TESIS

ANALISIS E IMPLEMENTACION DE UN SISTEMA DE CONTROL ADAPTATIVO EN TIEMPO REAL BASADO EN MICROCOMPUTADOR

por

Hilario López García

presentada en el

DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA, ELECTRONICA, DE COMPUTADORES Y SISTEMAS

de la

UNIVERSIDAD DE OVIEDO

para la obtención del

Grado de Doctor Ingeniero Industrial

GIJON, SEPTIEMBRE DE 1989

TESIS DOCTORAL

ANALISIS E IMPLEMENTACION DE UN SISTEMA DE CONTROL ADAPTATIVO EN TIEMPO REAL BASADO EN MICROCOMPUTADOR

Por: D. Hilario López García

Director de la Tesis: D. Guillermo Ojea Merín

PLANTEAMIENTO Y RESUMEN DE LA TESIS.

En el presente trabajo se aborda el estudio de las técnicas de control adaptativo, de los algoritmos necesarios para el diseño de un controlador de este tipo y, en particular, de los requerimientos que se deben cumplir en la implementación del mismo, en el caso monovariable.

Este estudio se enmarca en una de las líneas de investigación prioritarias del Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores y Sistemas de la Universidad de Oviedo. En esta misma línea se ha leído la tesis doctoral "Control adaptativo de procesos monovariables y multivariables. Evaluación y diseño de controladores autoajustables de aplicación industrial generalizada" por Daniel García Martínez.

Los resultados derivados del presente estudio se plasmarán en el desarrollo de un sistema de control adaptativo flexible, de bajo coste y estructura modular, para trabajo en tiempo real, de forma que pueda ser ampliamente aplicado tanto en la industria como en investigación o docencia en universidades.

Para abordar este estudio, se presentan en primer lugar las principales técnicas, aplicaciones y desarrollos industriales así como de investigación, realizados en el campo del control adaptativo. También en el primer capítulo se realiza un planteamiento del

desarrollo efectuado, marcando las líneas de investigación.

En el capítulo segundo se efectúa una revisión de los algoritmos de diseño, identificación y supervisión necesarios para el desarrollo de un sistema básico de control adaptativo, así como de los distintos métodos de control (tiempo finito, asignación de polos, predictivo o robusto) implementados.

En el capítulo tercero se estudian los aspectos a tener en cuenta en la implementación de un sistema de control adaptativo para trabajo en tiempo real, desde los puramente software (requerimientos, lenguaje de implementación) hasta el hardware disponible hoy en día para efectuar la implantación, pasando por aspectos importantes como el filtrado de perturbaciones, el interface con el usuario o la fase de arranque del sistema.

En el capítulo cuarto se presenta el sistema desarrollado (software y hardware), así como los resultados obtenidos aplicando los distintos métodos de control, supervisión, filtrado, etc. implementados. Así mismo se describen los resultados obtenidos en el control de una planta externa conectada físicamente al sistema desarrollado.

Por último, en el capítulo quinto se extraen las conclusiones obtenidas así como se introducen futuras líneas de investigación relacionadas con el presente trabajo.

Quiero expresar mi agradecimiento a Guillermo Ojea Merín, director de esta tesis, por el apoyo y orientaciones que de él he recibido.

Quisiera agradecer también a todos mis compañeros de Departamento y, en particular, a Daniel García, Alberto Diez y Felipe Mateos, su ayuda y continuo interés en la realización de la misma.

INDICE

LISTA DE SIMBOLOS I.12

CAPITULO 1. INTRODUCCION.

1.1 Aproximaciones al control adaptativo 1.2

1.2 Uso de las técnicas de control adaptativo 1.5

1.3 Controladores adaptativos aplicados industrialmente 1.10

1.4 Software para control adaptativo 1.12

1.5 Objetivos y alcance de la tesis 1.16

CAPTITULO 2. REVISION TEORICA DE LOS ALGORITMOS IMPLEMENTADOS.

2.1 Algoritmos de control 2.2

2.1.1 Controlador de Tiempo Finito de orden normal 2.2

2.1.2 Controlador de Tiempo Finito de orden incrementado .. 2.3

2.1.3 Controlador de Asignación de Polos de estructura simple 2.4

2.1.4 Controlador de Asignación de Polos de estructura completa 2.6

2.1.5 Controlador de Asignación de Polos robusto 2.8

2.1.6 Controlador Predictivo Extendido 2.14

2.2 Identificación de sistemas 2.21

2.2.1 Aspectos esenciales del problema de identificación . 2.21

2.2.2 Estructura del modelo 2.21

2.2.3 Condiciones experimentales 2.22

2.2.4 Método de identificación 2.23

2.2.5 Identificabilidad 2.26

2.2.6 Sistemas con parámetros variantes 2.28

2.2.7 Valores estacionarios de las señales 2.32

2.2.8 Generación de PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence) . 2.34

2.3 Supervisión 2.36

2.3.1 Supervisión de la estimación de parámetros 2.36

2.3.1.1 Desconexión automática del estimador 2.36

2.3.1.2 Filtrado de los parámetros estimados 2.39

2.3.1.3 Adecuación del factor de olvido a la excitación 2.40

2.3.1.4 Detección y tratamiento de cambios en los parámetros del proceso 2.46

2.3.1.5 Tratamiento en caso de tiempo muerto desconocido o variante 2.49

2.3.2 Supervisión del diseño del controlador 2.52

2.3.3 Supervisión del comportamiento en bucle cerrado 2.56

CAPITULO 3. IMPLEMENTACION.

3.1 Estructura y principales módulos de un sistema de control adaptativo en tiempo real 3.2

3.1.1 Módulos de control adaptativo 3.4

3.1.2 Módulos de interface con el usuario 3.5

3.1.3 Módulos de interface con el proceso 3.6

3.1.4 Módulos de gestión de dispositivos 3.7

3.2 Interface con el usuario 3.8

3.2.1 Modo menú 3.10

3.2.2 Modo preidentificación 3.13

3.2.3 Modo comando 3.14

3.2.4 Gestión de alarmas 3.17

3.2.5 Control manual 3.17

3.3 Filtrado de perturbaciones 3.19

3.3.1 Efecto aliasing 3.20

3.3.2 Filtrado previo 3.22

3.3.3 Filtrado analógico 3.23

3.3.4 Filtrado digital 3.23

3.3.5 Filtrado de outliers 3.26

3.4 Interface de parámetros 3.29

3.4.1 Filtrado de las estimaciones de parámetros 3.30

3.4.2 Diferente período para estimación y control 3.33

3.5 Influencia del actuador 3.34

3.5.1 Anti-reset windup 3.35

3.6 Arranque del sistema 3.38

3.6.1 Estimación previa de parámetros 3.38

3.6.2 Arranque con procesos inestables 3.39

3.6.3 Fase de preidentificación 3.40

3.6.3.1 Período de muestreo 3.40

3.6.3.2 Orden y tiempo muerto del modelo del proceso 3.42

3.7 Programación 3.47

3.7.1 Requerimientos 3.48

3.7.2 Programación concurrente 3.50

3.7.3 Lenguajes 3.52

3.8 Implicaciones aritméticas 3.53

3.8.1 Aritmética de coma fija/coma flotante 3.56

3.8.2 Rebosamiento 3.61

3.8.3 Efectos de la cuantización de amplitud 3.62

3.8.4 Influencia del período de muestreo 3.66

3.9 Hardware 3.68

3.10 Influencia del retardo computacional 3.79

CAPITULO 4. SISTEMA DESARROLLADO Y RESULTADOS.

4.1 Descripción del sistema MASTER 4.2

4.1.1 Estructura 4.2

4.1.2 Módulos 4.2

4.1.3 Evaluación de los algoritmos implementados 4.3

4.2 Control adaptativo 4.5

4.2.1 Sistema de control adaptativo 4.5

4.2.2 Diseño de parámetros del controlador 4.6

4.2.2.1 Controladores de Tiempo Finito 4.8

4.2.2.2 Controladores de Asignación de Polos 4.12

4.2.2.3 Controlador de Asignación de Polos robusto .. 4.31

4.2.2.4 Controlador Predictivo Extendido 4.41

4.2.3 Estimación de parámetros del proceso 4.53

4.2.4 Salida del controlador 4.55

4.2.5 Preidentificación 4.57

4.2.6 Supervisión 4.61

4.2.6.1 Inclusión de factor de olvido en el estimador 4.61

4.2.6.2 Factor de olvido de Saelid y Foss modificado 4.63

4.2.6.3 Variaciones en los parámetros del proceso ... 4.66

4.2.6.4 Variaciones en el orden y tiempo muerto del proceso 4.68

4.2.6.5 Comportamiento del tratamiento de variaciones

en tiempo real 4.72

4.2.6.6 Detección de cancelaciones incorrectas 4.74

4.2.6.7 Supervisión comportamiento en bucle cerrado . 4.77

4.3 Interface con el usuario 4.81

4.3.1 Sistema de menús 4.81

4.3.2 Intérprete de comandos 4.101

4.3.3 Gestión de alarmas 4.104

4.3.4 Control manual 4.107

4.4 Interface con el proceso 4.110

4.4.1 Tarjeta de interface DASH-16F 4.110

4.4.1.1 Diagrama de bloques 4.110

4.4.1.2 Programación 4.112

4.4.1.3 Disparo periódico del conversor A/D 4.112

4.4.1.4 Disparo periódico con DMA 4.113

4.4.2 Hardware implementado 4.116

4.4.3 Conversión Analógico/Digital 4.117

4.4.4 Conversión Digital/Análogica 4.120

4.4.5 Entrada/Salida digital 4.120

4.4.6 Control de temporizador 4.121

4.4.7 Filtrado de perturbaciones y outliers 4.122

4.5 Gestión de dispositivos 4.132

4.5.1 Representación gráfica en pantalla 4.132

4.5.2 Representación numérica en pantalla 4.133

4.5.3 Representación gráfica en plotter 4.135

4.5.4 Representación numérica en impresora 4.135

4.5.5 Driver del plotter 4.136

4.6 Otros módulos 4.136

4.6.1 Adquisición de datos 4.136

4.6.2 Módulos auxiliares 4.139

4.7 Control adaptativo de una planta piloto 4.139

4.8 Retardo computacional 4.148

CAPITULO 5. CONCLUSIONES FINALES.

