Diseño de un controlador digital adaptativo para reactores tubulares

CARMELO FUENTES*
Ingeniero Químico Universidad del Atlántico
M. Sc. Lehigh University
Ph. D. Lehigh University

RESUMEN

Este artículo muestra un método de diseño para controladores digitales adaptativos en reactores tubulares. Los resultados de este sistema de control se comparan muy favorablemente con los de controladores continuos diseñados de acuerdo a las reglas de Ziegler-Nichols.

INTRODUCCION

El gran desarrollo tecnológico de los computadores ha hecho posible la implementación de técnicas avanzadas de control tales como: Control Inferencial, adaptativo, por adelante y sistemas expertos.

Los reactores tubulares y los intercambiadores de calor son procesos que pueden controlarse mediante sistemas de control adaptativo, ya que propiedades de aquellos sistemas tales como ganancia en el estado estacionario, tiempo muerto y constante de

* Profesor Universidad Industrial de Santander Apartado Aéreo 678 Bucaramanga, Colombia

Rev. ION Bucaramanga (Colombia), 11(1):47-74, junio 1998

tiempo varían considerablemente con la velocidad másica de estos procesos.

Actualmente hay dos mecanismos para la adaptación de sistemas de control. El primero se conoce como control adaptativo programado y el segundo como control auto adaptativo.

En el primer caso, o sea, el de control adaptativo programado corresponde a la situación donde el proceso es bien conocido y hay un modelo matemático adecuado para el proceso. Para estos casos, hay una variable auxiliar que correlaciona los cambios en el proceso con los cambios que se deben hacer en los parámetros del controlador, para mantener constantes los criterios de diseño del sistema de control. Consecuentemente si se miden los cambios en la variable auxiliar se pueden programar los cambios en los parámetros del controlador tales como ganancia Kc, constante integral de tiempo τ_I, período de la toma de muestras, etc.

Si el proceso no se conoce bien, hay la necesidad de evaluar los objetivos del control cuando el proceso esté en funcionamiento usando los valores de la variable controlada, manipulable y los valores de las perturbaciones. El mecanismo de adaptación cambiará los objetivos de control para optimizar los criterios de control. En este caso tenemos un sistema de control autoadaptativo.

Para el sistema que vamor a estudiar, reactores tubulares, el sistema de control adaptativo será programado, ya que el modelo matemático del proceso es adecuado y se pueden programar los cambios en los perámetros del controlador digital, como se verá a continuación.

DESARROLLO DEL MODELO

El modelo matemático de un reactor tubular para una reacción irreversible de primer orden, está dado por la siguiente ecuación Diferencial (1).

$$\frac{\partial C_A}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial Z}(v\ C_A) + K\ C_A = \frac{\partial}{\partial Z}\left[D_A\ \frac{\partial C_A}{\partial Z}\right] \qquad (1)$$

Para este caso, hemos supuesto variaciones en la Dirección Z únicamente. Si adicional mente suponemos que el térmico difusional es pequeño, la ecuación anterior se reduce a:

$$\frac{\partial C_A}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial Z}(v\ C_A) + K\ C_A = 0 \tag{2}$$

Esta ecuación diferencial parcial no lineal puede resolverse para el caso de v y k cosntantes, tomando la transformada de Laplace de la ecuación (2) para obtener:

$$S\ C_A(Z,S) + \frac{v\partial C_A}{\partial Z}(Z,S) + K\ C_A(Z,S) = 0 \tag{3}$$

o despues de reordenar

$$\frac{d\ C_A(Z,S)}{C_A(Z,S)} = - \left[\frac{S}{v} + \frac{K}{v} \right] dZ \tag{4}$$

Integrando entre 0, el comienzo del reactor, y L, el final del reactor, obtenemos:

$$\frac{C_{AL(s)}}{C_{AO(s)}} = \frac{C_A(L,S)}{C_A(0,S)} = e^{-\frac{KL}{v}} \cdot e^{-\frac{L}{v}S} \tag{5}$$

o también

$$\frac{C_{AL(s)}}{C_{AO(s)}} = K_P\ e^{-T_{DS}} \tag{6}$$

Donde

$$K_P = e^{-\frac{KL}{v}} \qquad y \qquad T_D = e^{-\frac{L}{V}S}$$

La función de transferencia del reactor tubular es entonces un tiempo muerto T_D con una atenuación K_P, ver Figura 1 (3).

Un esquema bastante usado para controlar la concentración de salida de un reactor tubular se muestra en la Figura 2. El alimento con un flujo volumétrico F_D y concetración C_{AD} se mezcla con un flujo F_M de A_{puro}. El flujo F_M se manipula por un controlador de composición. (Figura 2).

La ecuación (6) indica que pueden surgir problemas de control si hay cambios en el flujo del alimento. Por ejemplo si F_D aumenta, la ganancia en el circuito abierto K_P aumenta pero el tiempo muerto τ_D disminuye. Esto indica que la ganancia de un controlador continuo puede resultar demasiado conservadora para un aumento en el flujo del alimento y por el contrario, pudiera producir un comportamiento demasiado oscilatorio para una disminución en el flujo del alimento.

Las observaciones anteriores sugieren también la posibilidad de usar un controlador digital adaptativo para compensar los cambios que ocurren en la ganancia en el circuito abierto y en el tiempo muerto T_D del proceso cuando se varía el flujo del alimento. La Tabla 1 da las condiciones en el estado estacionario y los parámetros del diseño del reactor tubular estudiado.

TABLA 1.- Condiciones en el estado estacionario y parámetros de diseño del reactor tubular

Item		Valor
Diámetro	(pulgadas)	1
Longitud	(pies)	67
C_{AM}	(lb-mol/Pie^3)	0.8
C_{AD}	(lb-mol/Pie^3)	0.1
C_{AD}	(lb-mol/Pie^3)	0.154
C_A	(lb-mol/Pie^3)	0.05
F_M	(Pie^3/min)	0.05
F_D	(Pie^3/min)	0.6
F_O	(Pie^3/min)	0.65
K	(min^{-1})	2.0

