

Ingeniería

Revista de la Universidad de Costa Rica

ENERO / JUNIO 1991 VOLUMEN 1 Nº 1



INGENIERIA

Revista Semestral de la Universidad de Costa Rica

Volumen I Enero-Junio 1991 Número 1

DIRECTOR

Rodolfo Herrera J.

CONSEJO EDITORIAL

Armando Castro A. (editor)
Víctor Hugo Chacón P.
Gerardo Chacón V.
Miguel Dobles U.
Ronald Jiménez Ch.
Ismael Mazón G.
Domingo Riggioni C.

CORRESPONDENCIA Y SUSCRIPCIONES

Editorial de la Universidad de Costa Rica
Apartado Postal 75
2060 Ciudad Universitaria Rodrigo Facio
San José, Costa Rica.

CANJES

Universidad de Costa Rica
Sistema de Bibliotecas, Documentación e Información
Unidad de Selección y Adquisiciones-CANJE
Ciudad Universitaria Rodrigo Facio
San José, Costa Rica

Suscripción anual:

Costa Rica: ₡500,00
Otros países: US \$20.00

Número suelto:

Costa Rica: ₡250,00
Otros países: US \$10.00





Impreso en la
Oficina de Publicaciones
de la Universidad de Costa Rica

Edición aprobada por la Comisión Editorial de la Universidad de Costa Rica
1991 EDITORIAL DE LA UNIVERSIDAD DE COSTA RICA

Todos los derechos reservados conforme a la ley

Ciudad Universitaria Rodrigo Facio

San José, Costa Rica

Edición Técnica: *Guillermo Loría M.*
Fernando Durán A.

Revisión Filológica: *María Teresa Bolaños*

Montaje Gráfico: *Adalberto Ramírez*

620.005

1-46i

Ingeniería / Universidad de Costa Rica. --

Vol. 1, no. 1 (ene./jun. 1991) -- San José, C. R. : Editorial de la Universidad de Costa Rica, 1991 -- (Oficina de Publicaciones de la Universidad de Costa Rica)

v. : il.

Semestral.

1. Ingeniería -- Publicaciones periódicas.

CCC/BUCR-250



CONTROL DE POSICION CON ALGORITMO DEADBEAT

Ing. Ismael Mazón González, M.Sc. *
Ing. Alberio Acosta Vidal**

Resumen

El objeto de este artículo es el diseño de un programa de control digital que utilice la estrategia "deadbeat" sin rizado. El lenguaje usado es FORTH y el microcomputador, un AIM-65 de Rockwell Inc.

Se presenta un programa de simulación digital que sirve de base para el estudio desarrollado. Se analiza con detalle las dificultades que se presentaron en la etapa de ejecución y prueba de esta estrategia de control.

Summary

The objective of this paper is the design of a digital control program that use deadbeat strategy without ripple. We use FORTH language and a Rockwell microcomputer AIM-65.

We give a digital simulation program as the base of the study. We analyze with detail the technological problems in the implementation of this strategy.

1. INTRODUCCION

La utilización del computador digital como instrumento de control de un proceso es particularmente atractiva, dado que la elaboración de una ley de control requiere únicamente la preparación de un programa de computadora, permitiendo, por consiguiente, una flexibilidad casi ilimitada. Si se suma a esto la posibilidad de controlar varios dispositivos simultáneamente, es fácil comprender el auge que el control discreto ha tenido en las dos últimas décadas.

Generalmente el objetivo del diseño de las leyes de control es optimizar o minimizar algún factor que intervenga directamente con el desempeño de un sistema. Este artículo presenta el diseño de un programa de control que utiliza una estrategia "deadbeat" (sin rizado), usando el lenguaje FORTH.

La estrategia "deadbeat" sin rizado, lleva a un sistema de orden "n" a la referencia en n pasos, obteniéndose, además del error cero en régimen permanente, un error nulo entre períodos de

muestreo y una respuesta no oscilante. Por las razones anteriores, esta estrategia supera a la de prototipo mínimo, que produce oscilaciones y un error no nulo entre período de muestreo, y a otras estrategias tradicionales de control como son las PID y P. A cambio se debe hacer una concesión en el tiempo de cálculo de los parámetros del controlador, ya que éstos deben ser recalculados con cualquier variación en el período de muestreo.

La planta es un servosistema ES130 de Feedback Ltc. y el controlador, un microcomputador AIM-65 de Rockwell International.

Se realizan varias simulaciones digitales. La simulación digital es un programa BASIC que calcula y grafica el comportamiento de la salida del sistema dadas las variaciones de tipo escalón en la entrada.

2. DEDUCCION DEL ALGORITMO DE CONTROL

Se tiene que la función de transferencia de la planta dada por el fabricante es:

$$G(s) = \frac{65.9333}{s(s+6.66)} = \frac{\Theta(s)}{V(s)}$$

* Profesor Escuela de Ingeniería Eléctrica.
Universidad de Costa Rica.

** Escuela de Ingeniería Eléctrica.
Universidad de Costa Rica.

$\Theta(s)$ es la transformada de Laplace del desplazamiento angular.

$V(s)$ es la transformada de Laplace del voltaje de armadura.

En forma diferencial:

$$(s^2 + 6.66s)\Theta(s) = 65.93V(s)$$

$$\ddot{\theta} + 6.66\dot{\theta} = 65.933h(t)$$

$$\dot{\theta} = 65.933h - 6.66\dot{\theta}$$

Así:

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1.00 \\ 0 & 6.66 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 65.93 \end{bmatrix} h(t) \quad (3.1)$$

$$\theta = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}$$

Luego se discretiza el modelo (3.1) para calcular los parámetros de controlador. El modelo discreto tiene la siguiente forma:

$$\Phi(k+1) = \begin{bmatrix} a & b \\ 0 & d \end{bmatrix} \Phi(k) + \begin{bmatrix} d \\ e \end{bmatrix} h(k) \quad (3.2)$$

El diagrama de bloques indica lo siguiente:

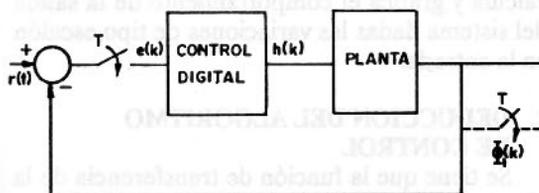


FIGURA 1. Sistema de control digital directo.

Como la salida del controlador digital es un tren de impulsos, sus valores, en los instantes de muestreo, son iguales a la salida del retenedor de orden cero en tales instantes. Se puede expresar entonces la función de transferencia del controlador de la forma siguiente:

$$D(z) = \frac{H(z)}{E(z)} \quad (3.3)$$

$E(z)$ = Transformada Z del error.

$H(z)$ = Transformada Z de la salida del controlador.