5.1 Aportaciones del presente trabajo 5.2

5.2 Sugerencias para futuros trabajos 5.5

REFERENCIAS A.1

LISTA DE SIMBOLOS

$A(z^{-1})$	Polinomio del modelo del proceso asociado a la señal y.
a	Coeficiente de $A(z^{-1})$.
$A_m(z^{-1})$	Polinomio formado a partir de los polos del sistema en cadena cerrada.
$A_0(z^{-1})$	Polinomio observador de la perturbación.
$B(z^{-1})$	Polinomio del modelo del proceso asociado a la señal u.
b	Coeficiente de $B(z^{-1})$.
BG	Función de trasferencia del conjunto bloqueador-proceso.
BGF	Función de transferencia del conjunto bloqueador-proceso-captador.
$Bm(z^{-1})$	Polinomio formado a partir de los ceros del sistema en cadena cerrada.
$C(z^{-1})$	Polinomio del modelo del proceso asociado a la señal v.
c	Coeficiente de $C(z^{-1})$.
d	Tiempo muerto del modelo del proceso.
d_{min}	Valor mínimo del tiempo muerto.
d_{max}	Valor máximo del tiempo muerto.
dr	Tiempo muerto del controlador.
d^0	Vector de posiciones nominal de los polos en cadena cerrada.
e	Error a priori en la estimación de parámetros.
e_r	Error a posteriori en la estimación de parámetros.
e_m	Error de control.
f_m	Frecuencia de muestreo.

f_N Frecuencia de Nyquist.

f_r Frecuencia de la señal de ruido.

f_z Frecuencia de la señal generada tras muestreo con ruido.

G_F Función de transferencia de filtro.

G_P Función de transferencia de proceso.

G_R Función de transferencia de controlador.

H Matriz de información del estimador.

h_k Respuesta discreta ante escalón unitario de entrada.

h^* Respuesta continua ante escalón unitario de la entrada.

I Matriz identidad.

k Unidad de tiempo discreta (t/T_m).

L Matriz diagonal cuyos componentes son $\sqrt{\tau_i}$.

l Horizonte de previsión.

M Función de transferencia del sistema en cadena cerrada.

m Orden del modelo del proceso.

m_r Orden del controlador.

M^0 Matriz de Sylvester con los componentes de v^0.

m_0 Orden del modelo del proceso nominal.

N Longitud de memoria del estimador.

N_r Número de muestras durante T_r.

N_0 Longitud de memoria nominal.

P Matriz de covarianzas del estimador.

$P(z^{-1})$ Polinomio del denominador de la función de transferencia del controlador de estructura simple.

p Coeficiente de $P(z^{-1})$.

$Q(z^{-1})$ Polinomio del numerador de la función de transferencia del controlador de estructura simple.

q	Coeficiente de $Q(z^{-1})$.
$R(z^{-1})$	Polinomio de un controlador de estructura completa asociado con la señal u.
r	Variable realimentada.
RN	Rango numérico.
$S(z^{-1})$	Polinomio de un controlador de estructura completa asociado con la señal r.
s	Señal no perturbada.
$T(z^{-1})$	Polinomio de un controlador de estructura completa asociado con la señal w.
T	Constante de tiempo.
T_m	Período de muestreo.
T_r	Tiempo de subida.
T_{95}	Tiempo de establecimiento de la respuesta ante escalón.
u	Variable de control.
U_{min}	Límite inferior de saturación del actuador.
U_{max}	Límite superior de saturación del actuador.
V	Función de coste a minimizar en la estimación.
v	Perturbación estocástica.
v^0	Vector de coeficientes de la planta nominal.
w	Variable de consigna.
x	Vector de coeficientes del controlador.
y	Variable controlada.
$Y(A)$	Función descriptiva de no-linealidad.
Y_Q	Cuantización del valor de Y.
$y^*(t+i/t)$	Predicción de la salida del proceso en el instante $t+i*T_m$, basado en la información existente en el instante t.

z	Variable de la transformada en Z.
z^{-1}	Operador retraso unitario.
$\tilde{z}^{-1}$	Operador especial que actúa sólo sobre el primer argumento en $y^*(t+i/t)$.
Γ	Vector de corrección en la estimación de parámetros.
Σ	Suma de los cuadrados de los errores de estimación a posteriori.
Σ_0	Suma constante.
σ	Desviación típica.
μ	Vector de variaciones de los coeficientes de la planta.
τ	Factor de olvido del estimador de parámetros.
f	Coeficiente de amortiguamiento.
Θ	Vector de parámetros estimados.
Θ_{fi}	Vector de parámetros filtrados.
Θ_0	Vector de parámetros nominal.
w	Frecuencia angular.
δ	Unidad de cuantización.
ε	Vector de variaciones de los polos en cadena cerrada.
Ψ	Vector de datos en la estimación de parámetros.
x	Valor medio de x.
$\hat{x}$	Valor estimado de x.
δx	Incremento de x $(x(k) - x(k-1))$.
X	Valor absoluto $x(k) = X(k) - X_{00}$.
X_{00}	Valor estacionario de x.

CAPITULO 1

INTRODUCION

1. INTRODUCCION.

1.1 APROXIMACIONES AL CONTROL ADAPTATIVO.

Tradicionalmente el control de los procesos industriales se ha realizado en base a la implementación de controladores PID (analógicos, o bien posteriormente, digitales). Este tipo de controladores sigue teniendo validez actualmente y su empleo sigue siendo muy extendido, aunque sólo es recomendable en el caso de control de sistemas lineales o bien no lineales que trabajen en un punto fijo (o el punto de funcionamiento se desvíe sólo muy ligeramente del mismo).

Si añadimos a las limitaciones anteriores la posibilidad de variación con el tiempo (por envejecimiento, cambio de alguno de los elementos, etc.) de los parámetros que definen el comportamiento del proceso a controlar, se entiende aún mejor la necesidad de un sistema que ajuste automáticamente sus parámetros en función de dicho comportamiento, para que se cumplan las prestaciones de funcionamiento exigidas al mismo, dando lugar a lo que se llama control adaptativo.

Es necesario considerar, sin embargo, que otras técnicas, aparte del propio bucle de realimentación ordinario, han sido pensadas con el mismo fin de reducir la influencia de las variaciones en el comportamiento del proceso a controlar. Una de ellas es el control robusto, que se puede presentar, en cuanto a dicho objetivo, como

una alternativa al control adaptativo.

La investigación sobre el control adaptativo ha sido muy activa desde principios de los años 50 hasta hoy día (una revisión histórica se puede encontrar en Astrom, 1987), aunque hasta la década de los 70, con el revolucionario desarrollo de los computadores digitales, no se producen las primeras aplicaciones convincentes.

Existen dos esquemas básicos para realizar la adaptación, que se diferencian únicamente en la forma en que se lleva a cabo el ajuste de los parámetros del controlador, en función de los cambios producidos en la dinámica del proceso.

Cuando existen señales medibles en el proceso, que puedan indicar los cambios producidos en el mismo, así como una especificación a priori de los reajustes necesarios en el controlador, en función de dichas señales, es posible la aplicación de la adaptación en bucle abierto o por prealimentación. Las realizaciones prácticas basadas en este esquema conducen a lo que se denomina control programable o por ajuste de ganancia (gain scheduling), cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 1.1.

Este método puede dar buenos resultados en muchas aplicaciones y su implementación resulta sencilla, pero tiene el inconveniente de necesitar un trabajo previo de preparación considerable para determinar los parámetros en todas las condiciones operativas

posibles. Además, al no existir una realimentación de la adaptación, no puede efectuarse una compensación de los parámetros preprogramados en el caso de un comportamiento incorrecto del proceso controlado con el ajuste realizado.