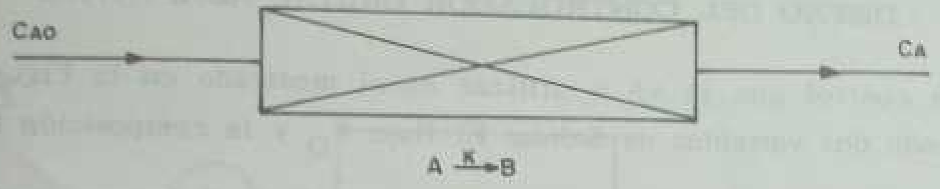

FIGURA I-A ESQUEMA DE UN REACTOR TUBULAR

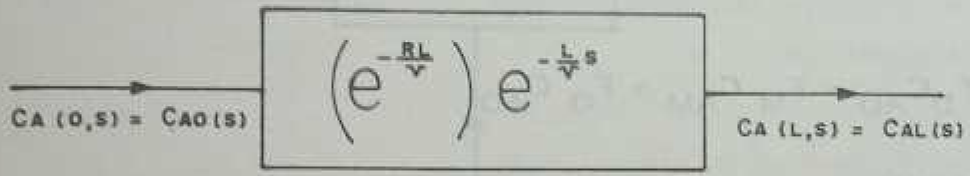

FIGURA I.B FUNCION DE TRANSFERENCIA DE UN REACTOR TUBULAR

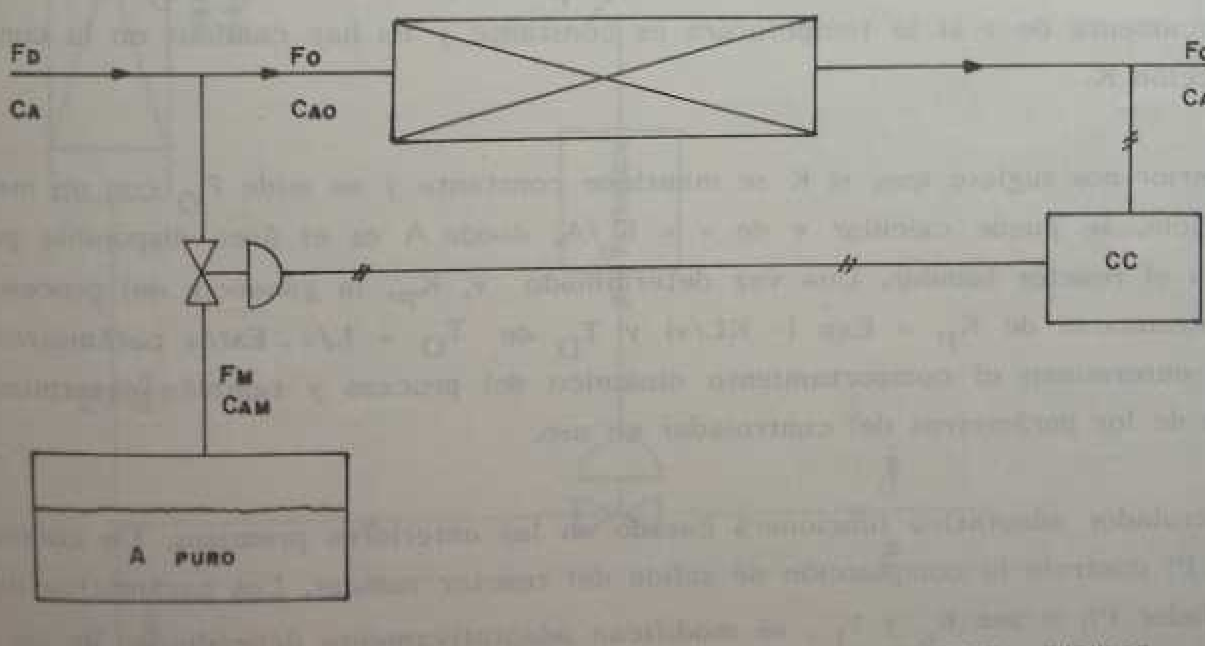

FIGURA 2 ESTRUCTURA DE CONTROL DEL REACTOR TUBULAR

DISEÑO DEL CONTROLADOR DIGITAL ADAPTATIVO

El esquema de control que se va a utilizar es el mostrado en la Figura 3. Note que se están midiendo dos variables de Salida: El flujo F_D y la composición C_A.

Es también evidente que

$$F_D + F_M = F_O \tag{7}$$

y que

$$F_D C_{AD} + F_M C_{AM} = F_O C_{AO} \tag{8}$$

De la ecuación (5)

$$\frac{C_A(L,S)}{C_A(O,S)} = e^{-\frac{KL}{v}} \; e^{-\frac{L}{v} S} \tag{5}$$

puede verse claramente que los parámetros $K_P = \exp(-KL/v)$ y $T_D = L/v$ dependen únicamente de v si la temperatura es constante y no hay cambios en la constante de reacción K.

Lo anterior nos sugiere que, si K se mantiene constante y se mide F_O con un medidor de orificio, se puede calcular v de $v = F_o/A$, donde A es el área disponible para el flujo en el reactor tubular. Una vez determinado v, K_P, la ganancia del proceso puede determinarse de $K_P = \mathrm{Exp}(-KL/v)$ y T_D de $T_D = L/v$. Estos parámetros K_P y T_D determinan el comportamiento dinámico del proceso y también determinan los valores de los parámetros del controlador en uso.

El controlador adaptativo funcionará basado en las anteriores premisas. Un controlador digital PI controla la composición de salida del reactor tubular. Los parámetros de este controlador PI, o sea K_c y τ_I, se modifican adaptativamente dependiendo de los valores de K_P y τ_D calculados por el sistema adaptativo en base a los valores medidos

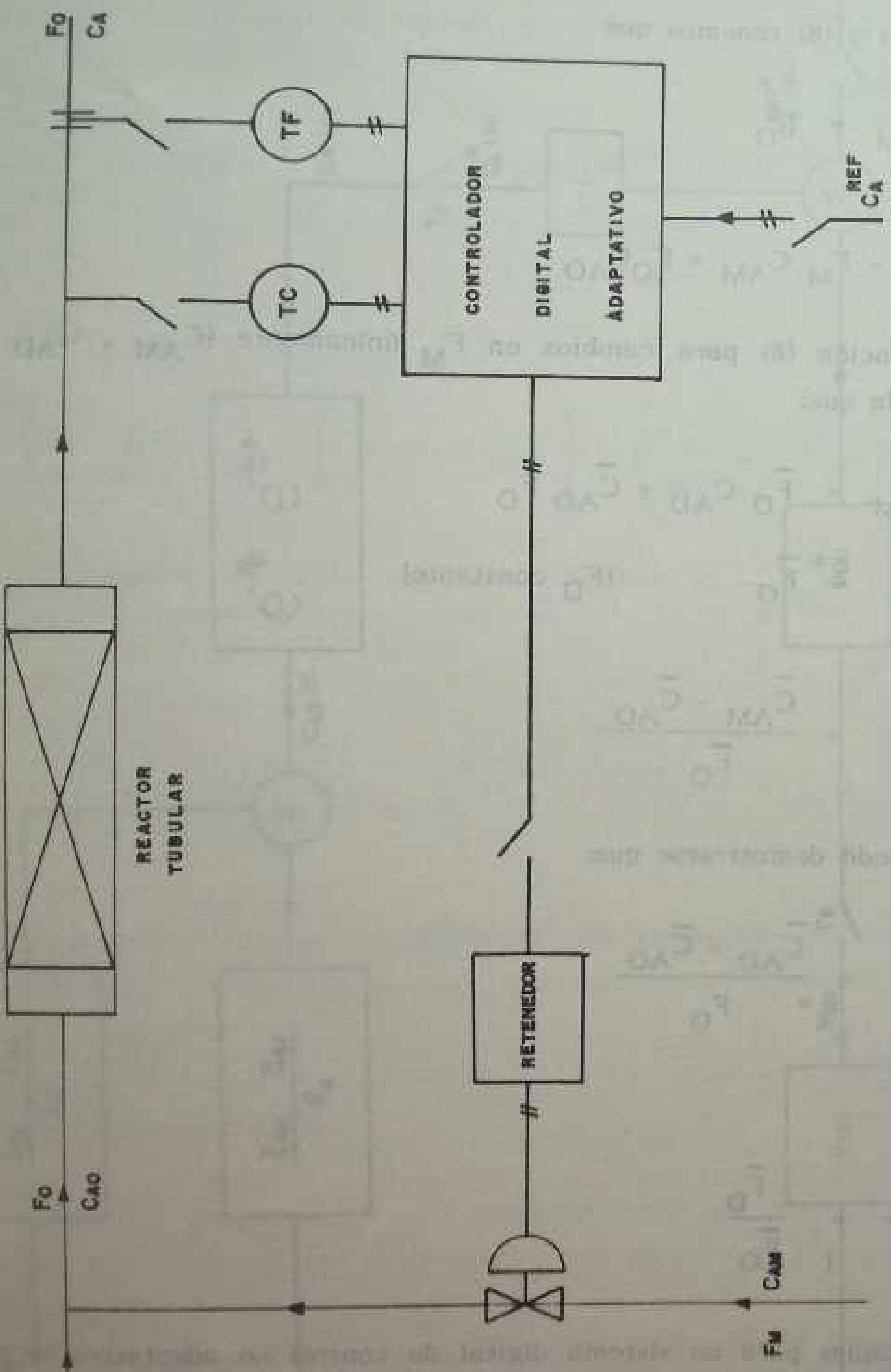

FIGURA 3 ESQUEMA DE CONTROL DIGITAL ADAPTATIVO

de F_O. Para mayores detalles ver Figura 3.

De las ecuaciones (7) y (8) tenemos que

$$F_D + F_M = F_O \qquad (7)$$

y

$$F_D C_{AD} + F_M C_{AM} = F_O C_{AO} \qquad (8)$$

Linealizando la ecuación (8) para cambios en F_M únicamente (C_{AM}, C_{AD} y F_D constantes) nos queda que:

$$F_M \bar{C}_{AM} = \bar{F}_O C_{AD} + \bar{C}_{AO} F_O \qquad (9)$$

$$\bar{F}_M = \bar{F}_O \qquad (F_D \text{ constante})$$

$$\frac{C_{AO}(S)}{F_M(S)} = \frac{\bar{C}_{AM} - \bar{C}_{AO}}{\bar{F}_O} \qquad (10)$$

De igual manera puede demostrarse que:

$$\frac{C_{AO}(S)}{F_D(S)} = \frac{\bar{C}_{AD} - \bar{C}_{AO}}{F_O} \qquad (11)$$

y que

$$\frac{C_{AO}(S)}{C_{AD}(S)} = \frac{\bar{F}_D}{\bar{F}_O} \qquad (12)$$

El diagrama de bloques para un sistema digital de control no adaptativo se muestra en la Figura 4 para cambios en F_D.