Tanto $H(z)$ como $E(z)$ pueden ser expresadas como:

$$E(z) = e(0) + e(T)z^{-1} + e(2T)z^{-2} + \dots \quad (3.4)$$

$$H(z) = h(0) + h(T)z^{-1} + h(2T)z^{-2} + \dots \quad (3.5)$$

En el enfoque de variables de estado, para un periodo de muestreo dado, sólo interesa un término de cada una de las ecuaciones (3.4) y (3.5), por lo que el controlador digital puede ser reemplazado por un amplificador de ganancia $K(kT)$.

Ahora se tiene

$$h(k) = K(k) [r(k) - \Phi_1(k)] \quad (3.6)$$

Sustituyendo (3.6) en (3.2) y separando cada una de las variables de estado:

$$\Phi_1(k+1) = a\Phi_1(k) + b\Phi_2(k) +$$

$$[dr(k) - d\Phi_1(k)]K(k)$$

$$\Phi_1(k+1) = \Phi_1(k)[a - dK(k)] +$$

$$b\Phi_2(k) + dK(k)r(k) \quad (3.7)$$

$$\Phi_2(k+1) = c\Phi_2(k) + cK(k)r(k) - c\Phi_1(k)K(k) \quad (3.8)$$

Para una respuesta tipo "deadbeat" el error debe ser cero para $t > 2T$ lo cual se logra si:

$$\Phi_1(kT) = r(kT) \text{ y } \Phi_2(kT) = 0 \quad (3.9)$$

para $k > 2$

Se tiene entonces dos ecuaciones que son funciones de $K(k)$, por lo tanto, ésta puede ser calculada a partir de ellas; para $k = 0$ se tiene, sustituyendo en (3.7) y (3.8):

$$\Phi_1(1) = \Phi_1(0)[a-dK(0)] + b\Phi_2(0) + dK(0)r(0) \quad (3.10)$$

$$\Phi_2(1) = -e\Phi_1(0)K(0) + c\Phi_2(0) + eK(0)r(0) \quad (3.11)$$

Haciendo lo mismo para $k = 1$:

$$\Phi_1(2) = \Phi_1(1)[a-dK(1)] + b\Phi_2(1) + dK(1)r(1) \quad (3.12)$$

$$\Phi_2(1) = -e\Phi_1(1)K(1) + c\Phi_2(1) + eK(1)r(1) \quad (3.13)$$

Sustituyendo (3.10) y (3.11) en (3.12) y tomando $r(1) = r(0) = r$ como un escalón se tiene:

$$\Phi_1(2) = K_3K(0) + K_4K(1) + K_5K(1)K(0) + K_2 \quad (3.14)$$

donde:

$$K_2 = a^2 \Phi_1(0) + ab \Phi_2(0) + bc\Phi_2(0)$$

$$K_3 = -ad\Phi_1(0) + adr - be\Phi_1(0) + ber$$

$$K_4 = -ad\Phi_1(0) - bd\Phi_2(0) + dr$$

$$K_5 = d^2 [\Phi_1(0) - r]$$

Sustituyendo (3.10) y (3.11) en (3.13):

$$\Phi_2(2) = K_6K(0) + K_7K(1) + K_8K(1)K(0) + K_9 \quad (3.15)$$

donde:

$$K_6 = ce[r - \Phi_1(0)]$$

$$K_7 = e[r - \Phi_1(0)a - b\Phi_2(0)]$$

$$K_8 = ed[\Phi_1(0) - r]$$

$$K_9 = c^2 \Phi_2(0)$$

Tomando (3.14) y (3.15) tenemos el siguiente sistema de donde pueden despejarse $K(0)$ y $K(1)$:

$$\Phi_1(2) = K_3K(0) + K_4K(1) + K_5K(1)K(0) + K_2 \quad (3.16a)$$

$$\Phi_2(2) = K_6K(0) + K_7K(1) + K_8K(1)K(0) + K_9 \quad (3.16b)$$

Recordando que para respuesta "deadbeat"

$$\Phi_1(2) = r \text{ y } \Phi_2(2) = 0$$

y suponiendo para simplificar que r es un escalón unidad, se tiene, despejando de (3.16 b):

$$K(0) = \frac{-K_7K(1) - K_9}{K_6 + K_8K(1)} \quad (3.17)$$

Sustituyendo (3.17) en (3.16 a) y simplificando:

$$AK(1) + BK(1) + C = 0 \quad (3.18)$$

donde:

$$A = K_4K_8 - K_5K_7$$

$$B = K_4K_6 - K_3K_7 - K_5K_9 + K_2K_8 - K_8$$

$$C = K_2K_6 - K_3K_9 - K_6$$

Resolviendo esta ecuación de segundo grado, se encuentra $K(1)$ y sustituyendo este valor en (3.17) se halla $K(0)$. En el análisis anterior se supusieron condiciones iniciales no nulas; ahora

bien, dado que el origen en cada iteración es relativo, se pueden suponer, sin pérdida de generalidad, condiciones iniciales nulas y por tanto:

$$\begin{array}{ll} K_2 = 0 & K_6 = \text{cer} \\ K_3 = (be + ad)r & K_7 = \text{er} \\ K_4 = \text{dr} & K_8 = -\text{edr} \\ K_5 = -\text{dr} & K_9 = 0 \end{array}$$

Sustituyendo estos valores en (3.18) se llega a:

$$[K_4K_6 - K_3K_7 - K_8] K(1) - K_6 = 0 \quad (3.19)$$

y no hay necesidad de resolver una ecuación de segundo grado, por lo que el cálculo de los valores de $K(k)$ es mucho más rápido.

La función de transferencia Z del controlador puede hallarse de (3.3), (3.4) y (3.5) teniendo en cuenta que:

$$\begin{array}{ll} e(k) = r(k) - \Phi_1(k) \\ e(0+) = r(0+) - \Phi_1(0) = 1 \\ e(1) = r(1) - \Phi_1(1) \\ e(nk) = 0 & (\text{para } n > 2) \end{array}$$

y además:

$$\begin{array}{ll} h(k) = K(k) e(k) \\ h(0+) = K(0+) e(0+) = K(0) \\ h(1) = K(1) e(1) \\ h(nk) = 0 & (\text{para } n > 2) \end{array}$$

donde $\Phi_1(1)$ se encuentra de (3.10). La función de transferencia del controlador es entonces:

$$D(z) = \frac{h(0+) + h(T) z^{-1}}{e(0+) + e(T) z^{-1}} \quad (3.20)$$

3. SIMULACION DIGITAL

A continuación se presenta el análisis del sistema y la prueba del programa de cálculo de parámetros a través de una simulación digital. Además del cálculo de los coeficientes se computa y grafica la respuesta del lazo de control a cambios tipo escalón en la entrada.

