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones en la Escuela Politécnica Nacional en Enero de 1973. Master en Ciencias, especialidad Ingeniería de Sistemas, Universidad de Sao Paulo-Brasil, Diciembre de 1977. Profesor principal a tiempo completo en la Escuela Politécnica Nacional, área de Electrónica y Control.