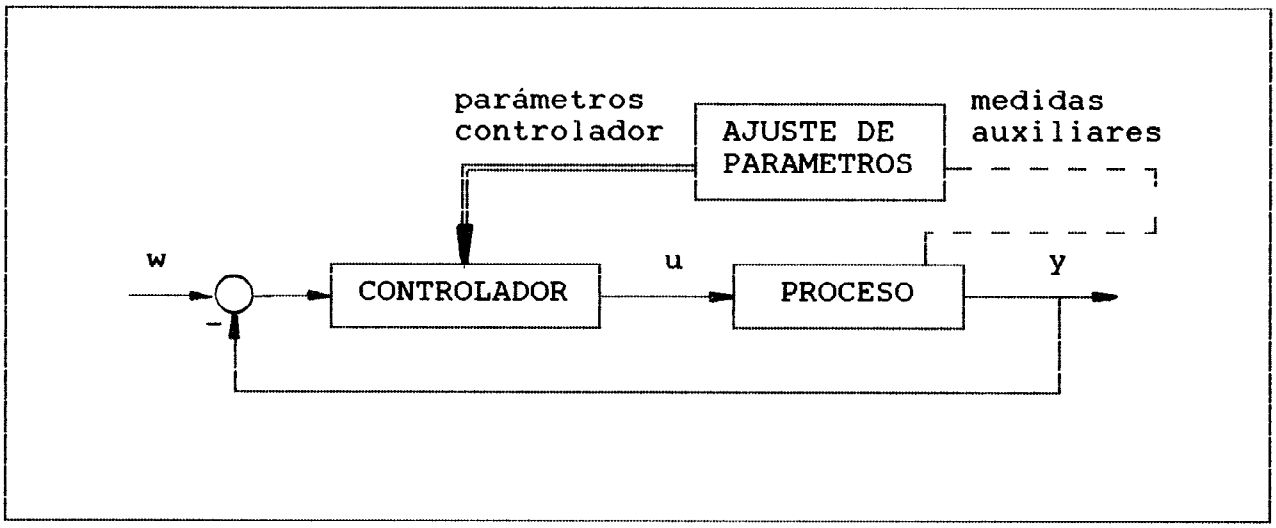

Fig 1.1. Diagrama de bloques de control con ajuste de ganancia.

El segundo esquema realiza la adaptación en bucle cerrado o por realimentación. La información del comportamiento del proceso a controlar se obtiene en base a las señales de entrada y salida del mismo, realizándose el ajuste del controlador en función de dicha información.

Existen dos tipos de controladores adaptativos que responden a este segundo esquema: MRAC (Model-Reference Adaptive Controllers) y STC (Self-Tuning Controllers). En el primero, cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 1.2, los parámetros del controlador se ajustan de manera que el comportamiento del sistema sea similar al

de un modelo de referencia dado. En el segundo (figura 1.3) se identifican los parámetros del proceso para, en base a ellos y a un método de diseño preespecificado, calcular los coeficientes del controlador a emplear.

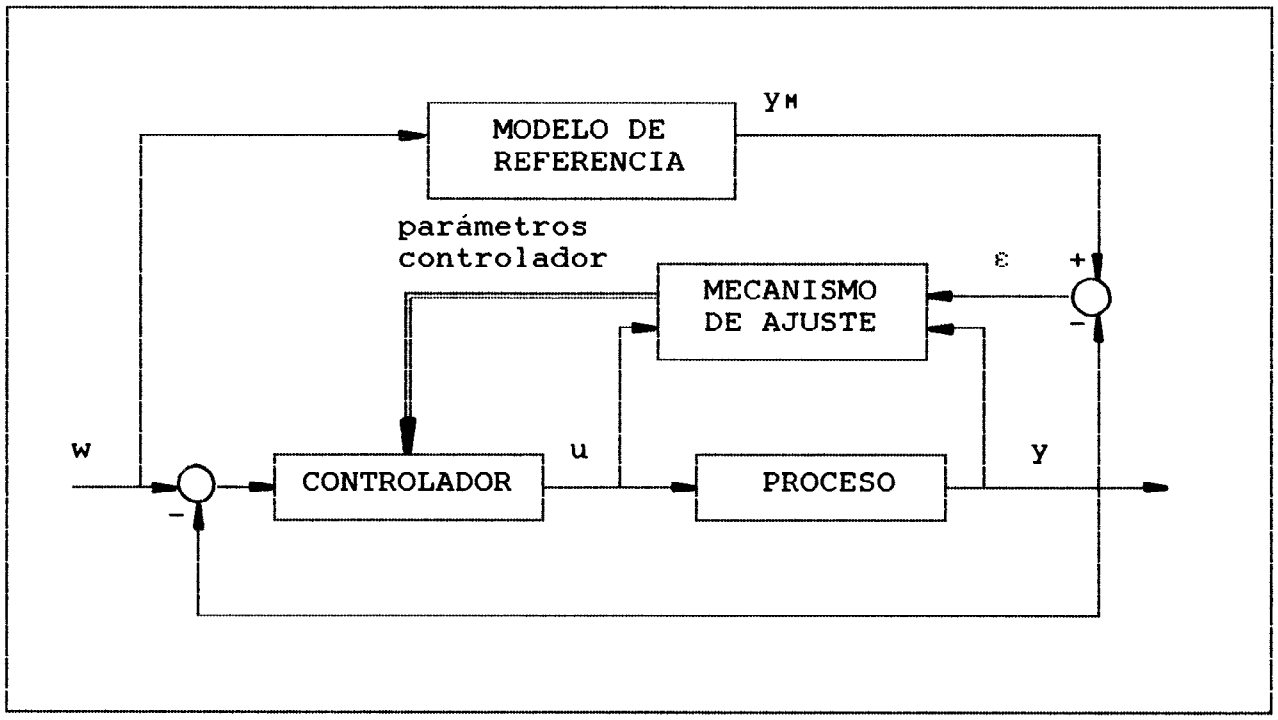

Fig 1.2. Diagrama de bloques del controlador adaptativo MRAC.

Estos dos tipos de controladores tienen propiedades semejantes al poseer, además del bucle de realimentación ordinario, otro de ajuste de los parámetros del controlador. En el caso de MRAC éste se efectúa directamente y en STC indirectamente a partir de los parámetros del proceso estimados con un método de diseño.

1.2 USO DE LAS TECNICAS DE CONTROL ADAPTATIVO.

La adopción de técnicas de control adptativo se puede realizar en una extensa gama de aplicaciones prácticas, aunque debido a la mayor complejidad del mismo respecto al control fijo, será normalmente necesario comprobar, mediante estudios previos, que éste no puede resolver convenientemente el problema.

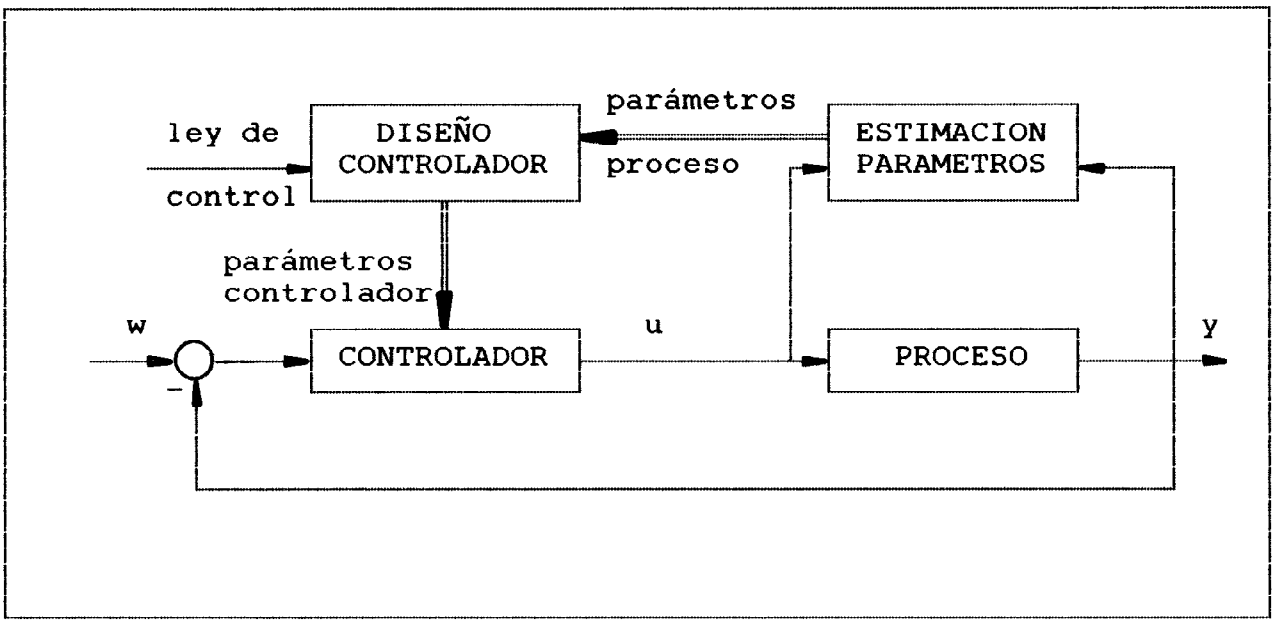

Fig 1.3. Diagrama de bloques del controlador adaptativo STC.

Es importante resaltar que, al referirse generalmente con "control adaptativo" a las diferentes técnicas apuntadas en el apartado anterior, las aplicaciones son muy diversas pero también de muy diferente grado de complejidad:

(a) Una posible aplicación es la de ajuste automático del algoritmo de control, muy interesante sobre todo cuando el número de parámetros es elevado. El ajuste se lleva a cabo arrancando el sistema con el controlador adaptativo para que, una vez que el

comportamiento del mismo es correcto, desconectar el mecanismo de adaptación dejando fijos los parámetros del controlador así obtenidos.