El programa parte del cálculo de las matrices discretas del sistema a partir del período de muestreo seleccionado. Posteriormente, se computa la función de transferencia del controlador y el equivalente retenedor-planta para finalmente cerrar el lazo y calcular la ecuación de diferencias que modela el comportamiento en lazo cerrado.

El paso de la simulación incluye las opciones siguientes:

- Tener o no límites en la señal que va al actuador.
- Variación de los coeficientes del controlador debido al redondeo de 8 bits que hace la UAD (unidad de adquisición de datos), considerando un factor de escala de 16.

Considerar el "offset" de la UAD para obtener los resultados del sistema en la realidad.

- Graficación con un factor de escala seleccionable por el usuario.
- Variación del período de muestreo.

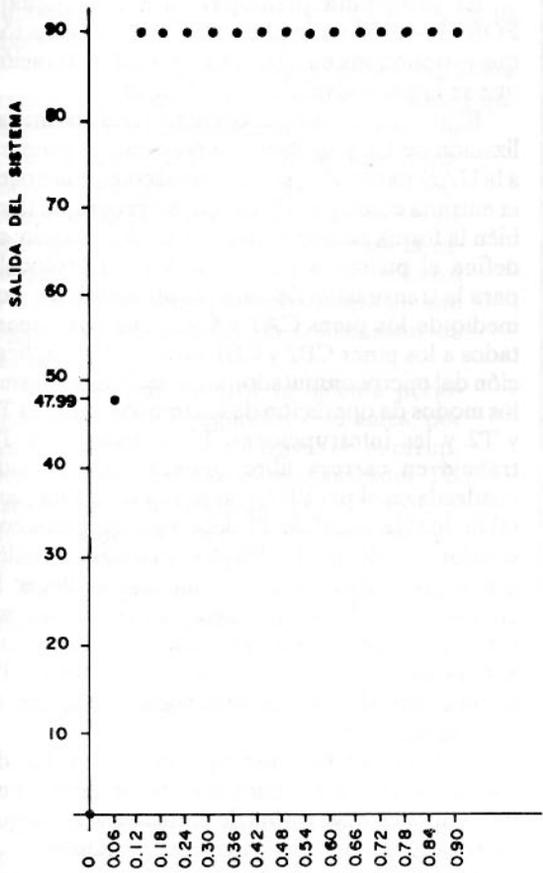
Las anteriores características permiten obtener resultados, no solo teóricos que permitan comprobar el funcionamiento correcto del programa que calcula los coeficientes del controlador, sino que también facilita el análisis de la planta ante diversas situaciones que se presentan a la hora de realizar una simulación híbrida.

La referencia 1 contiene el listado y los diagramas de flujo del programa; éste se codificó en lenguaje BASIC y fue corrido en un microcomputador IBM/PC con sistema operativo DOS 2.00.

En los gráficos 1, 2, 3 y 4 se muestran los listados de salida del programa.

4. PROGRAMA DE CONTROL

El lazo de control cuenta con un retenedor de orden cero (ROC) incorporado en la unidad de adquisición de datos. El equivalente discreto en transformada Z para el sistema retenedor-planta viene dado por:



CONTROLADOR
 NUMERADOR 5.11168 + -3.42647 % (-1)
 DENOMINADOR 1.00000 + 0.46673 % (-1)
 PERIODO DE MUESTREO 0.06000 SEG
 REFERENCIA 90.0 GRADOS
 LIMITES EN EL ACTUADOR NO CONSIDERADOS
 FACTOR DE ESCALA 1.00
 NUMERO DE ITERACCIONES 15

GRAFICO 1. Respuesta ideal a una entrada de 90 grados.

$$H(z) = Z\{ROC-planta\} = (z-1)z^{-1}Z\{G(s)/s\} \quad (4.1)$$

Con $G(s) = \Theta(s)/V(s)$. El resultado obtenido es:

$$H(z) = \frac{(9.89)[T-(1-K)(.15)]z^{-1}}{(1-z^{-1})(1-kz^{-1})} \left[1 + \frac{(1-K)(.15)-kTz^{-1}}{T-(1-k)(.15)} \right] \quad (4.2)$$

donde:

$$k = e^{-6.66T/T} = K$$

T es un período de muestreo

4.1 Algoritmo de Control

La función de transferencia en transformada Z para el controlador es la siguiente:

$$D(z) = \frac{a + cz^{-1}}{1 + bz^{-1}} \quad (4.3)$$

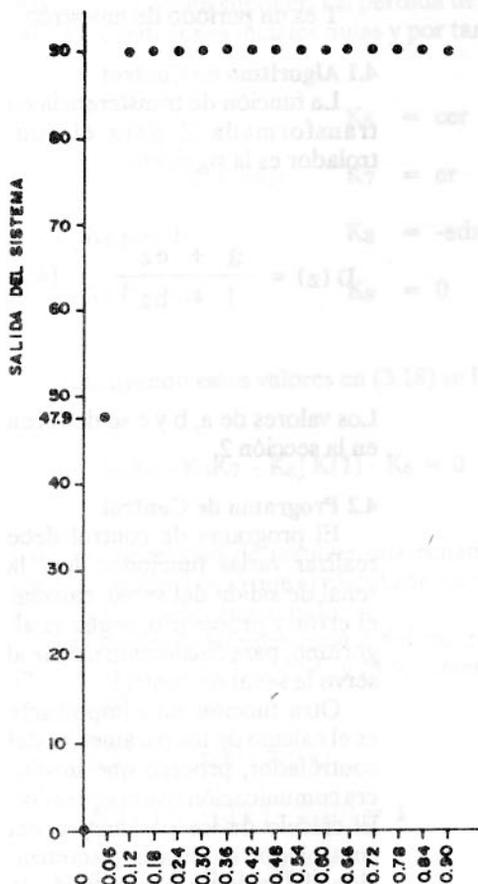
Los valores de a, b y c se deducen en la sección 2.

4.2 Programa de Control

El programa de control debe realizar varias funciones: leer la señal de salida del servo, calcular el error y procesarlo, según el algoritmo, para finalmente enviar al servo la señal de control.

Otra función muy importante es el cálculo de los parámetros del controlador, proceso que involucra comunicación con el operador. El cálculo de los parámetros del controlador implica la discretización del modelo continuo de la planta, y esta discretización depende directamente del período de muestreo seleccionado; puesto que el tiempo requerido para estos cálculos es muy grande, comparado con los períodos de muestreo utilizados, surge como necesidad la utilización de otro microcomputador para evitar sacar al controlador de línea; esto se debe a que el programa de cómputo de los parámetros del controlador está hecho en el lenguaje BASIC, que no es muy veloz.