H(S) es la transformada de Laplace de un retenedor de orden Cero.

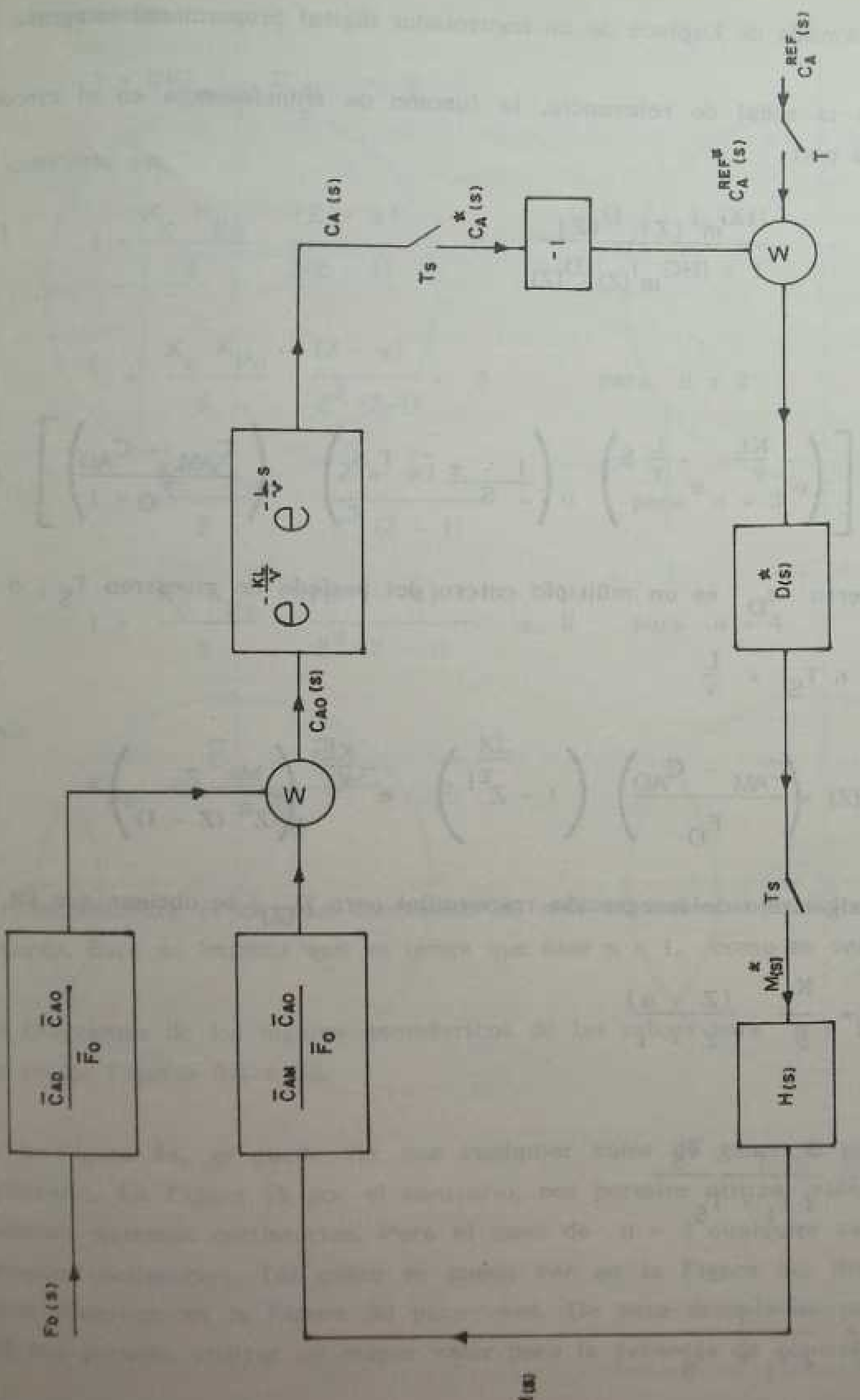

FIGURA 4 DIAGRAMA DE CONTROL EN EL CIRCUITO CERRADO PARA CAMBIOS EN F_D

D(S) es la transformada de Laplace de un controlador digital proporcional integral.

Para cambios en la señal de referencia, la función de transferencia en el circuito cerrado está dada por:

$$\frac{\frac{X(Z)}{REF}}{X_{(Z)}} = \frac{(HG_m)_{(Z)}\ D_{(Z)}}{1 + (HG_m)_{(Z)}\ D_{(Z)}} \tag{13}$$

Donde

$$(HG_m)_{(Z)} = Z\left[\left(e^{-\frac{KL}{v}}\ e^{-\frac{L}{v}S}\right)\left(\frac{1 - e^{-T_s S}}{S}\right)\left(\frac{C_{AM} - C_{AO}}{F_O}\right)\right] \tag{14}$$

Si el tiempo muerto τ_D es un múltiplo entero del período de muestreo T_S, o sea

$$\tau_D = n\ T_S = \frac{L}{v} \tag{15}$$

$$HG_m(Z) = \left(\frac{C_{AM} - C_{AD}}{F_O}\right)\left(1 - Z^{-1}\right)\ e^{-\frac{KL}{v}}\left(\frac{Z}{Z^n\ (Z - 1)}\right) \tag{16}$$

Si se utiliza un algoritmo de integración trapezoidal para $D_{(Z)}$, se obtiene que (3)

$$D(Z) = \frac{K_c}{\beta}\ \frac{(Z - \alpha)}{Z - 1} \tag{17}$$

donde

$$\alpha = \frac{2\ \tau_I - T_S}{2\ \tau_I + T_S} \tag{18}$$

y

$$\beta = \frac{2\ \tau_I}{2\ \tau_I + \tau_S}$$

de esta manera

$$1 + (HG_m)_{\underset{z}{(2)}} \, D_{\underset{z}{(2)}} = 0 \tag{20}$$

se convierte en:

$$1 + \frac{K_c \; K_{Po}}{\beta} \; \frac{(Z - \alpha)}{Z(Z - 1)} = 0 \qquad \text{para} \quad n = 1$$

$$1 + \frac{K_c \; K_{Po}}{\beta} \; \frac{(Z - \alpha)}{Z^2 \; (Z-1)} = 0 \qquad \text{para} \quad n = 2$$

$$1 + \frac{K_c \; K_{Po}}{\beta} \; \frac{(Z - \alpha)}{Z^3 \; (Z - 1)} = 0 \qquad \text{para} \quad n = 3$$

$$1 + \frac{K_c \; K_{Po}}{\beta} \; \frac{(Z - \alpha)}{Z^4 \; (Z - 1)} = 0 \qquad \text{para} \quad n = 4$$

donde

$$K_{Po} = \frac{\overline{C}_{AM} - \overline{C}_{AD}}{\overline{F}_O} \; e^{-\frac{KL}{v}} \tag{21}$$

Y aparentemente el sistema controlado es más inestable si la velocidad de muestreo aumenta. Esto no implica que se tenga que usar n = 1, como se verá a continuación

Los Diagramas de los lugares geométricos de las raíces para n = 1 hasta 4, aparecen en las Figuras 5a. a 5d.