(b) Este método puede ser usado así mismo para realizar el trabajo previo de preparación necesario en el diseño del control por ajuste de ganancia, obteniendo los parámetros del controlador en cada una de las posibles condiciones operativas.

(c) Otra forma, más acorde con la concepción original, de uso del controlador adaptativo es la basada en mantener indefinidamente activo el mecanismo de ajuste de los parámetros del controlador, de forma que pueda ser aplicado a procesos variantes en el tiempo. Evidentemente, esto plantea mayores dificultades que en los casos anteriores, por lo que se requiere la aplicación de algoritmos más complejos.

Existe así mismo la posibilidad de combinación de alguna de las aplicaciones citadas. Así por ejemplo la información que necesita a priori un controlador adaptativo puede ser obtenida a partir de un mecanismo de ajuste automático. También es útil la posibilidad de aplicación de un controlador programable para realizar un ajuste rápido, aunque relativamente aproximado, ante un cambio en el proceso, para, posteriormente, realizar un ajuste fino mediante control adaptativo.

La implementación de un sistema para aplicaciones del tipo (c), que

explote totalmente las posibilidades que ofrece el control adaptativo, plantea una problemática que se introduce brevemente a continuación.

En efecto, aunque las técnicas de control adaptativo han sido utilizadas en una extensa gama de aplicaciones prácticas (Astrom, 1983 y 1987), ha sido necesario en cada caso en que se ha obtenido un resultado correcto, la realización de un importante esfuerzo de diseño previo y fuertemente dependiente del proceso (Wittenmark y Astrom, 1982).

Así mismo, resulta fácil aunque no apropiado, relacionar un sistema de control adaptativo con una caja negra ideal, que se conecta al preceso a controlar y comienza a funcionar correctamente, sin que sea necesario comunicarle ninguna especificación previa ni durante su funcionamiento. Esta presunción dista hoy en día bastante de la realidad, siendo necesaria una relativa especialzación de los operadores para que puedan indicar al sistema los objetivos a cumplir, cómo va a realizar su trabajo, qué tipo de interface va a existir con dichas operaciones, etc.

Estos factores, conjuntamente con otros como pueden ser el mayor coste del sistema de control, la necesidad industrial de sistemas completamente fiables, la necesidad de uso de potentes computadores que realicen los cálculos en un tiempo mínimo, etc. han influido para que el uso industrial de los controladores adaptativos, aunque creciente, sea aún bastante limitado.

Una parte de la responsabilidad de este uso limitado hay que buscarla en que se ha conducido en gran medida el esfuerzo investigador a resolver problemas específicos, como la cuestión del tiempo muerto del proceso desconocido o variante, el rechazo de perturbaciones no medibles, la aplicación al caso de sistemas de fase no-mínima, etc., muchas veces con el convencimiento de que, ya que el control se realiza en la mayoría de las plantas con el clásico PID, sólo es apropiado el uso del control adaptativo en el caso de plantas "difíciles".

Algunos autores, sin embargo (M'Saad et al, 1986, Jones y Baker, 1986, García et al, 1987, etc.) han contribuido a definir los requerimientos más importantes que debe cumplir un sistema de control adaptativo para que pueda ser ampliamente aplicado en la industria.

Las conclusiones obtenidas muestran que, además de ser necesaria la resolución de los problemas anteriormente citados (efecto de tiempo muerto desconocido o variante, perturbaciones, etc.) es muy importante incidir sobre la fase de puesta en marcha, con todo lo que conlleva (automatización en la medida de lo posible, incidencia mínima en el funcionamiento normal de la planta, procedimiento de ajuste del sistema sencillo sin necesidad de intervención de expertos en control adaptativo, etc.). Así mismo es importante obviar la necesidad de utilización de grandes y caros computadores para la implementación del sistema de control.

1.3 CONTROLADORES ADAPTATIVOS APLICADOS INDUSTRIALMENTE.

Hoy en día existe comercialmente disponible un cierto número de productos industriales basados en las diferentes técnicas de control adaptativo, de entre los que cabe destacar los pertenecientes a dos grupos:

- Computadores de control de procesos, dotados del hardware y software necesarios para la aplicación de alguno de los métodos previamente especificados.

- Controladores autónomos basados en microcomputador.

Los del primer tipo ofrecen una mayor flexibilidad así como una mayor aplicabilidad cuando se presentan problemas específicos como los apuntados en el apartado anterior, mientras los autónomos inciden más en la resolución de los problemas presentados en la fase de puesta en marcha, simplificándola y automatizándola, ofreciendo así mismo un coste reducido. Debido a estas características su utilización en la industria está creciendo considerablemente desde su aparición en el mercado (Quevedo, 1986).

Hay que reseñar sin embargo que, precisamente debido a su simplicidad, el rango de aplicabilidad de los controladores autónomos generalmente no sobrepasa el de los tipos (a) y (b) del apartado 1.2, estando basados muchos de ellos en la técnica de ajuste de

ganancia (método relativamente estándar en el diseño de sistemas de control de vuelo en aeronaves), o en mecanismos de ajuste automático de los parámetros de un controlador PID.

Otro posible conjunto de aplicaciones de este tipo de controladores están basadas en la capacidad de los mismos de comunicación con otros semejantes o con un computador de un nivel superior en un sistema de control distribuido.

De entre este tipo de controladores basados en microcomputador cabe destacar el Exact de Foxboro (ajusta los parámetros del controlador PID en base a un análisis de la respuesta transitoria del sistema en cadena cerrada, cuando se producen perturbaciones de carga o cambios de consigna de nivel apreciable), el West 2071 de Gulton (incorpora además una función de preajuste inicial de los parámetros), o el Autotuner de la compañía sueca SattControl (que automáticamente ajusta los parámetros de un controlador PID mediante una apropiada señal de test que genera). También dispone de un mecanismo de ajuste automático el UDC 5000 de Honeywell.

Los controladores Electromax V de Leeds and Northrup y Novatune de Asea tienen la posibilidad de estimar, en alguno de sus modos de funcionamiento, los parámetros de un modelo del proceso de forma indefinida. El Electromax utiliza estas estimaciones para ajustar continuamente los parámetros de un controlador PID mientras que el Novatune difiere del resto de los controladores apuntados en que no está basado en una estructura PID sino en un diseño de control de

mínima varianza, obteniendo los parámetros del controlador directamente, al estar basado en un algoritmo implícito.

1.4 SOFTWARE PARA CONTROL ADAPTATIVO.

Un enfoque distinto, adoptado así mismo en los últimos años, ha sido el desarrollo de paquetes de programas de aplicación de las técnicas de control adaptativo. Este tipo de aplicaciones, aparte de por los avances producidos en el desarrollo de la teoría de control adaptativo y en el campo de los computadores digitales, ha venido impulsado por la aparición de herramientas software adecuadas para su uso en la implementación de sistemas que trabajen en tiempo real.

Una gran parte de la problemática ligada a los paquetes para control adaptativo es similar a la de otros tipos pensados para aplicaciones en campos afines:

- Identificación de sistemas y análisis de datos.
- Simulación interactiva para sistemas lineales y no lineales.
- Diseño de sistemas de control.
- Etc.

Esto es debido, generalmente, a la existencia de motivaciones convergentes para el desarrollo de la mayor parte de los mismos (Lemmens y Van de Boom, 1979):

- Construcción de programas interactivos para instrucción de los estudiantes en teoría moderna de control.

- Implementación de sistemas para trabajo en tiempo real mostrando a los estudiantes la problemática existente en la interconexión de un computador con el proceso a controlar.

- Proporcionar la posibilidad de analizar y comparar diferentes métodos de control o identificación.

- Hacer posible el análisis de los problemas de control por personas con conocimientos mínimos de programación o computadores.

Así mismo, la estructura de los paquetes de software de control de procesos es similar en la mayoría de los casos, mostrando la figura 1.4 una típica (Gertler y Sedlak, 1975). Los módulos 1 y 2 controlan los intercambios de datos, en tiempo real, entre hombre y máquina y entre planta y máquina. El módulo 4 se encarga del procesamiento de los datos obtenidos de la planta a través de sensores, así como de la gestión de la base de datos de intercomunicación de los distintos programas. El módulo 5 contiene el software perteneciente a un nivel superior en una estructura jerarquizada, para optimización, adaptación, supervisión, etc., mientras en el módulo 3 se controla la ejecución de los distintos programas.

Este tipo de productos software, aplicados al caso de control adaptativo, si bien están dotados de una mayor flexibilidad que los controladores mencionados en el apartado anterior, poseen generalmente una menor aplicabilidad industrial al estar muchas veces concebidos para cumplir primariamente labores docentes o investigadoras, siendo diseñados e implementados en universidades u otros centros de investigación.