Se cuenta entonces con dos microcomputadores: uno dedicado a la comunicación con el operador para cambios en los parámetros del sistema — referencia y período de muestreo — y al cómputo de los coeficientes del controlador; este microcomputador se designa con el número 1. El otro microcomputador se dedica al sentido de



CONTROLADOR	
NUMERADOR	5.11168 + - 3.42647 % (-1)
DENOMINADOR	1.00000 + 0.46673 % (-1)
PERIODO DE MUESTREO	0.06000 SEG.
REFERENCIA	90.00 GRADOS
LIMITE SUPERIOR ACTUADOR	5.00
LIMITE INFERIOR ACTUADOR	-5.00
FACTOR DE ESCALA	1.00
NUMERO DE ITERACCIONES	15

Gráfico 2. Respuesta a una entrada de 90 grados considerando los límites en el actuador.

señales y al control de la planta. Se le designa con el número 2.

La comunicación entre ambos microcomputadores se hace a través de la VIA de aplicación que tiene el AIM65. Se utiliza el puerto B para la transmisión desde microcomputador 1 y el puerto A para la recepción en el microcomputador 2.

4.3 Microcomputador

El programa principal está en lenguaje FORTH debido a la alta velocidad de ejecución que proporciona en alto nivel y a la estructuración que se logra, a nivel de ensamblador.

El proceso de control comienza con una inicialización de los dispositivos a emplear; se prepara a la UAD para trabajar en el canal cero, tanto para la entrada como para la salida. Se programa también la forma en que se usa la VIA del usuario; se define el puerto A como entrada; el protocolo para la transmisión de datos es automático⁽¹⁾ por medio de los pines CA1 y CA2, que son conectados a los pines CB2 y CB1 de la VIA de aplicación del microcomputador 1. Se definen asimismo los modos de operación de los temporizadores T1 y T2 y las interrupciones. El temporizador T1 trabaja en carrera libre, generando una onda cuadrada en el pin PB7, con período de 1 ms; con tal fin los "latches" de T1 deben ser cargados con el valor hexadecimal 01F2 (498 en decimal), valor que es recargado automáticamente al llegar la cuenta a cero. El temporizador T2 funciona contando pulsos en el pin PB6. Externamente se conectan los pines PB6 y PB7 de esta forma T2 cuenta períodos de milisegundos, según sea el valor cargado en T1.

Se habilitan las interrupciones para T2, de forma que al llegar la cuenta a cero se genere una interrupción, cuya rutina de atención se encargue de recargarlo. Su valor inicial es 1 segundo.

Un diagrama de las conexiones es el siguiente:

	Microcomputador		
	#2		#1
PA3	2	12 PB3
PA2	3	11 PB2
PA1	4	10 PB1
PA4	5	13 PB4
PA5	6	16 PB5
PA6	7	17 PB6
PA7	8	15 PB7
PA0	14	9 PB0
CA1	20	19 CB2
CA2	21	18 CB1
PB6	17		
PB7	15		

El programa de control propiamente dicho, tiene también su proceso de inicialización; éste consiste en poner en cero la salida al servo y

limpiar todos los acumuladores. Esta condición es equivalente a la que se produciría, en caso de un aborto del proceso de control.

Una vez hecho lo anterior, se debe esperar una transmisión de datos del microcomputador 1 que cargue los registros destinados a almacenar los coeficientes del controlador, la referencia y el período de muestreo. El procedimiento anterior no se hace por medio de interrupciones, sino que se interroga el estado del bit asignado a CA1, en el registro IFR de la VIA, hasta que se detecta un uno lógico; tal señal indica la transmisión de datos.

La rutina de control se ejecuta periódicamente cada T segundos y no antes, por tanto su acceso se hace a través de interrupciones producidas por el temporizador T2. Esta rutina lee la salida del servo y calcula el error limitándolo entre +5 voltios, ámbito de operación de la UAD.

La ecuación de diferencias a resolver tiene la forma siguiente:

$$h(k) = C1e(k) + C2e(k-1) + C3h(k-1) \quad (4.4)$$

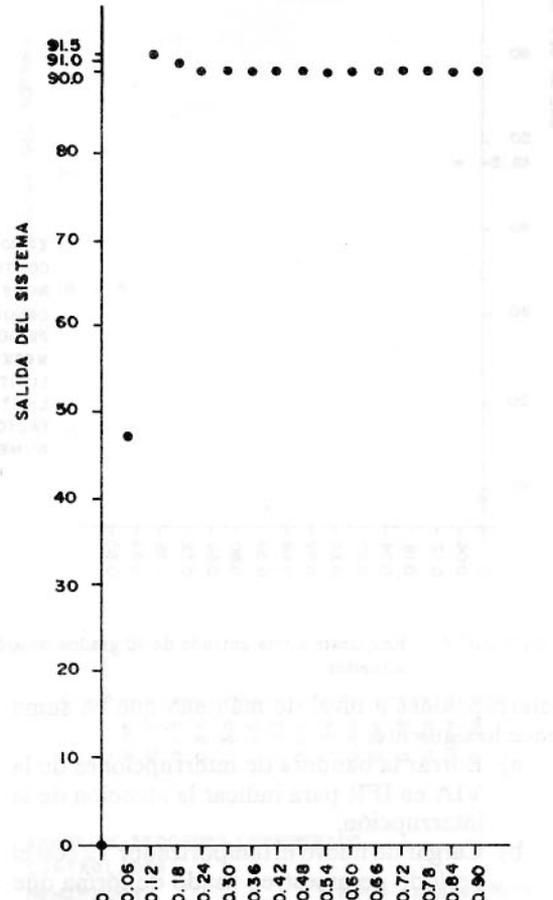
Puede notarse que sólo el primer término de la ecuación (3.5) depende de un valor actual; los valores son calculados con anterioridad de forma que únicamente se tenga que hacer una multiplicación y una suma, reduciendo el retardo entre la lectura de la salida del servo y el envío de la señal de control. Las rutinas de lectura y escritura de la UAD, y algunas operaciones intermedias, están hechas en ensamblador para acelerar aún más el proceso.

Una vez calculada la señal de control, se debe limitar en el ámbito de +5 voltios que es lo que aceptan tanto la UAD como el servomotor; también se hacen los cómputos del valor acumulado de la señal de control para la próxima interacción.

Finalmente, se borra el bit 6 en INTFLAG, registro de interrupciones de alto nivel del FORTH, para permitir una nueva interrupción en alto nivel, y se restaura el valor del puntero del interpretador (16 bits), salvado por el sistema en la pila, de forma que

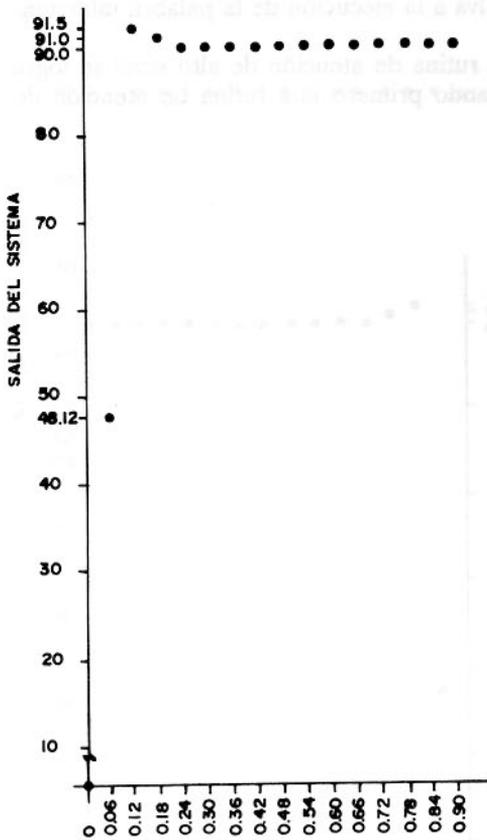
se vuelva a la ejecución de la palabra interrumpida.