De la Figura 5a, se puede ver que cualquier valor de ganancia produce un sistema oscilatorio. La Figura 5b por el contrario, nos permite utilizar valores de K_c que no producen sistemas oscilatorios. Para el caso de n = 3 cualquier valor de K_c origina sistemas oscilatorios. Tal como se puede ver en la Figura 5c. Situación similar se puede observar en la Figura 5d para n=4. De esta manera se puede observar que n=2 nos permite utilizar un mayor valor para la ganancia de controlador PI y en con-

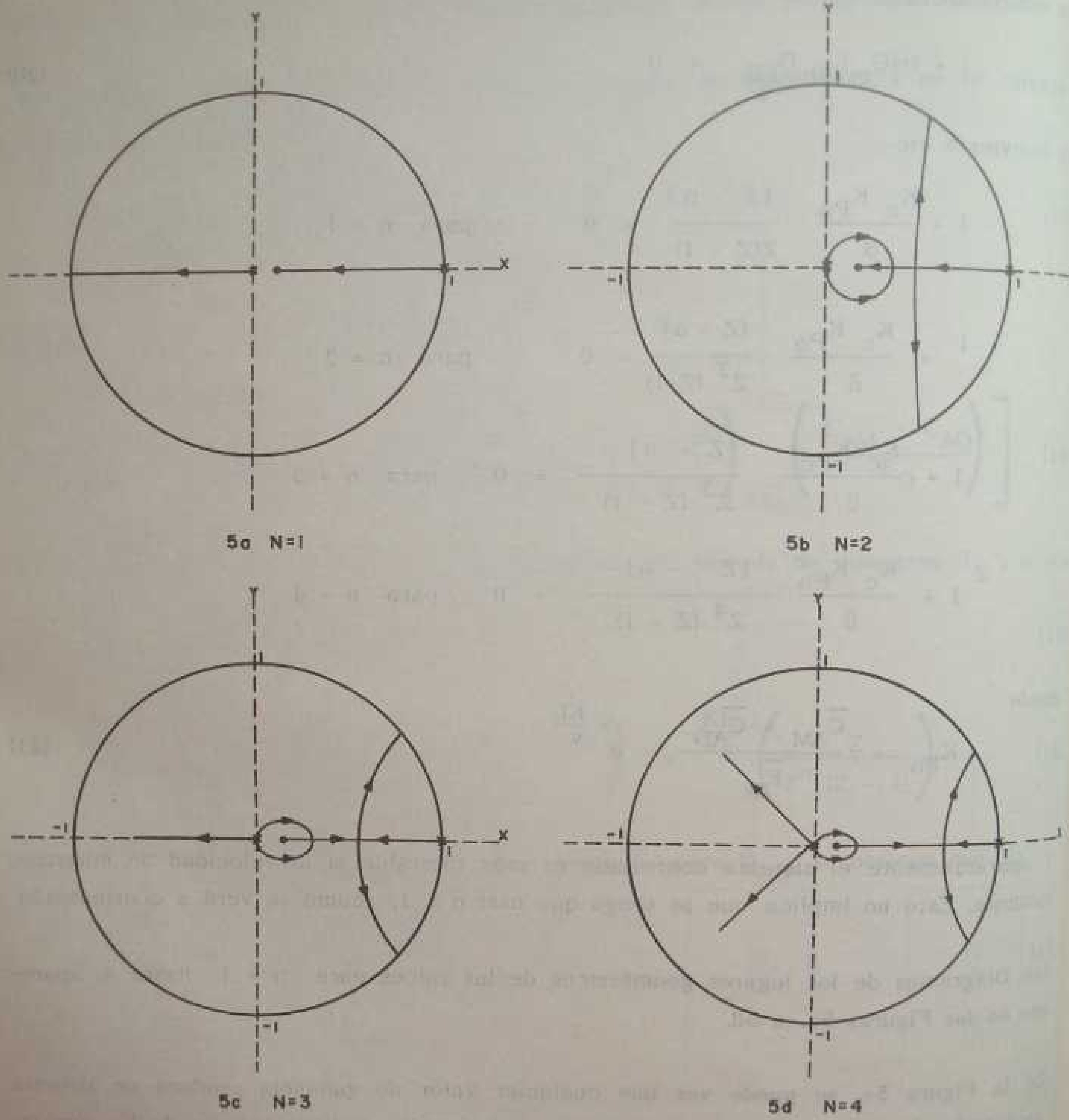

FIGURA 5 LUGAR GEOMETRICO DE LAS RAICES EN EL PLANO Z PARA DIFERENTES PERIODOS DE MUESTREO

secuencia vamos a escoger $T_D = 2T_S$. Además, el comportamiento no lineal de un reactor tubular influye altamente en la decisión del período de muestreo adecuado.

En Tabla 2, también se dan los valores de la ganancia crítca K_u y de la ganancia del controlador PI para un $\alpha = 0.1$, que produce un $\xi = 0.707$. Puede verse de esta tabla que en los casos donde $n = 3$ y $n = 4$, la ganancia del controlador que produce un $\xi = 0.707$ es extremadamente pequeña. Los valores de K_c para $n = 1$ y $n = 2$, que producen un $\xi = 0.707$ son bastante similares, pero obviamente se prefiere $n = 2$, porque el proceso se está observando más frecuentemente.

Hay otro factor que nos lleva a preferir $n = 2$, el tiempo de estabilización, como se verá a continuación. el plano Z, puede considerarse como un mapeo del plano S, mediante la ecuación $Z = \exp. (T_s)$

Un punto $Z = X + i Y$ corresponde a un punto $S = X' + iY'$, que están relacionados por medio

$$\text{de } Z = e^{T_s S}$$

TABLA 2.- Valores de Kc que producen un coeficiente de amortiguamiento $\xi = 0.707$ También se dan los valores de Ku, $\alpha = 0.1$

n	Kc	Ku
1	.536	3.098
2	.6898	1.868
3	.001	1.191
4	.0011	0.857

de $Z = e^{TsS}$.

$$X + iY = e^{Ts(X' + iY')} = (e^{TsX'}) \quad (e^{i\, TsY'}) \tag{22}$$

$$\text{o} \quad X + iY'' = e^{TsX'} \mid \cos(TsY') + i\ \text{sen}(TsY') \mid \tag{23}$$

que es equivalente a

$$X = e^{TsX'} \cos(TsY') \quad y \quad Y = e^{TsX'} \operatorname{sen}(Ts')$$

resolviendo para Cos (TsY') y sen(TsY')

$$\operatorname{Cos}(TsY') = \frac{X}{e^{TsX'}} \quad (22) \qquad \operatorname{Sen} TsY' = \frac{Y}{e^{TsX'}} \quad (23)$$

Elevando al cuadrado (22) y (23) y sumando los resultados se obtiene

$$X^2 + Y^2 = e^{2TsX'} \tag{24}$$

ya que $|Z| = \sqrt{X^2 + Y^2}$

$$|Z| = e^{TsX'} \tag{25}$$

o $X' = \dfrac{\ell n\ |Z|}{T_S}$

donde

$\ell n\ |Z| < 0$, para tener un sistema estable

ó $$X' = \frac{n\ \ell n\ |Z|}{\tau_D} \tag{26}$$

La ecuación anterior nos indica que a medida que aumente la frecuencia de muestreo (T_S menor), la parte real X' en el dominio de S se hará más negativa lo que equivale a decir que el sistema se estabilizará más rápidamente.

Basados en las anteriores consideraciones escogimos $n = 2$, o sea $T_S = T_D/2$ para el período de muestreo.