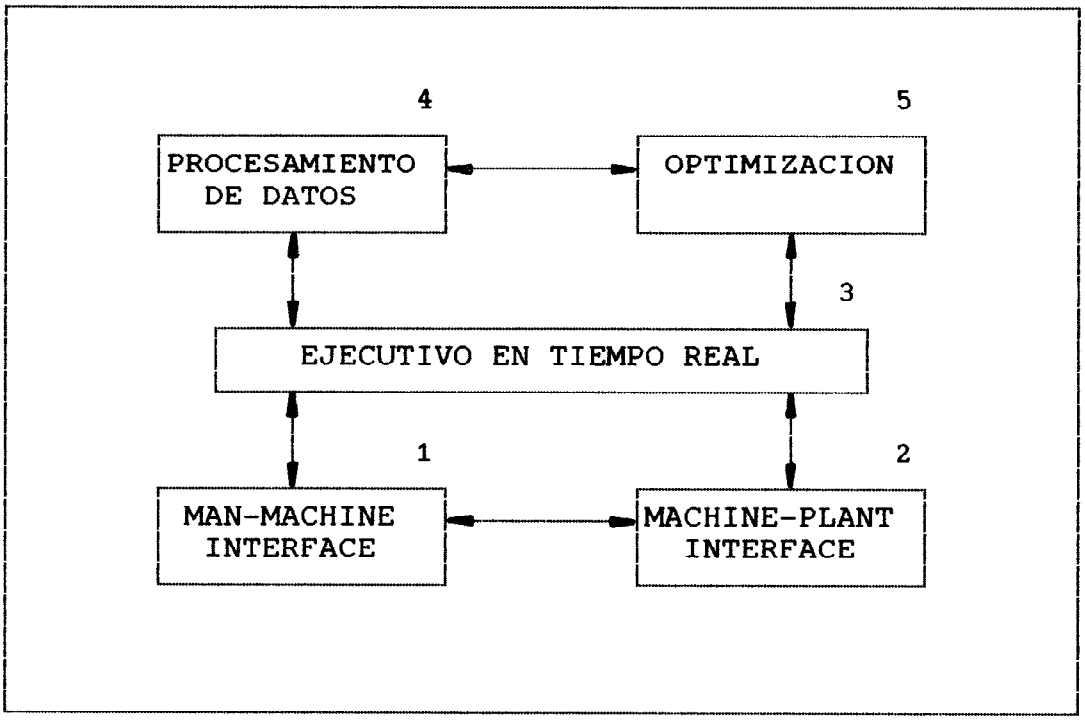

Fig 1.4. Estructura típica de un paque de software de control.

Hoy en día, sin embargo, al disponer de herramientas hardware y software más adecuadas que las utilizadas en el desarrollo de muchos de estos paquetes, es posible la realización de un producto modular, que, sin pérdida alguna de flexibilidad, sea de aplicación generalizada, subsanando alguna de las lagunas detectadas hasta el

momento, como son:

- Restricciones al usuario en cuanto al uso de una configuración fija para los algoritmos de control. Así mismo a veces no resulta sencillo el cambio de control adaptativo a fijo, por ejemplo para ajustar los parámetros del controlador usando algoritmos adaptativos y aplicar los resultados con controladores fijos.

- Aunque sea posible el control del proceso durante un cierto tiempo preespecificado obteniendo resultados apropiados, muchas veces no se ha tenido en cuenta la necesidad para la aplicabilidad industrial de asegurar un funcionamiento continuo (24 horas) correcto del dispositivo de control.

- Complejidad importante en la fase de puesta en marcha, con necesidad de especialización de los operadores para la especificación de parámetros en la inicialización del sistema, cuando se aplica el producto desarrollado para trabajo en tiempo real y no en simulación.

- Difícil implementación generalmente del software desarrollado usando pequeños computadores dotados de las tarjetas de interface adecuadas, con la incidencia sobre el coste total o las dimensiones físicas del sistema que ello supondría.

- Aunque es un hecho generalmente aceptado que el Fortran está

lejos de ser un lenguaje ideal para la implementación de este tipo de software, ha sido usualmente empleado (conjuntamente con rutinas en ensamblador para tareas especiales, como las de interface con el proceso o el usuario), en las aplicaciones desarroladas durante la década de los 70 y en algunas posteriores como son por ejemplo FAUST (A sofware package for self-tuning control) desarrollado en la Universidad de Oxford (Tuffs y Clarke, 1985) o ADCON (Adaptive Control Package) en el Central Institute for Management and Informatica de Bucarest (Sima y Popescu, 1982). Esta utilización es evidentemente debida a razones de portabilidad.

En los últimos años es más común la aplicación de otros lenguajes, por ejemplo Pascal en el conjunto de programas para el diseño de controladores autoajustables desarrollado en la E.T.S.I.I. de Vigo (Sanz y Ollero, 1984).

- Interface con el usuario complicado para usuarios no expertos con el software desarrollado, aunque la progresiva conciencia-ción de su importancia, ha ocasionado la inclusión cada vez mayor de interfaces altamentes interactivos, simples y fáciles de usar, como en el Adaptive Control Trainer desarrollado en la Universidad de Gent (De Keyser, 1986) o el Control-calc de la Universidad de New South Wales (Lee y Lim, 1988).

1.5 OBJETIVOS Y ALCANCE DE LA TESIS.

En el presente trabajo se aborda el estudio de las técnicas de control adaptativo, de los algoritmos necesarios para el diseño de un controlador de este tipo y, en particular, de los requerimientos que se deben cumplir en la implementación del mismo, en el caso monovariable.

Este estudio se plasmará en el desarollo de un sistema de control adaptativo para trabajo en tiempo real, que pueda ser aplicado:

- Industrialmente, para funciones de "data logging" y de control de procesos.

- En entrenamiento de los ingenieros de control en la industria que no estén familiarizados con los nuevos métodos, de forma que puedan conocer realmente la posible utilidad de los mismos en la solución de su problema concreto.

- En docencia, para instruir a los estudiantes en los aspectos relacionados con la utilización de computadores para el control de procesos, ya sea usando técnicas adaptativas o controladores fijos.

- En investigación, de forma que sea sencilla la incorporación al sistema y comparación de nuevos métodos de control, identificación, etc.

Para cumplir todos estos objetivos será necesario desarrollar un

sistema flexible, de bajo coste y con estructura modular, de forma que sea sencilla la supresión de funciones no necesarias en determinadas aplicaciones, o la incorporación de nuevos algoritmos, cuyo comportamiento pueda ser fácilmente analizado en combinación con el resto de facilidades que incorpora el software desarrollado.

El lenguaje de implementación será así una herramienta que jugará un papel importante, al facilitar o dificultar el proceso anterior, dependiendo de la elección del mismo efectuada. Así una labor importante será la de estudio y especificación de los requisitos a cumplir por el lenguaje a utilizar.

Será necesario, así mismo, dotar al sistema de un interface con el usuario altamente interactivo y fácil de usar tanto en la fase de inicialización como en lo de funcionamiento en tiempo real así como de mecanismos para simplificar y automatizar en la medida de lo posible la fase de puesta en marcha de mismo, para la gestión de alarmas y para posibilitar el control en modo manual, de forma que se eliminen las restricciones que impidan una amplia aplicabilidad industrial.

Dado que el uso del sistema compuesto exclusivamente por algoritmos de control adaptativo sólo puede ser usado de forma fiable en aplicaciones de los tipos (a) y (b) (apartado 1.2), será necesario la definición e implementación de un módulo de supervisión del funcionamiento del sistema y, en particular, de los mecanismos de identificación y de diseño, para no restringir su aplicabilidad en

el control continuo (24 horas) de un proceso, explotando todas las posibilidades del control adaptativo.

El tipo de controlador empleado, de los apuntados en el apartado 1.1, será el STC por poseer realimentación de la adaptación, así como ser más adecuado en general que el MRAC para trabajar con procesos en tiempo real existiendo perturbaciones no medibles. Así mismo, esto permitirá la fácil utilización de resultados intermedios (parámetros estimados) por parte de los algoritmos que lo requieran (por ejemplo los del supervisor) así como simplificará la inicialización al no ser precisa la definición de un modelo de referencia adecuado.

Por último para evaluar el cumplimiento de aplicabilidad en investigación se efectuará la inclusión en el sistema de varios algoritmos de control apropiados para el servoseguimiento de una señal de consigna (caso determinista), realizando un análisis comparativo de los mismos.

CAPITULO 2

REVISION TEORICA DE LOS ALGORITMOS IMPLEMENTADOS

2. REVISION TEORICA DE LOS ALGORITMOS IMPLEMENTADOS.

2.1 ALGORITMOS DE CONTROL.

2.1.1 Controlador de Tiempo Finito de orden normal.

Con este controlador, para un cambio en el valor de la variable de referencia w(k) en el instante k, las señales de entrada y salida del proceso estarán estabilizadas en su nuevo valor después de un número de períodos de muestreo definido y finito. En el caso de la entrada u(k), este número será igual a m y en el de la salida y(k), a m+d.

La función de tranferencia de este controlador, según Isermann (1981), viene dada por:

$$R(z^{-1}) = \frac{K\ A(z^{-1})}{1 - K\ B(z^{-1})\ z^{-d}} \qquad \text{con} \quad K = 1\ /\ \Sigma b_i \qquad (2.1)$$

La inclusión de este tipo de controlador en un sistema de control en tiempo real es adecuada, debido a que los parámetros de su función de transferencia se calculan de una forma muy simple, requiriéndose un tiempo de cálculo muy reducido. Así mismo, se puede deducir que este tipo de controlador presenta una acción integral embebida en el mismo, lo que es conveniente para evitar desviaciones, en régimen permanente, entre la variable de salida y la referencia.

Los principales problemas para la aplicación de este controlador son la restricción del control exclusivamente de sistemas estables, debido a la cancelación de todos los polos del proceso, así como los valores elevados resultantes para la señal de control u(k), inadmisibles en muchas aplicaciones.