La rutina de atención de alto nivel se logra ejecutando primero una rutina de atención de



ERROR DE REDONDEO CONSIDERADO	
CONTROLADOR	
NUMERADOR	5.12500 +- 3.43750 % (-1)
DENOMINADOR	1.00000 + 0.43750 % (-1)
PERIODO DE MUESTREO	0.06000 SEG.
REFERENCIA	90.00 GRADOS
LIMITES EN EL ACTUADOR NO CONSIDERADOS	
FACTOR DE ESCALA	1.00
NUMERO DE ITERACIONES	15

GRAFICO 3. Respuesta a una entrada de 90 grados considerando el error de redondeo debido a la UAD.



ERROR DE REDONDEO CONSIDERADO

CONTROLADOR	
NUMERADOR	5.12500 + -3.48780 % (-1)
DENOMINADOR	1.00000 + 0.43780 % (-1)
PERIODO DE MUESTREO	0.06000 SEG.
REFERENCIA	90.00 GRADOS
LIMITE SUPERIOR ACTUADOR	5.00
LIMITE INFERIOR ACTUADOR	- 5.00
FACTOR DE ESCALA	1.00
NUMERO DE ITERACIONES	18

GRAFICO 4. Respuesta a una entrada de 90 grados considerando el error de redondeo debido a la UAD y los límites del actuador.

interrupciones a nivel de máquina que en suma hace lo siguiente:

- Borrar la bandera de interrupciones de la VIA en IFR para indicar la atención de la interrupción.
- Cargar de nuevo el temporizador T2 con el período de muestreo usado de forma que pueda volverse a presentar otra interrupción.
- Poner el bit 7 en INTFLAG para solicitar una interrupción en alto nivel al interpretador de FORTH y finalmente retornar de la interrupción.

Una vez realizada la rutina de control se va a un lazo donde se vuelve a esperar un envío de nuevos parámetros u otra interrupción.

Puede notarse que no se presentan problemas de cambio de parámetros de llegarse a régimen

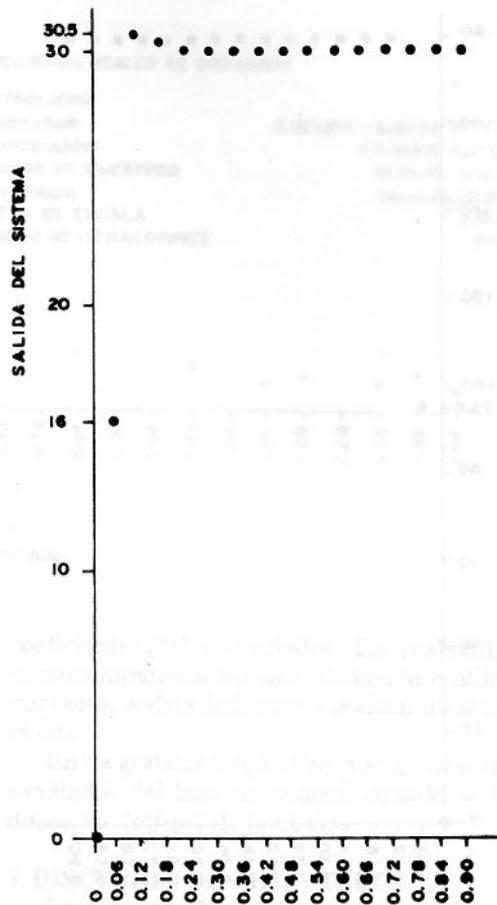
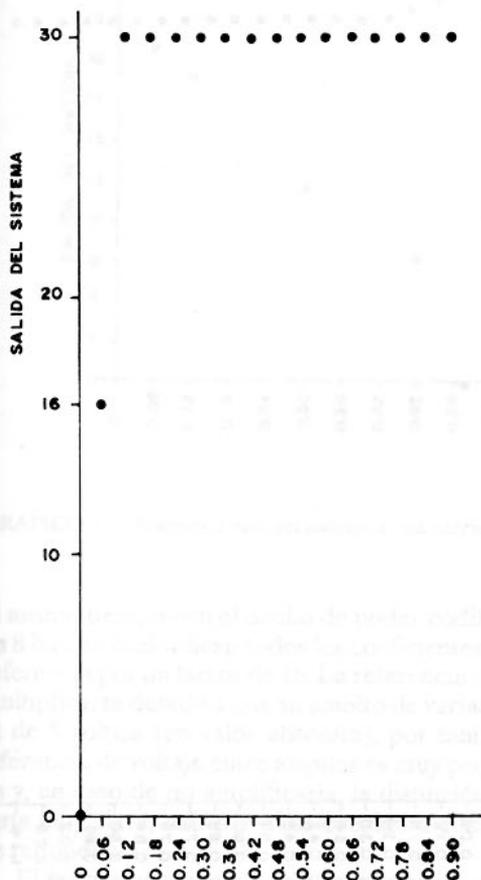
permanente, puesto que la rutina en el microcomputador 1 es mucho más lenta.

La longitud del programa es cercana a los 2 K por lo que no hace falta una expansión de memoria.

4.4 Microcomputador 1

La labor principal de éste es el cálculo de los coeficientes del controlador. El desarrollo de las fórmulas de estos está en la sección 2.