Nos queda ahora encontrar el valor óptimo de τ_1, o lo que es lo mismo el valor óptimo de α. La figura 6 nos muestra como varían Kc y Kc/β con α para producir un coeficiente de amortiguamiento $\xi = 0.707$. De la Figura 6 puede verse que

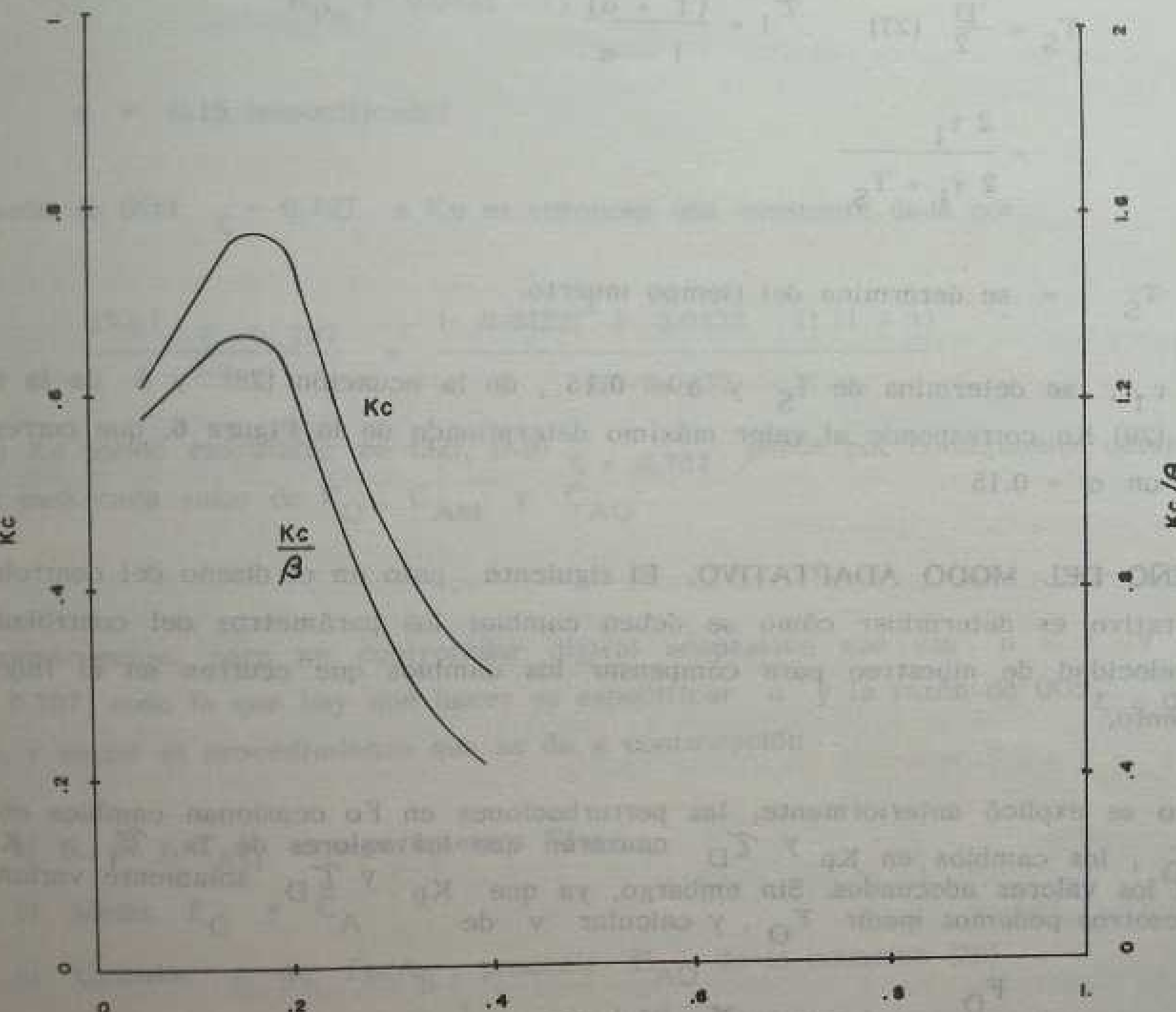

FIGURA 6 VARIACION DE Kc Y Kc/β CON α

un α de 0.15 nos produce un valor máximo de $Kc = 7.8$

Los parámetros del controlador digital están dados por

$$T_S = \frac{\tau_D}{2} \quad (27) \qquad \tau_I = \frac{(1 + \alpha)}{1 - \alpha} \tag{28}$$

$$= \frac{2\,\tau_I}{2\,\tau_I + T_S} \tag{29}$$

T_S = se determina del tiempo muerto.

τ_I, se determina de T_S y $\alpha = 0.15$, de la ecuación (28) y β de la ecuación (29) Kc corresponde al valor máximo determinado de la Figura 6, que corresponde a un $\alpha = 0.15$

DISEÑO DEL MODO ADAPTATIVO. El siguiente paso en el diseño del controlador adaptativo es determinar cómo se deben cambiar los parámetros del controlador y la velocidad de muestreo para compensar los cambios que ocurran en el flujo del alimento.

Como se explicó anteriormente, las perturbaciones en Fo ocasionan cambios en K_p, y τ_D, los cambios en Kp y τ_D causarán que los valores de Ts, τ_I y Kc no sean los valores adecuados. Sin embargo, ya que Kp y τ_D solamente varían con v, nosotros podemos medir F_O, y calcular v de

$$v = \frac{F_O}{A_S} \quad \text{y determina} \; \gamma \quad (Kp)$$

de $\quad Kp = e^{-\frac{Lk}{V}} \quad$ y τ_D de $\tau_D = \frac{L}{v}$

ya que C_A se está midiendo, C_{AO} puede predecirse de

$$\frac{C_A}{C_{AO}} = e^{-\frac{LK}{v}} \tag{30}$$

y el valor de Kc que da un coeficiente de amortiguamiento de 0.707, ($\xi = 0.707$ corresponde a $Z = -0.0432$ para $n = 1$), se puede calcular de:

$$Kc = \frac{(-0.0432)^2 - (-0.0432 - 1)(1 + \alpha)}{K_{Po}(-0.0432 - \alpha)}$$

$\alpha = 0.15$ (especificada)

La razón de $(Kc)_{\xi = 0.707}$ a Ku es entonces una constante dada por

$$\frac{(Kc)_{\xi = 0.707}}{Ku} = \frac{(-0.0432)^2 (-0.0432 - 1)(1 + \alpha)}{2(-0.0432 - \alpha)} \qquad (33)$$

Como Ku puede calcularse de (32), $(Ku)_{\xi = 0.707}$ puede por consiguiente determinarse para cada valor de F_O, C_{AM} y C_{AO}.

En consecuencia, para un controlador digital adaptativo que use $n = 1$ y un $\xi = 0.707$, todo lo que hay que hacer es especificar α y la razón de $(Kc)_{\xi = 0.707}$ a Ku, y seguir el procedimiento que se da a continuación

a) L, K y C_{AM} con parámetros fijos

b) Medir F_O y C_A

c) Calcular v de Fo/A_S, predecir C_{AO} de la ecuación (30)

d) Calcular τ_D de $\tau_D = \frac{L}{v}$ y $T_S = \tau_D$

e) Con un $\alpha = 0.15$ (especificado) calcular

τ_1 de $\tau_1 = \frac{T_S}{2} \frac{(1 + \alpha)}{(1 - \alpha)}$ y β de

$$\beta = \frac{2\tau_1}{2\tau_1 + T_S}$$

Con T_S calculado de $T_S = \tau D/2$ y $\alpha = 0.15$ podemos calcular τ_1 mediante

$$\tau_1 = \frac{T_S}{2}\ \frac{(1+\alpha)}{(1-\alpha)}$$

a continuación se puede calcular β, de

$$\beta = \frac{2\,\tau_1}{2\,\tau_1 + T_S}$$

Ya que C_{AM} es constante (C_{AM} es la concentración correspondiente a A puro) todos los términos en ecuación característica del circuito cerrado se conocen, exceptuando Kc y la raíces de la ecuación. La anterior ecuación puede resolverse para Kc si se especifica el comportamiento en el circuito cerrado (por ejemplo $\xi = 0.707$). Este procedimiento puede ser bastante elaborado y consecuentemente se desarrolló un procedimiento simplificado.

El procedimiento que se siguió para cambiar adaptativamente los parámetros del controlador, Kc y T_1, se muestra a continuación para $n = 1$

Para $n = 1$, la ecuación característica es:

$$1 + \frac{Kc}{\beta}\left(\frac{C_{AM} - C_{AD}}{F_O}\right) e^{-\frac{KL}{v}}\left(\frac{Z-\alpha}{Z(Z-1)}\right) = 0 \tag{31}$$

De la Figura 5a, se ve claramente que para $n = 1$ el sistema se vuelve inestable paa $Z = -1$, para $Z = -1$ se puede encontrar de la ecuación (31) que

$$Ku = \frac{2\beta}{K_{Po}(1+\alpha)} \tag{32}$$

donde

$$K_{Po} = \frac{C_{AM} - C_{AD}}{F_O}\ \exp\,(-\,KL/v)$$

f) Calcular Ku de la ecuación (32)

$$Ku = \frac{2}{K_{Po}(1 + \alpha)} \qquad (32)$$

g) Kc, puede obtenerse de

$$(Kc)_{\xi = 0.707} = Ku \quad (RR)$$

$$RR = \frac{(Kc)_{\xi = 0.707}}{Ku}$$

en el valor de diseño

No es evidente que el mismo procedimiento se mantenga para $n = 2$, o sea cuando $T_S = \tau_D/2$.