2.1.2 Controlador de Tiempo Finito de orden incrementado.

Con este controlador se pretende reducir los efectos del segundo de los problemas comentados. Para ello se elige uno de los parámetros del controlador, lo que permite que el valor inicial, después de un cambio en w(k), de la señal de control u(k) sea lo más pequeño posible.

La función de transferencia de este controlador, según Isermann (1981), viene dada por:

$$R(z^{-1}) = \frac{K\ A(z^{-1})\ (1-\alpha z^{-1})}{1 - K\ B(z^{-1})\ z^{-d}\ (1-\alpha z^{-1})} \qquad (2.2)$$

con:

$$\alpha = 1 - 1/(K\Sigma b_i) \qquad (2.3)$$

$$K = u(0) \text{ deseado.} \qquad (2.4)$$

Hay que hacer notar que una elección de u(0) demasiado pequeña provocaría que los valores sucesivos de la señal de control fuesen superiores a la primera. Así, la elección usualmente tomada, en

orden a asegurar que u(1) no sea superior a u(0), resulta:

$$u(0) = u(1) = 1 \;/\; \Sigma b_i(1-a_1) \qquad (2.5)$$

Las ventajas de este tipo de controlador sobre el de orden normal son evidentes en cuanto a la reducción del valor inicial de la variable de control (generalmente el más elevado), aunque tampoco puede ser aplicado a procesos inestables o con polos próximos a la circunferencia de radio unidad del plano Z. Por otra parte, presenta acción integral embebida, al igual que el de orden normal, siguiendo y(k) a w(k) sin offset en régimen permanente.

2.1.3 Controlador de Asignación de Polos de estructura simple.

El planteamiento del problema de asignación de polos es bien conocido. La idea principal es la de determinación de los parámetros del controlador, para un proceso dado, de forma que el sistema en bucle cerrado sea estable y tenga un comportamiento prefijado. Para ello es necesario indicar, como dato del problema, la posición deseada de los polos del sistema en cadena cerrada, o bien el polinomio formado a partir de los mismos. La función de transferencia del sistema en bucle cerrado vendrá dada por:

$$\frac{y(z)}{w(z)} = \frac{Q(z^{-1})\; B(z^{-1})\; z^{-d}}{A(z^{-1})\; P(z^{-1}) + z^{-d}\; B(z^{-1})\; Q(z^{-1})} = z^{-d}\,\frac{B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} \qquad (2.6)$$

pasando la resolución del problema por la obtención de los coefi-

cientes de los polinomios P y Q a partir de la ecuación (Goodwin y Sin (1984), Kurz e Isermann (1980)):

$$A(z^{-1})\ P(z^{-1}) + z^{-d}\ Q(z^{-1})\ B(z^{-1}) = A_m(z^{-1}) \tag{2.7}$$

donde A_m viene dada por:

$$A_m(z^{-1}) = \prod_{i=1}^{2m} (1-z_i z^{-1}) \tag{2.8}$$

siendo z_i los polos de la función de transferencia en cadena cerrada.

Para que en régimen permanente la variable de salida siga exactamente a la referencia, es necesario, Isermann (1981), que:

$$M(1) = 1 \qquad \text{o sea} \qquad P(1)\ A(1) = 0. \tag{2.9}$$

Esto implica, si $A(1) \neq 0$, que $\sum_{i=1}^{m+d} p_i = -1$, siendo necesario incorporar esta nueva ecuación a las anteriores. Así resulta un sistema de 2m+d+1 ecuaciones con otras tantas incógnitas (los coeficientes del controlador).

Hay que hacer notar que, para una ecuación característica dada, los ceros de la función de transferencia en cadena cerrada serán también determinados por el sistema de ecuaciones anterior, modificando en cierta medida el comportamiento prescrito por los polos indicados en cadena cerrada. Así mismo, la selección de la

posición de estos polos no es obvia y necesita conocimiento a priori del proceso a controlar.

2.1.4 Controlador de Asignación de Polos de estructura completa.

Otra forma de resolver el problema de la asignación de polos es mediante la utilización de un controlador con estructura completa, cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 2.1.

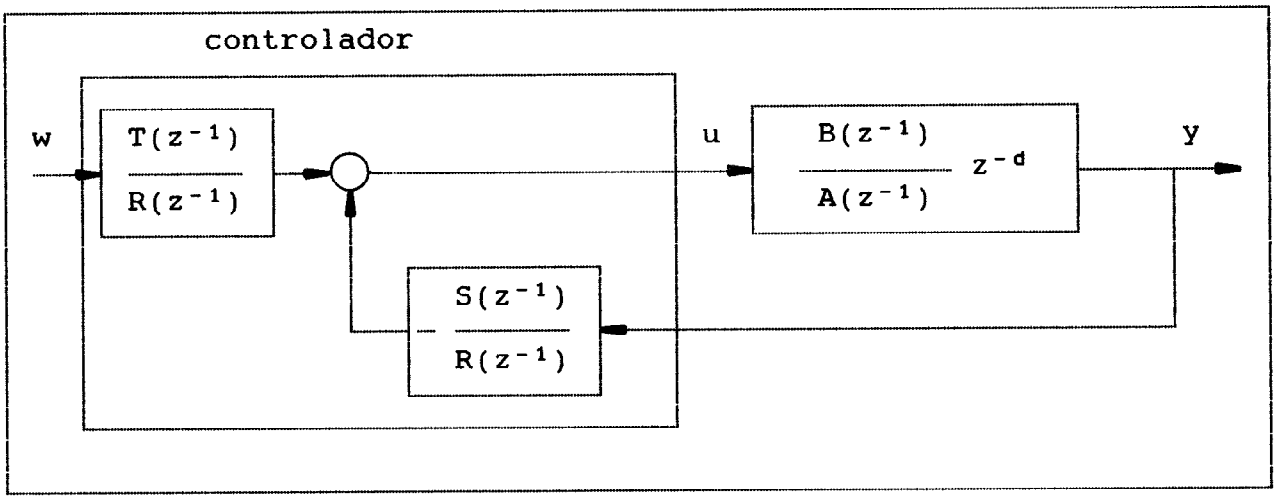

Fig 2.1. Controlador de estructura completa.

Como se ve, el controlador tiene 2 entradas (w(k) e y(k)) y una salida (u(k)), pudiendo ser representada su estructura lineal por (Astrom y Wittenmark (1984)):

$$R(z^{-1})\ u(k) = T(z^{-1})\ w(k) - S(z^{-1})\ y(k) \qquad (2.10)$$

El problema consiste en encontrar un controlador para el proceso $B(z^{-1})\ z^{-d}/A(z^{-1})$, tal que el sistema en cadena cerrada sea estable

y con función de transferencia $B_m(z^{-1})\ z^{-d}/A_m(z^{-1})$. Esto lleva a la siguiente relación:

$$\frac{z^{-d}\ T(z^{-1})\ B(z^{-1})}{A(z^{-1})\ R(z^{-1}) + z^{-d}\ B(z^{-1})\ S(z^{-1})} = \frac{B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})}\ z^{-d} \qquad (2.11)$$

En la relación anterior se ve que los ceros del sistema en bucle cerrado son los ceros de $B(z^{-1})$ y los de $T(z^{-1})$. Como el sistema en bucle cerrado debe ser estable, sólo los ceros dentro del círculo de radio unidad pueden ser cancelados. Por ello $B=B^+\ B^-$, donde B^+ tiene todos sus ceros dentro de una región deseada, figura 2.2, incluida en el círculo unidad, correspondiendo los ceros de B^- a modos inestables o poco amortiguados. Como B^- no puede ser cancelado debe ser un factor de B_m, esto es $B_m=B^-\ B_m'$.

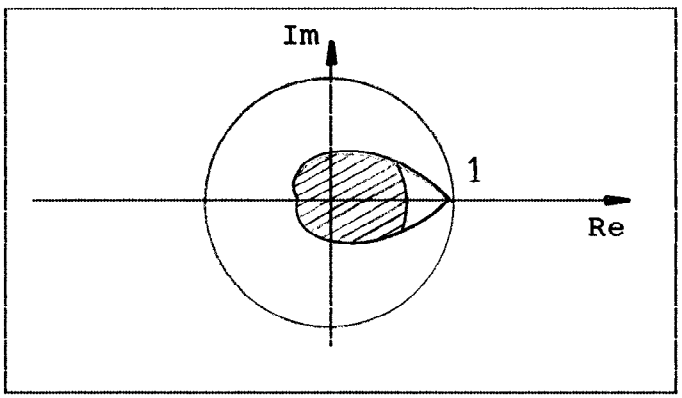

Fig 2.2. Región B^+ en asignación de polos.

Así, siendo $R=R_1\ B^+$ y cancelando B^+ en el lado izquierdo de la igualdad, se obtendrán R,S y T a partir de las ecuaciones:

$$AR_1 + z^{-d} B^- S = A_m A_0 \tag{2.12}$$

$$R = R_1 B^+ \tag{2.13}$$

$$T = B_m' A_0 \tag{2.14}$$

siendo $A_0(z^{-1})$ el polinomio observador de la perturbación.

Para realizar el diseño, es necesario disponer de procedimientos que descompongan el polinomio B en sus factores B^+ y B^-. Sin embargo es interesante observar que hay 2 casos particulares en que puede ser obviada esta descomposición, con lo que los cálculos se simplifican notablemente.