Se decidió trabajar con una función de transferencia que relaciona voltaje de entrada con el voltaje de salida, en lugar de escoger la relación voltaje de entrada-ángulo de salida, puesto que en el primer caso las magnitudes de los coeficientes del controlador pueden codificarse en 8 bits, adaptándose perfectamente a las necesidades de la UAD. Para disminuir el error cometido a la hora de redondear para hacer la transmisión y cumplir

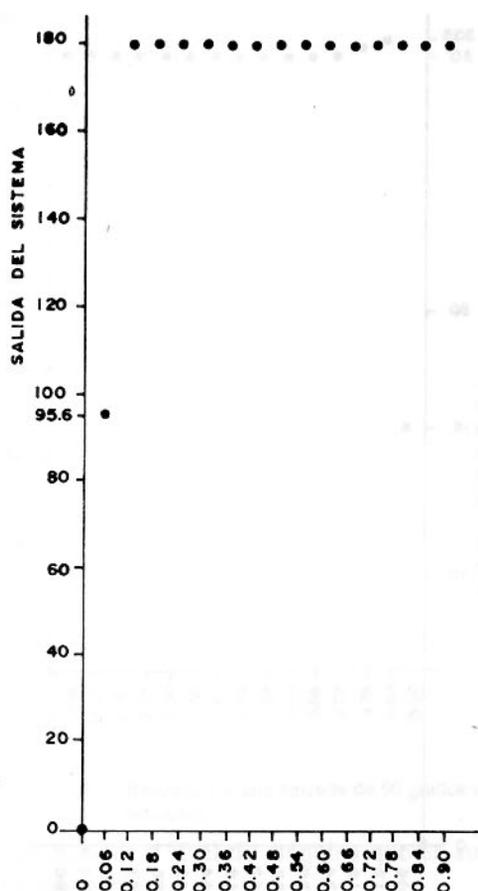


CONTROLADOR
 NUMERADOR 5.11168 + - 3.42647 % (-1)
 DENOMINADOR 1.00000 + 0.46673 % (-1)
 PERIODO DE MUESTREO 0.06000 SEG.
 REFERENCIA 30.00 GRADOS
 LIMITES EN EL ACTUADOR NO CONSIDERADOS
 FACTOR DE ESCALA 3.00
 NUMERO DE ITERACIONES 15

ERROR DE REDONDEO CONSIDERADO
 CONTROLADOR
 NUMERADOR 5.12500 + - 3.43780 % (-1)
 DENOMINADOR 1.00000 + 0.43780 % (-1)
 PERIODO DE MUESTREO 0.06000 SEG.
 REFERENCIA 30.00 GRADOS
 LIMITES EN EL ACTUADOR NO CONSIDERADOS
 FACTOR DE ESCALA 3.00
 NUMERO DE ITERACIONES 15

GRAFICO 5. Respuesta ideal a una entrada de 30 grados.

GRAFICO 6 Respuesta a una entrada de 30 grados considerando el error de redondeo debido a la UAD.



CONTROLADOR

NUMERADOR 5.11168 + -3.42647 % (-1)

DENOMINADOR 1.00000 + 0.46673 % (-1)

PERIODO DE MUESTREO 0.06000 SEG.

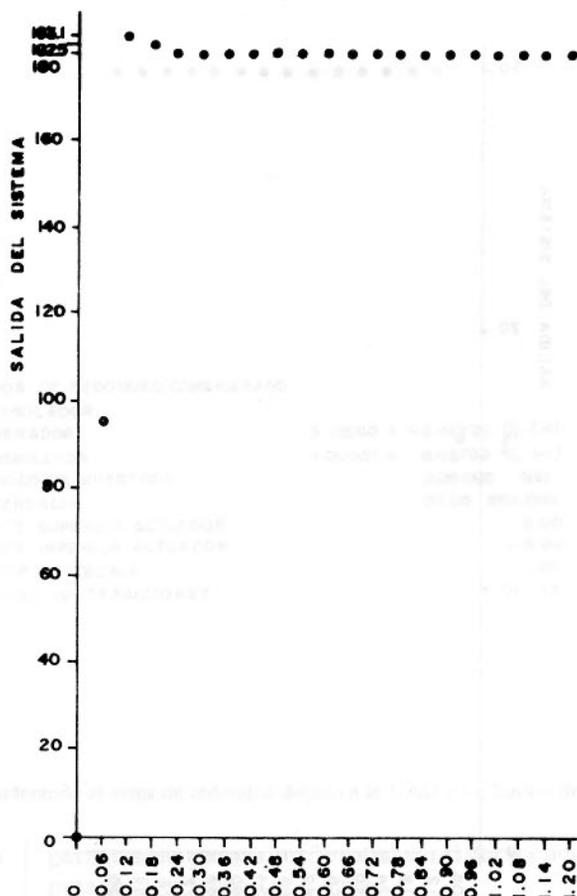
REFERENCIA 180.00 GRADOS

LIMITES EN EL ACTUADOR NO CONSIDERADOS

FACTOR DE ESCALA 1

NUMERO DE ITERACIONES 15

GRAFICO 7. Resposta ideal a uma entrada de 180 graus.



ERROR DE REDONDEO CONSIDERADO

CONTROLADOR

NUMERADOR 5.12500 + -3.43750 % (-1)

DENOMINADOR 1.00000 + 0.43750 % (-1)

PERIODO DE MUESTREO 0.06000 SEG.

REFERENCIA 180.00 GRADOS

LIMITES EN EL ACTUADOR NO CONSIDERADOS

FACTOR DE ESCALA 1

NUMERO DE ITERACIONES 20

GRAFICO 8. Resposta ideal a uma entrada de 180 graus considerando o erro de arredondamento devido à UAD.

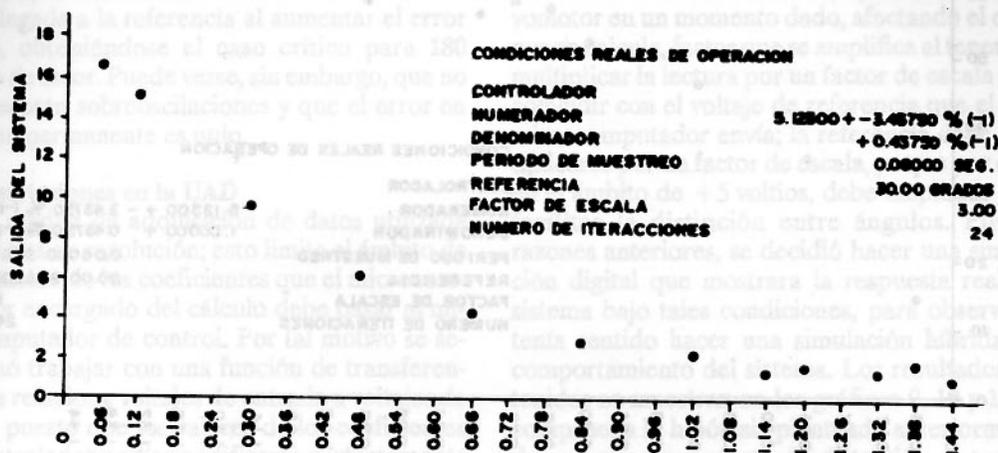


GRAFICO 9. Respuesta real del sistema a una entrada de 30 grados.

al mismo tiempo con el hecho de poder codificar en 8 bits, se multiplican todos los coeficientes y la referencia por un factor de 16. La referencia debe multiplicarse debido a que su ámbito de variación es de 5 voltios (en valor absoluto), por tanto la diferencia de voltaje entre ángulos es muy pequeña y, en caso de no amplificarla, la distinción no sería muy clara, más aún si se considera el error de redondeo.