De la Figura 5b, se puede ver que Ku, se obtiene cuando Z es diferente de -1, lo cual nos impide hallar una expresión explícita para Ku.

Sin embargo, por un procedimiento iteractivo se encontró que la razón de $(Kc)_{\xi = 0.707}$ a Ku era aproximadamente constante y Ku está dado por:

$$Ku = \frac{2\beta}{K_{Po}(1 + \alpha)} \quad \alpha$$

para $n = 2$

$$(Kc)_{= 0.707} = RR\ (Ku) = (RR)\ (a) \quad \frac{2\beta}{K_{Po}(1 + \alpha)}$$

El procedimiento seguido para modificar los parámetros del controlador digital adaptativo para $X = 2$, es bastante similar para el caso de $n = 1$, y se da a continuación:

a) K, L, α, β, A_S, C_{AM} especificados

b) La razón de $(Kc)_{\xi = 0.707}/Ku$ especificada

c) Se miden F_O y C_A

d) Se predice el valor de C_{AO} mediante la ecuación (30)

e) Se calcula v de v = Fo/As, con esto se determina $\tau_D = L/v$ y $T_S = \tau_D/2$

f) Se obtiene K_{Po} de

$$K_{Po} = \frac{\overline{C}_{AM} - \overline{C}_{AO}}{\overline{F}o} e^{-\frac{KL}{v}}$$

Ku de $Ku = a\left[\frac{2\beta}{K_{Po}(1 + \alpha)}\right]$

y $(Kc)_{\xi = 0.707}$ de

$$(Kc)_{\xi = 0.707} = Ku\ RR$$

La razón de $(Kc)_{\xi = 0.707}$ a Ku, encontrada por el método anterior nos dio un valor de 0.25. Sin embargo, esta razón produce un comportamiento algo oscilatorio en el controlador adaptativo. El valor usado por nosotros es algo menor e igual a 0.15.

Los resultados de la simulación digital para este sistema de controlador adaptativo más reactor tubular se muestran en las figuras 7, 8 y 9.

DISCUSION DE RESULTADOS

La Figura 7 nos muestra el comportamiento del sistema para cambios de 10% en la concentración del alimento C_{AD}, puede verse que el sistema está bien controlado y que no hay cambios observables en el período de muestreo Ts.

La Figura 8 nos muestra cómo se comporta el sistema para cambios de un 25% en el flujo del alimento F_D . el máximo error en la concentración de salida es más o menos el mismo en ambas direcciones. No hay oscilaciones en el sistema, lo que indica que el controlador digital adaptativo trabaja bastante bien para esta clase de perturbaciones. Note también como cambia el período de muestreo: para un aumento en el flujo F_D, el período de muestreo disminuye y en el caso contrario o se aumenta en F_D, el período de muestreo aumenta. Además, el sistema demora más en estabilizarse a medida que el período de muestreo T_S aumenta, un resultlado predecible de acuerdo a la ecuación (26). Por lo demás la controlabilidad del sistema es muy satisfactorio.

La Figura 9 nos muestra la controlabilidad de este sistema para cambios en F_D de un 50%. Aparte de la oscilación que ocurre cuando F_D disminuye en un 50%, podemos afirmar que el sistema se comporta satisfactoriamente, es más para un aumento de F_D del 50%, la controbalidad es muy buena.

La Figura 10, compara el comportamiento del controlador digital adaptativo para cambios del 10% en C_{AD} , con los resultados de un controlador PI diseñado de acuerdo a las reglas de Z-N. Puede verse que el controlador digital adaptativo es muy superior.

La Figura 11, también compara el controlador digital adaptativo con un controlador continuo diseñado de acuerdo a las reglas de Ziegler Nichols para cambios en F_D del 50%. De nuevo puede verse como el controlador digital adaptativo estabiliza al sistema más rápidamente. Similares resultados se observaron para cambios del 25% en F_D.