El primer caso es el de la cancelación de todos los ceros del proceso, con lo que $B=B^+$. Este caso, sin embargo, no puede ser aplicado a procesos con ceros fuera del círculo de radio unidad. El segundo es el de no cancelación de ningún cero, aplicable a cualquier tipo de proceso. Las ecuaciones resultantes son:

$$B = B^- \qquad B^+ = 1 \qquad B_m = B_m' B \qquad B_m' = K \tag{2.15}$$

$$R = R_1 \tag{2.16}$$

$$AR + z^{-d} BS = A_m A_0 \tag{2.17}$$

$$T = K A_0 \tag{2.18}$$

donde K es la ganancia elegida de modo que la salida siga a la referencia en régimen permanente.

2.1.5 <u>Controlador de Asignación de Polos robusto.</u>

Se presenta en este apartado un nuevo método para el diseño de un controlador por asignación de polos robusta, basado en la aproximación de Soh, Evans y otros (1987).

Esta aproximación se basa en la especificación de unos ciertos límites a la variación de los parámetros de la planta y en encontrar un controlador que estabilice todas las plantas con parámetros entre dichos límites.

La idea central de Soh y Evans es la de modelar la planta como una matriz de intervalos en los cuales pueden variar los parámetros, determinando el controlador que estabilice esa clase de plantas. Para ello, se permite cierta flexibilidad en la situación de los polos en cadena cerrada, indicada como una variación ε del vector de posiciones nominal d^0, de forma que:

$$d^- = d^0 - \varepsilon \tag{2.19}$$

$$d^+ = d^0 + \varepsilon \tag{2.20}$$

Si v^0 es el vector nominal de coeficientes de la planta y μ el de variaciones de dichos coeficientes, se tendrá así mismo:

$$v^- = v^0 - \mu \tag{2.21}$$

$$v^+ = v^0 + \mu \tag{2.22}$$

Siendo x el vector con coeficientes del controlador y Φ la matriz

2m (2m+2) de coeficiente desplazados del controlador (forma de Sylvester), se puede demostrar que el conjunto de todos los controladores robustos por asignación de polos vienen dados por:

$$\{ x: |\Phi(x)v-d^0| \leq \varepsilon \quad \forall \quad v: |v-v^0| \leq \mu \} \tag{2.23}$$

lo que equivale a:

$$\{ x: |M^0x-d^0| + N|x| \leq \varepsilon \} \tag{2.24}$$

con M^0 y N matrices de Sylvester con los componentes de v^0 y μ respectivamente.

De entre todos los controladores que cumplen la condición anterior, se seleccionará aquél que minimice:

$$f(x) = ||x||^2 \qquad \text{o bien} \qquad f(x) = ||x-x^0||^2 \tag{2.25}$$

siendo x^0 un controlador especificado, obtenido por otro método (por ejemplo, asignación de polos normal).

El problema así enunciado es resuelto mediante un algoritmo iterativo basado en los operadores de Lagrange, cuya convergencia depende de los valores iniciales de x, α_1 y α_2. En efecto, la lagrangiana del problema presentado es:

$$L(x, \alpha_1, \alpha_2) = x'x + \alpha_1' (M^0x-d^0+N|x|-\varepsilon) - \alpha_2' (M^0x-d^0-N|x|+\varepsilon) \tag{2.26}$$

resolviendo x, α_1 y α_2 con el siguiente algoritmo (Evans et al (1985)):

$$x(k+1) = x(k) - \beta_1(k)\ \delta L/\delta x \tag{2.27}$$

$$\alpha_1(k+1) = P[\alpha_1(k) + \beta_2(k)\ \delta L/\delta\alpha_1] \tag{2.28}$$

$$\alpha_2(k+1) = P[\alpha_2(k) + \beta_3(k)\ \delta L/\delta\alpha_2] \tag{2.29}$$

para cualquier secuencia convergente de números reales $\beta_1(k)$, $\beta_2(k)$ y $\beta_3(k)$, y donde P[.] es el operador proyección:

$$[P[x]]_i = \max\ [0,\ x_i] \tag{2.30}$$

Como se ve, es necesaria la evaluación del gradiente, según:

$$\delta L/\delta x = 2x + M^0{}'\alpha_- + f(\alpha_+,N,x) \qquad \alpha_-=\alpha_1-\alpha_2 \qquad \alpha_+=\alpha_1+\alpha_2 \tag{2.31}$$

con f indicada en Soh et al (1987), así como:

$$\delta L/\delta\alpha_1 = M^0x + N|x| - d^0 - \varepsilon \tag{2.32}$$

$$\delta L/\delta\alpha_2 = -M^0x + N|x| + d^0 - \varepsilon \tag{2.33}$$

El nuevo método, propuesto por el autor, se basa en el conocimiento previo (mediante asignación de polos normal) del signo de cada uno de los coeficientes del controlador, lo que permitirá transformar el problema en otro lineal de minimización con restricciones, mucho más fácil de resolver (por ejemplo con el método Simplex):

Min $f(x) = x'$ sujeto a:

$$(N' + M^0)\, x' \leq \varepsilon + d^0 \tag{2.34}$$

$$(N' - M^0)\, x' \leq \varepsilon - d^0 \tag{2.35}$$

con:

$$x'(j) = x(j) \quad y \quad N'(i,j) = N(i,j) \quad si \quad x(j) \geq 0 \tag{2.36}$$

$$x'(j) = -x(j) \quad y \quad N'(i,j) = -N(i,j) \quad si \quad x(j) < 0 \tag{2.37}$$

Desafortunadamente, en algunos casos no existirá una solución x (parámetros del controlador), que garantice que los polos en cadena cerrada estén dentro de la región prescrita, para cualquier variación en los parámetros de la planta dentro de los límites indicados.

En dicho caso, la solución del problema de minimización lineal es no factible y se propone a continuación un conjunto de regiones, de más a menos restrictivas (como puede verse en la figura 2.3), que pueden ser probadas en orden a obtener la menor en que el problema es factible, quedando así garantizada la estabilidad del sistema en cadena cerrada.

Los vectores d^0 y ε correspondiente a cada región, para un sistema por ejemplo de segundo orden, vienen dadas por:

$$d^0 = [1 \;\; 0 \;\; z \;\; 0]' \tag{2.38}$$

$$\varepsilon = [0 \;\; 2z \;\; r^2 - z \;\; 0]' \tag{2.39}$$

con $r^2 \geq z$ (2.40)

Variando z y r desde 0 hasta 1 se obtiene todo el espectro de regiones para la ubicación de dos de los polos en cadena cerrada. El tercero estará en el origen.

Si, tomando como región todo el interior de la circunferencia unidad, el problema sigue sin ser factible, es posible así mismo obtener fácilmente el máximo valor de variación de los parámetros de la planta con solución factible y el controlador resultante.

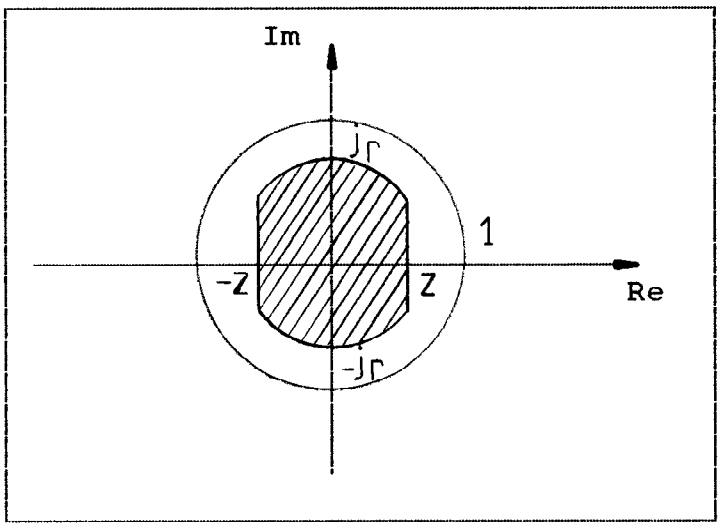

Fig 2.3. Conjunto de regiones en asignación de polos robusta.

El autor propone así mismo la transformación del controlador de asignación de polos robusto simple, en uno con estructura completa (Astrom y Wittenmark (1984)), sin cancelación de ceros, de forma que se pueda aplicar a cualquier tipo de sistema y que los ceros del controlador calculado previamente no aparezcan como ceros del

sistema en cadena cerrada, evitando las modificaciones que ocasionarían sobre el comportamiento del mismo.

2.1.6 Controlador Predictivo Extendido.

Este tipo de controlador se basa en la misma idea central que varios interesantes métodos de control publicados en los últimos años: la acción de control está basada, en cada período de muestreo, en una predicción a largo plazo de la salida del proceso.

Estos métodos de control son: MAC, Model Algorithmic Control (Richalet et al.), DMC, Dynamic Matrix Control (Cutler y Ramaker), EPSAC, Extended Prediction Self-Adaptive Control (De Keyser y Van Cauwenberghe), GPC, Generalized Predictive Control (Clarke et al), EHAC, Extended Horizon Adaptive Control (Ydstie) y otros descritos por ejemplo en De Keyser et al (1988), Peterka (1984) ... Varios de estos métodos han sido refinados y descritos en publicaciones recientes.