El programa principal de este microcomputador está en BASIC. Cuenta también con rutinas en ensamblador para realizar la transmisión de datos.

La VIA se programa para que el puerto B funcione como salida, y los pines CB1 y CB2 como líneas de protocolo con el microcomputador 2. Las interrupciones son inhibidas totalmente, de forma que el procedimiento del paso de información de un microcomputador a otro se hace interrogando el bit asignado al pin CB1 en el registro IFR. El modo de protocolo escogido es el automático.

Las entradas al programa BASIC son el período de muestreo y la referencia. En caso de alterarse el primero, deben recalcularse las matrices discretas para computar los nuevos valores de los

coeficientes del controlador. En realidad, este microcomputador no está plenamente utilizado; por tanto, podría dedicarse a realizar otras operaciones.

En los gráficos 5, 6, 7 y 8 se muestran las salidas simuladas del lazo de control cuando se introducen los "offset" de la UAD.

5. DISCUSION DE RESULTADOS

En esta sección se presentan las causas que impidieron la realización total del lazo de control. Las conclusiones están basadas en los resultados obtenidos en el programa de simulación digital.

5.1 Limitaciones del servomotor

Como se menciona en la ref.6, el punto de actuación de entrada del servomotor tiene un ámbito de voltajes máximo de +5 voltios. Este ámbito no es suficiente para poder enviar la señal adecuada de control para el caso general. Lo anterior se debe a que el algoritmo "deabeat" es muy eficiente en el tiempo de llegada a referencia, y esto tiene como consecuencia que la señal de control sea proporcional al error y al período de muestreo usado. Por tanto, al disminuir el período de muestreo el ámbito de errores para el cual se

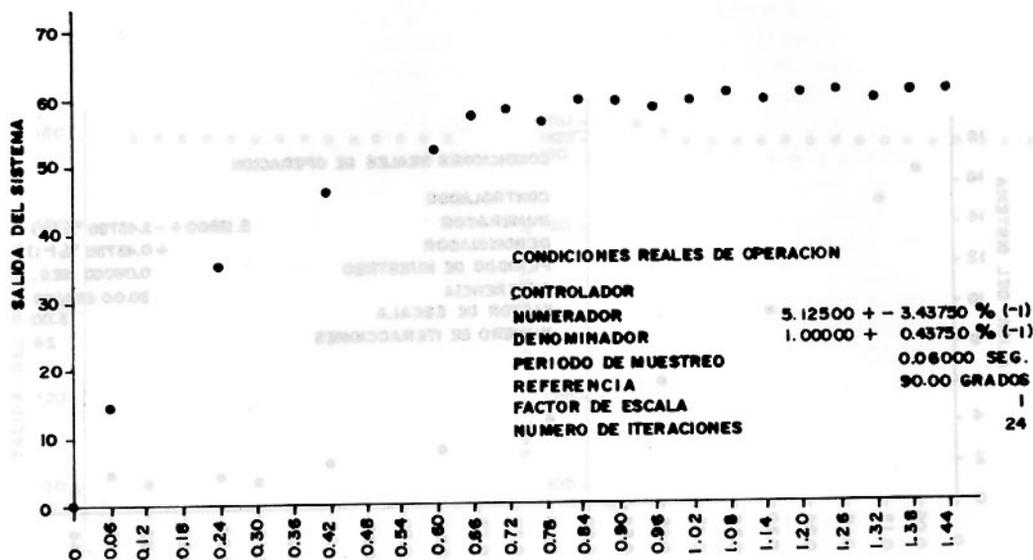


GRAFICO 10. Respuesta real del sistema a una entrada de 90 grados.

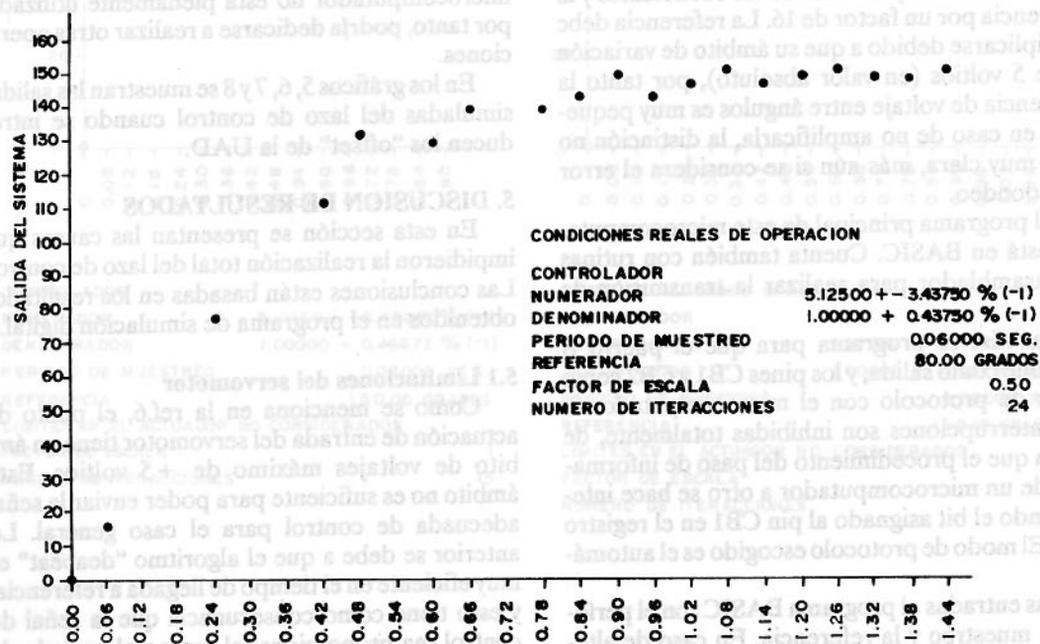


GRAFICO 11. Respuesta real del sistema a una entrada de 180 grados.

obtiene una respuesta "deadbeat" se reduce drásticamente. Los gráficos de la sección 4,5 muestran las diferencias obtenidas entre el modelo ideal que no tiene limitadores y el modelo del servo; pueden apreciarse también los efectos de retardo de la llegada a la referencia al aumentar el error inicial, obteniéndose el caso crítico para 180 grados de error. Puede verse, sin embargo, que no se presentan sobreoscilaciones y que el error en régimen permanente es nulo.