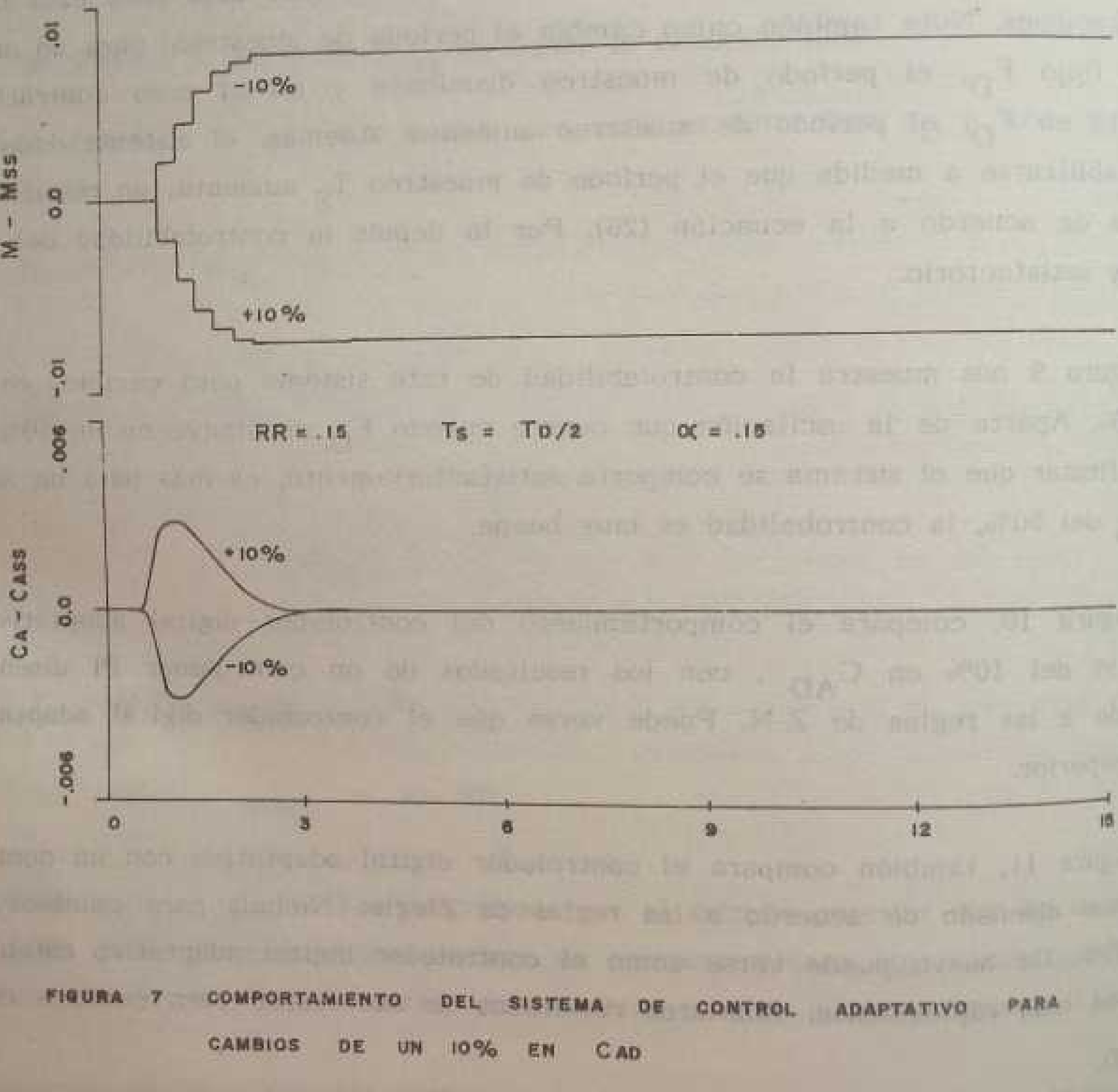

FIGURA 7 COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA DE CONTROL ADAPTATIVO PARA CAMBIOS DE UN 10% EN C_{AD}

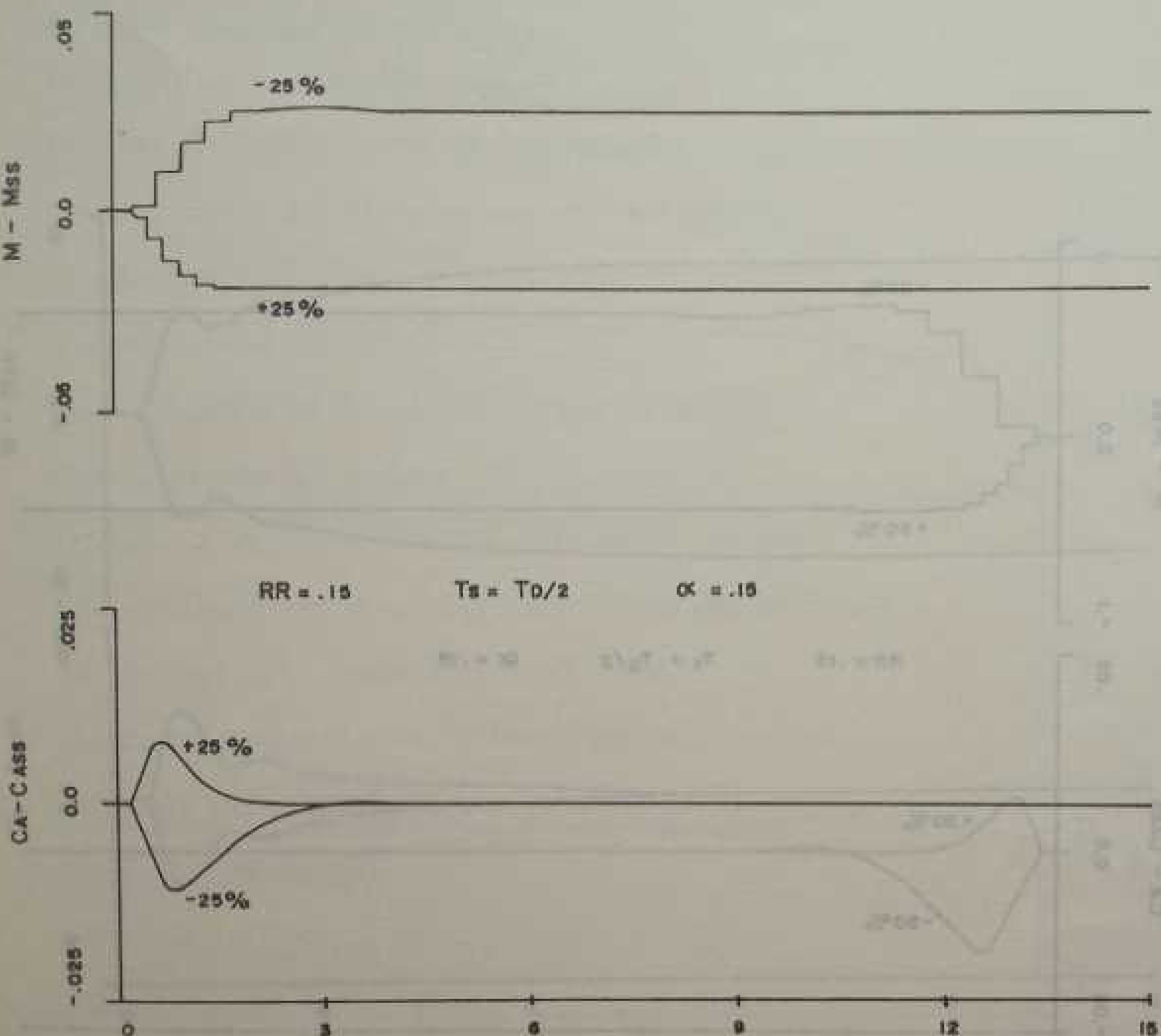

FIGURA 8 COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA DE CONTROL ADAPTATIVO PARA CAMBIOS DE UN 25% EN FD

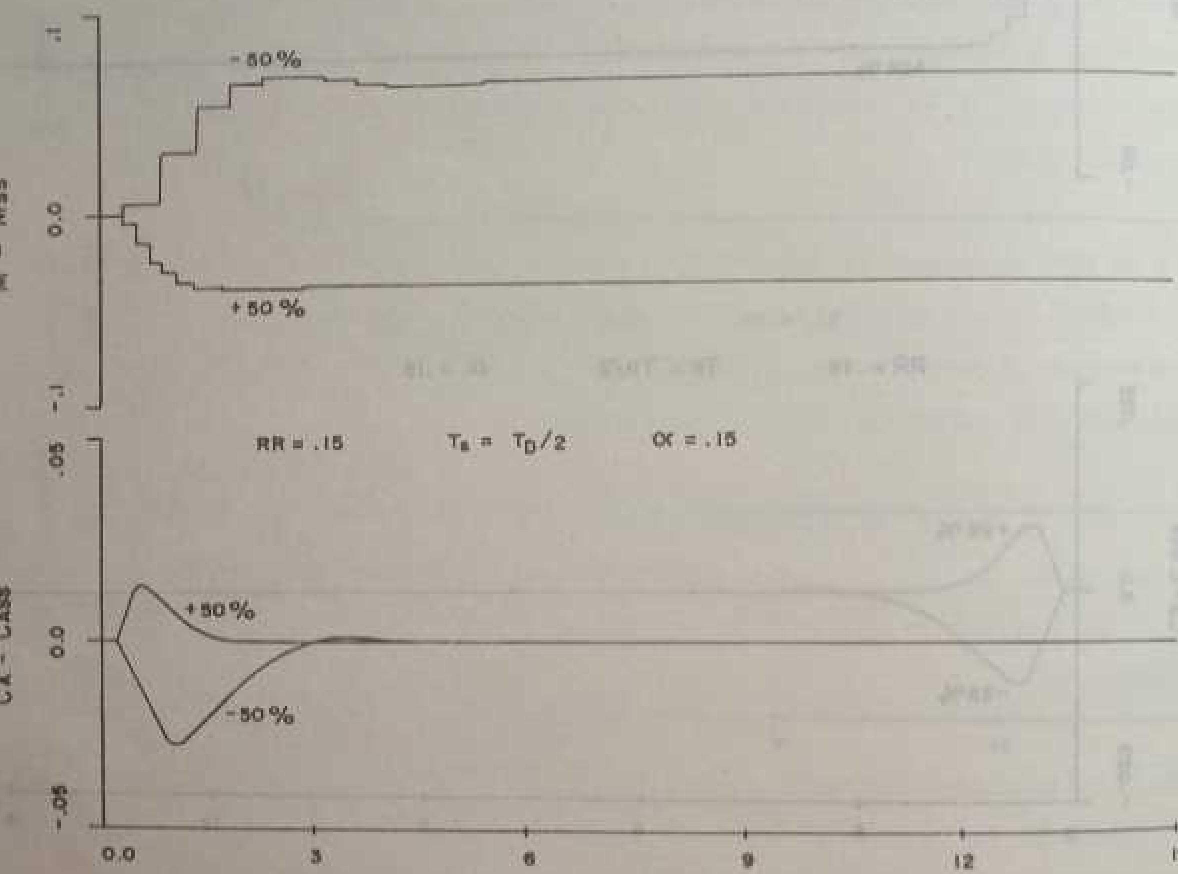

FIGURA 9 COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA DE CONTROL ADAPTATIVO PARA CAMBIOS DE UN 50% EN FD

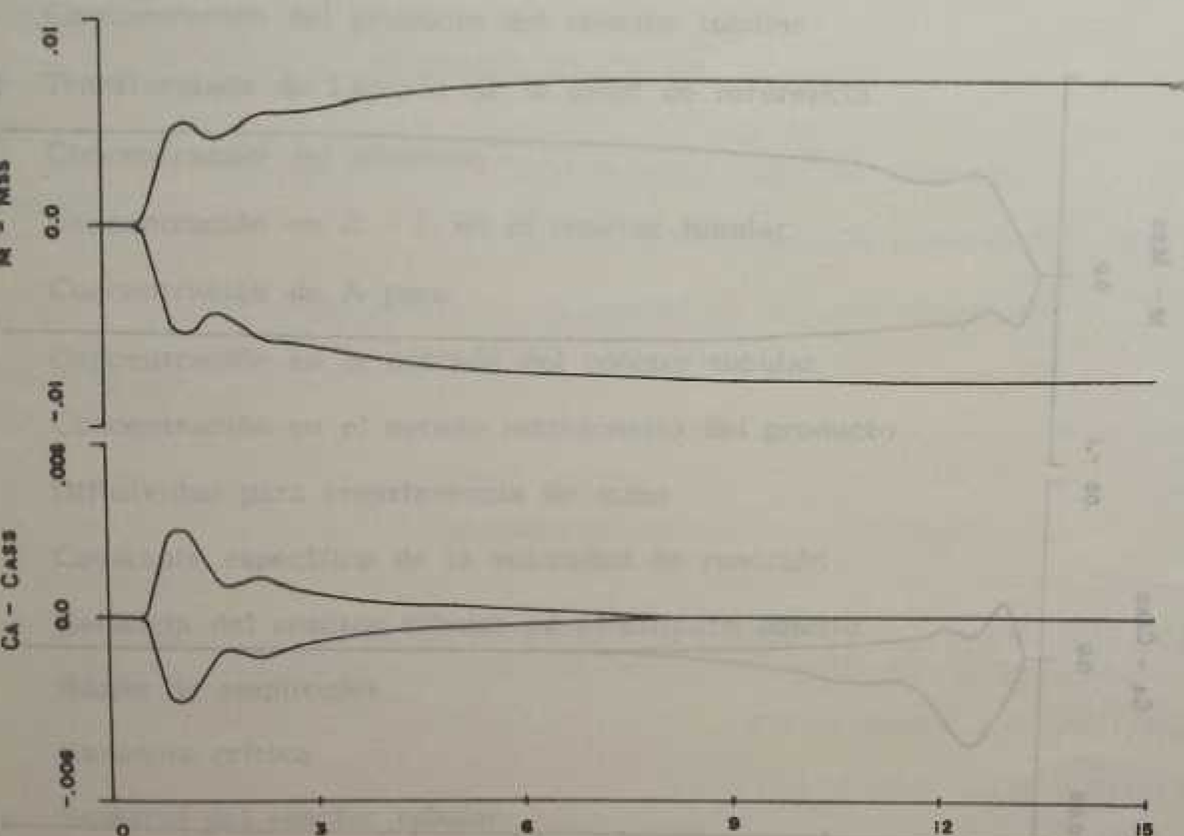

FIGURA 10 COMPARACION DEL CONTROLADOR PI CONTINUO Y DEL CONTROLADOR DIGITAL ADAPTATIVO PARA CAMBIOS DEL 10 % EN CAD

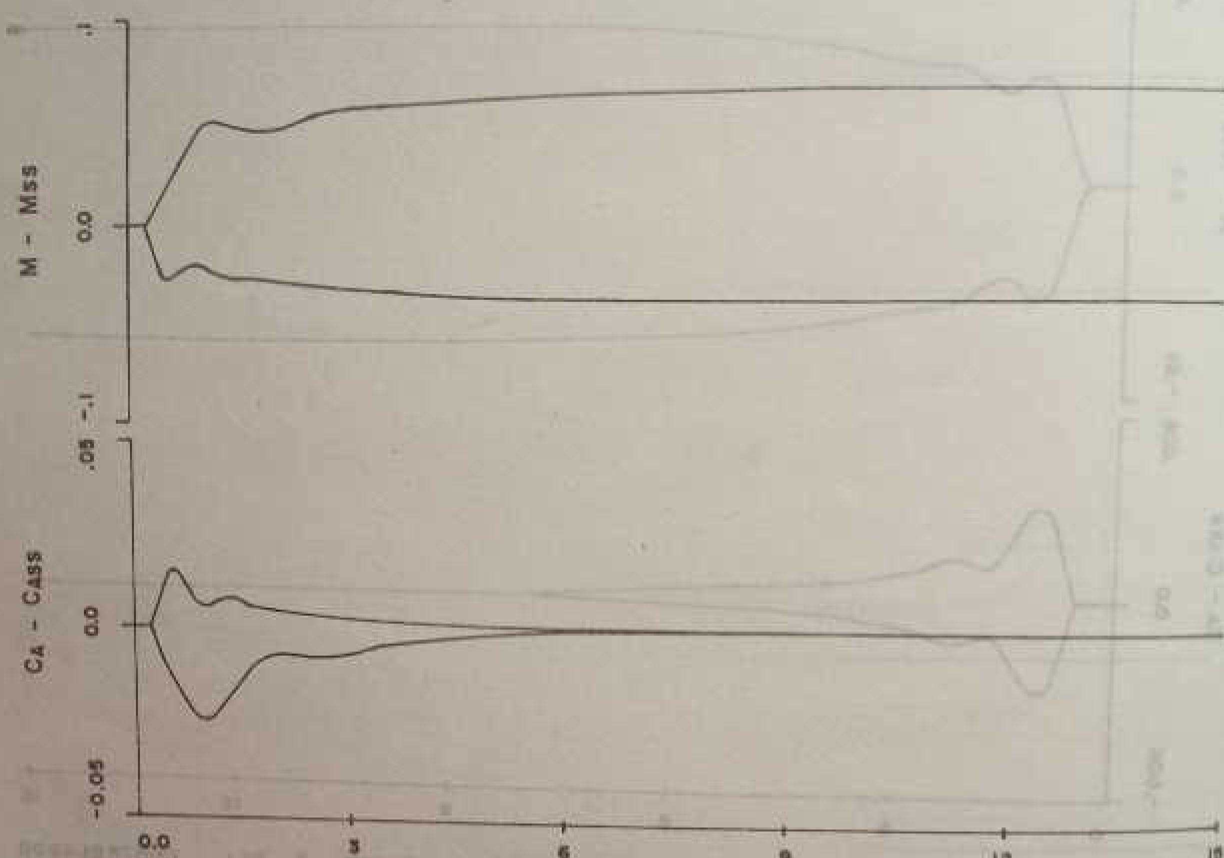

FIGURA 11 COMPARACION DEL CONTROLADOR PI CONTINUO Y EL CONTROLADOR DIGITAL ADAPTATIVO PARA CAMBIOS DEL 50 % EN F_D

LISTA DE SIMBOLOS

A	Reaccionante
A_S	Area de flujo del reactor tubular
B	Producto de la reacción química
$B_{(S)}$	Función de transferencia del controlador
C_A	Concentración del producto del reactor tubular
$C_A^{ref}(s)$	Transformada de Laplace de la señal de referencia
C_{AD}	Concentración del alimento
C_{AL}	Concentración en Z = L en el reactor tubular
C_{AM}	Concentración de A puro
C_{AO}	Concentración en la entrada del reactor tubular
C_{AS}	Concentración en el estado estacionario del producto
D_A	Difusividad para transferencia de masa
K	Constante específica de la velocidad de reacción
K_P	Ganancia del reactor tubular en el circuito abierto
K_{Po}	Razón de amplitudes
Ku	Ganancia crítica
L	Longitud del reactor tubular
M	Variable manipulable
n	Razón entera de τ_D a T_S
RR	Razón de la ganancia del controlador digital adaptativo a Ku
s	Variable de la transformada de Laplace
t	Tiempo
v	Velocidad
X	Abcisa en el plano Z
X'	Abcisa en el plano S

Y	Ordenada en el plano Z
Y'	Ordenada en el plano S
Z	Variable en la transformada Z o longitud
Z	Transformada en el dominio de Z

SIMBOLOS GRIEGOS

α	Parámetro del controlador digital
β	Parámetro del controlador digital
τ_I	Constante integral de tiempo de un controlador PI
τ_D	Tiempo muerto

REFERENCIAS

1. LUYBEN, W.L. Process Modeling, Simulation and Control For Ch. Eng., Mc Graw-Hill, 1973, pp. 22.
2. LUYBEN, W.L. Ibid, p. 470.
3. LUYBEN W.L. Ibid, p. 518
4. ZIEGLER, J.G. and N.B. NICHOLS. Optimum Settings for automatic controllers. Trans. of Tae A.S.M.E., july 1953, p. 762.