5.2 Restricciones en la UAD

La unidad de adquisición de datos utilizada tiene 8 bits de resolución; esto limita el ámbito de codificación de los coeficientes que el microcomputador encargado del cálculo debe pasar al microcomputador de control. Por tal motivo se seleccionó trabajar con una función de transferencia que relaciona voltajes de entrada a voltajes de salida, puesto que los valores de los coeficientes del controlador podían codificarse perfectamente en 8 bits, e inclusive multiplicarse por un factor de amplificación que redujese el error debido a redondeo que hay que hacer a la hora de codificar; no obstante, se presentó el problema de que un coeficiente era mucho menor que los otros — inclusive menor que la unidad — y el factor de escala introducido no bastaba para tener una buena confiabilidad, puesto que el error introducido a la hora de redondear era de un 8%. Esto afecta directamente el funcionamiento del controlador, produciendo una sobreelongación y un retardo en el tiempo de asentamiento; esto puede verse en los gráficos. Se intentó entonces codificar todo en 16 bits, disminuyendo el error de redondeo al aumentar el factor de escalamiento, pero el problema reaparece al recortar la salida a los 8 bits disponibles. Se seleccionó la opción de codificar en 8 bits puesto que con ella las operaciones se hacen en 16 bits y no en 32 y por tanto la velocidad del programa aumenta, sin perder exactitud.

Lo anterior podría no representar un problema mayor, pero también se encontró con que la UAD tenía un "offset" tanto en la entrada como en la salida, que fue imposible de resolver y que afecta considerablemente el funcionamiento del sistema, sobre todo para ángulos cuyo valor en voltaje fuese menor que la unidad por estar en estos casos el valor de offset amplificado, cercano a la referencia.

La solución por programa no es viable puesto que la salida del servo que se conecta a la UAD representa un voltaje continuo entre +10.8 y -10.5 voltios, para los ángulos, por tanto el voltaje de offset en la entrada falsea la posición del servomotor en un momento dado, afectando el error que se calcula, factor que se amplifica al tener que multiplicar la lectura por un factor de escala para coincidir con el voltaje de referencia que el otro microcomputador envía; la referencia debe multiplicarse por un factor de escala, ya que por estar en el ámbito de +5 voltios, debe ampliarse para facilitar la distinción entre ángulos. Por las razones anteriores, se decidió hacer una simulación digital que mostrara la respuesta real del sistema bajo tales condiciones, para observar si tenía sentido hacer una simulación híbrida del comportamiento del sistema. Los resultados obtenidos se muestran en los gráficos 9, 10 y 11; se comprueba la hipótesis planteada anteriormente de que el mayor efecto de distorsión se tendría para referencias con valores menores que la unidad. Para los otros casos se presentan oscilaciones violentas, un retardo mayor para llegar a régimen permanente y un valor de estabilidad diferente de la referencia fijada. Por tal motivo, se desechó la simulación híbrida.

5.3 Otras Consideraciones

La rutina principal del programa es muy veloz por el hecho de trabajar con operaciones de 16 bits y no ocupar las facilidades de doble precisión del lenguaje que son más lentas. Se codificó en ensamblador la mayor parte posible de las operaciones que hay que efectuar para disminuir el retardo entre la lectura del dato y el envío de la señal de control; no obstante se utilizaron las operaciones aritméticas de alto nivel proveídas por el FORTH. Por pruebas experimentales, pudo determinarse que el tiempo transcurrido entre el sensado de la entrada y la salida de la señal de control es de 5 ms aproximadamente, siendo por tanto bastante satisfactorio, puesto que permite que el programa se use con un número amplio de períodos de muestreo.

Respecto al programa de cómputo de parámetros del otro microcomputador, su funcionamiento es el esperado, como se pudo constatar con las simulaciones digitales realizadas. Por estar escrito en BASIC su velocidad de ejecución no es tan rápida como el programa en FORTH, pero esto evita que haya un cambio de parámetros por parte

del operador antes de que se llegue a la referencia previamente fijada. Dado que este microcomputador realiza únicamente la función de comunicación y cálculo, puede pensarse en trasladar todo el trabajo al otro microcomputador y no subutilizar éste; esto no es factible dado que el proceso de cómputo de los coeficientes involucra exponenciales que no están disponibles directamente en FORTH, por lo que habría que simularlas mediante series de Taylor que complican y alargan el procedimiento; además si no se desea sacar al computador del lazo de control para ponerlo a hacer cálculos y evitar posibles efectos del ruido sobre la señal fija en el actuador, se debe tener un extremo cuidada con el manejo de la pila de FORTH para no confundir valores a la hora de la atención de las interrupciones del temporizador de sensado y actuación.

En suma, la simplicidad obliga a tomar la alternativa del uso de dos microcomputadores; por otra parte, el microcomputador de comunicación puede usarse para tener otros programas en desarrollo, puesto que en realidad, el programa de cálculo sólo actúa si se desea cambiar algún parámetro del funcionamiento.

6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Las siguientes son las conclusiones y recomendaciones del presente trabajo:

- La estrategia de control "deadbeat" no es aplicable a plantas tan lentas como el servomotor, dadas las limitaciones en el actuador que éstas presentan y a las señales de control que el algoritmo debe enviar para cumplir su cometido.
- Es importante contar con una buena resolución en la etapa de comunicación digital-analógica para perder la menor cantidad de información a la hora de cuantificar, sobre todo, si se trata de coeficientes menores a la unidad.
- El proceso de control digital requiere un ajuste exacto del offset de los convertidores usados para evitar una inestabilidad total de lazo.

- Se recomienda la utilización del FORTH para procesos de control en tiempo real, dadas las facilidades de alto nivel que presenta y la velocidad de ejecución.
- Se recomienda el diseño de un programa de identificación de parámetros de plantas de forma que sea un módulo adaptable a cualquier estrategia de control para observar los distintos comportamientos.
- Se recomienda la integración de los programas de simulación digital presentado en [11] con el programa de cálculo de parámetros del controlador "deadbeat", para tener un paquete con diferentes estrategias de control que permitan comparar el comportamiento de diferentes tipos de controladores digitales.

7. BIBLIOGRAFIA

1. Acosta A. "Control de Posición con Algoritmo "Deadbeat", Universidad de Costa Rica, (1984).
2. Cadzow, J.; "Discrete-Time and Computer Control Martens, H. Systems". Prentice-Hall Electrical Engineering Series. London (1970).
3. Feedback Ltd. "DC Servo System Type ES130". London (I, II, III).
4. Kuo, B. "Analysis and Synthesis of Sampled-Data Control Systems". Prentice-Hall Inc. (1963).
5. Kwakernaak, H. "Linear Optimal Control Systems". Wiley Sivan, R. Interscience (1972).
6. Lechtman, S. "Control por microcomputador de un servomotor". U.C.R. (1972).
7. Microsoft Corp. "BASIC". S.E., Ast. Research Inc. California, USA (1983).
8. Microsoft Corp. "Disk Operatin System". S.E., Ast. Research Inc. California, USA (1983).
9. Navas, E. "Manual de uso de la Unidad de Adquisición de Datos". U.C.R. (1983).
10. Rockwell Int. "AIM FORTH User's Manual". Document No.2965n72 (1981).
11. Vargas, R. "Servo de posición con controlador digital PID". U.C.R. (1984).