Estos controladores adaptativos predictivos de largo alcance tienen propiedades muy interesantes en orden a conseguir robustez frente a una estructura del modelo del proceso equivocada, dinámica no modelada, variación de los parámetros, procesos con tiempo muerto variable, etc. Esto es muy importante en un sistema de control en tiempo real, donde el modelo matemático del proceso es sólo una aproximación del complejo mundo real.

Los métodos predictivos están basados en la siguiente estrategia (De Keyser, 1988):

- En cada período de muestreo se realiza una previsión de la salida del proceso a lo largo de un horizonte de l períodos de muestreo. Esta previsión será función evidentemente, del escenario de control que se aplique en el período de muestreo presente, como se muestra en la figura 2.4.

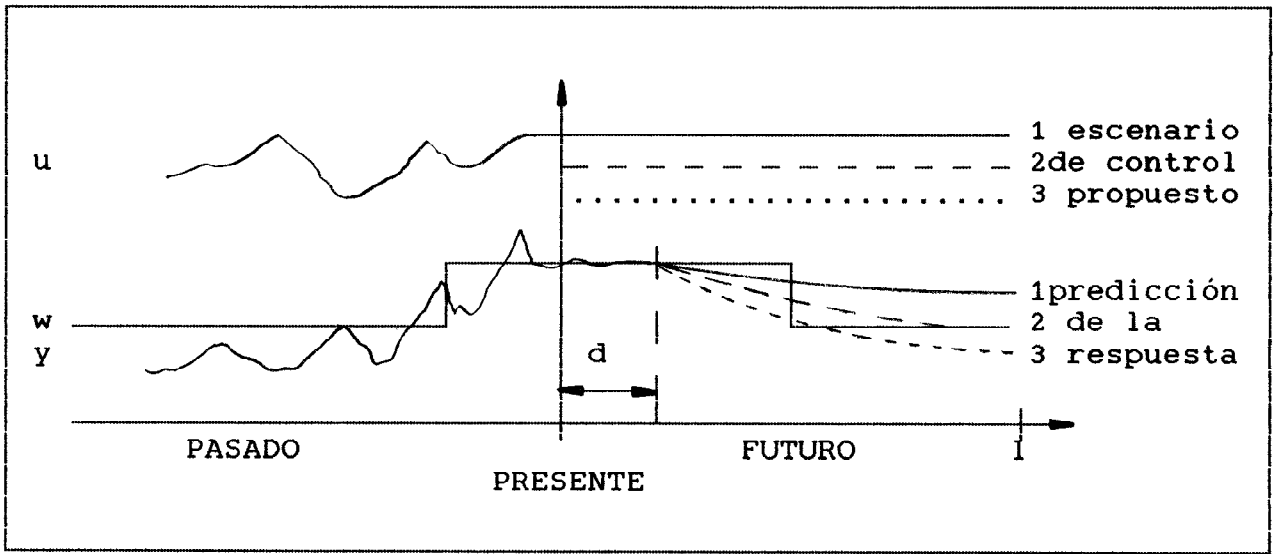

Fig 2.4. Horizonte de previsión en LRPC.

- De los varios escenarios de control propuestos, se seleccionará aquél que proporcione una mayor aproximación de la salida del proceso a la referencia, de acuerdo con un determinado objetivo de control.

- El candidato seleccionado será aplicado como acción de control a la entrada del proceso real, pero sólo en el período de

muestreo actual. En el siguiente será necesario repetir la operación para obtener la nueva acción de control.

Comparado con las leyes de control clásicas, por ejemplo PID, los métodos de control predictivo de largo alcance incrementan sus ventajas si existe tiempo muerto en el proceso o si la consigna es preprogramada. Gracias a la característica predictiva, la acción de control requerida para cada variación de la consigna actúa antes sobre el proceso que en el caso del PID, con lo que la salida se ajusta mejor a la consigna.

El procedimiento de cálculo de la acción de control para cada período de muestreo, siguiendo el método EPSAC, se muestra en Van Cauwenberghe y De Keyser (1985). El proceso es modelado por:

$$A(z^{-1})\ y(t) = B(z^{-1})\ u(t-d) + v(t) \qquad (2.41)$$

incluyendo el efecto de perturbaciones no-medibles. La predicción a un paso puede ser realizada por medio del modelo:

$$C(z^{-1})\ y^*(t+1/t) = C(z^{-1})y(t) + z[C(z^{-1})-A(z^{-1})]\ \delta y(t) + B(z^{-1})\ \delta u(t+1-d) \qquad (2.42)$$

donde $C(z^{-1})$ puede ser estimado o fijado a priori en el diseño (como caso especial $C(z^{-1})=1$). Así mismo:

$$\delta y(t) = y(t) - y(t-1); \qquad \delta u(t) = u(t) - u(t-1) \qquad (2.43)$$

$y^*(t+1/t)$ es la predicción de la salida del proceso en el instante $t+1$ basada en la información existente en el instante t. La salida del proceso se puede predecir, para $k=2,3\ldots l$, con:

$$A(\tilde{z}^{-1})\,[y^*(t+k/t) - y^*(t+k-1/t)] = B(z^{-1})\,\delta u(t+k-d) \qquad (2.44)$$

donde el operador especial $\tilde{z}^{-1}$ sólo actúa sobre el primero de los dos argumentos en $y^*(t+k/t)$, esto es:

$$\tilde{z}^{-1}\, y^*(t+k/t) = y^*(t+k-1/t) \qquad (2.45)$$

Una vez calculadas las predicciones de la salida del proceso $y^*(t+k/t)$ en todo el rango $k=1\ldots d\ldots l$, el siguiente paso es obtener la acción de control $u(t)$, siendo importante señalar que los valores $y^*(t+k/t)$ dependen de la futura acción de control. Así:

$$y^*(t+k/t) = y_0^*(t+k/t) + y_1^*(t+k/t) \qquad (2.46)$$

donde $y_0^*(t+k/t)$ es la predicción de la salida siempre que la acción de control aplicada sea nula, esto es:

$$u(t/t) = u(t+1/t) = \ldots = u(t+l-d/t) = 0 \qquad (2.47)$$

$y_1^*(t+k/t)$ incluye el impacto del futuro escenario de control $\{\, u(t/t)\ldots u(t+l-d/t) \,\}$ sobre $y^*(t+k/t)$.

En EPSAC el futuro y ficticio escenario de control es simple:

$$u(t/t) = u(t+1/t) = \ldots = u(t+l-d/t) \tag{2.48}$$

, esto es, se supone que la entrada al proceso va a permanecer constante en todo el rango de previsión, para efectuar ésta, aunque luego la señal de control en cada período de muestreo vendrá dada por el procedimiento de cálculo y no será prefijada.

Debido a la elección especificada para el escenario de control, el término $y_1^*(t+k/t)$ sólo dependerá de la elección de la presente acción de control $u(t/t)$, siendo la relación entre ambos lineal. Así:

$$y^*(t+k/t) = y_0^*(t+k/t) + \alpha_k\, u(t/t) \tag{2.49}$$

Los valores de $y_0^*(t+k/t)$ y de α_k pueden ser obtenidos así resolviendo el conjunto de ecuaciones para cada valor de $k \leq l$. Sin embargo esto requiere un enorme coste computacional, inadecuado para el trabajo en tiempo real. Por ello es conveniente substituir el predictor indicado para $k=2,3\ldots l$ por el siguiente:

$$A(\tilde{z}^{-1})\, y^*(t+k/t) = B(z^{-1})\, u(t+k-d/t) \tag{2.50}$$

con lo que α_k y las predicciones $y_0^*(t+k/t)$ pueden ser calculadas de forma más sencilla.

Para el escenario de control propuesto (constante) se tendrá que $\alpha_k = h_k$ siendo h_k la respuesta discreta del sistema $z^{-d}\ B(z^{-1})/A(z^{-1})$ ante un escalón unitario de entrada. La obtención de la acción de control que más aproxime la salida a la consigna, se realizará minimizando el siguiente criterio:

$$\sum_{k=d}^{l} \Phi(k)\ [y^*(t+k/t) - w(t)]^2 \qquad (2.51)$$

siendo l el horizonte de predicción y $\Phi(k)$ un factor de peso exponencial:

$$\Phi(k) = \beta^{l-k} \qquad (2.52)$$

con β un párametro del método de control a especificar, teniendo en cuenta:

- Con $0<\beta<1$ el error de control a largo plazo es más importante que a corto y el método proporciona un control débil con un esfuerzo de control pequeño.

- Con $\beta>1$ el error a corto plazo es el de mayor importancia, proporcionando fuerte acción de control (ver figura 2.5).

La resolución del problema de minimización planteado conduce a la siguiente ley de control:

$$u(t) = \frac{\sum_{k=d}^{l} \beta^{l-k} \alpha_k \, [w(t)-y_0^*(t+k/t)]}{\sum_{k=d}^{l} \beta^{l-k} \alpha_k^2} \qquad (2.53)$$

Es importante notar que la acción de control así obtenida es independiente del tiempo muerto del proceso, obteniéndose para dos sistemas idénticos, con distinto tiempo muerto, en orden a seguir la misma consigna, la misma serie de control (si $l_1-d_1=l_2-d_2$) aunque adelantada para aquel sistema con mayor d.

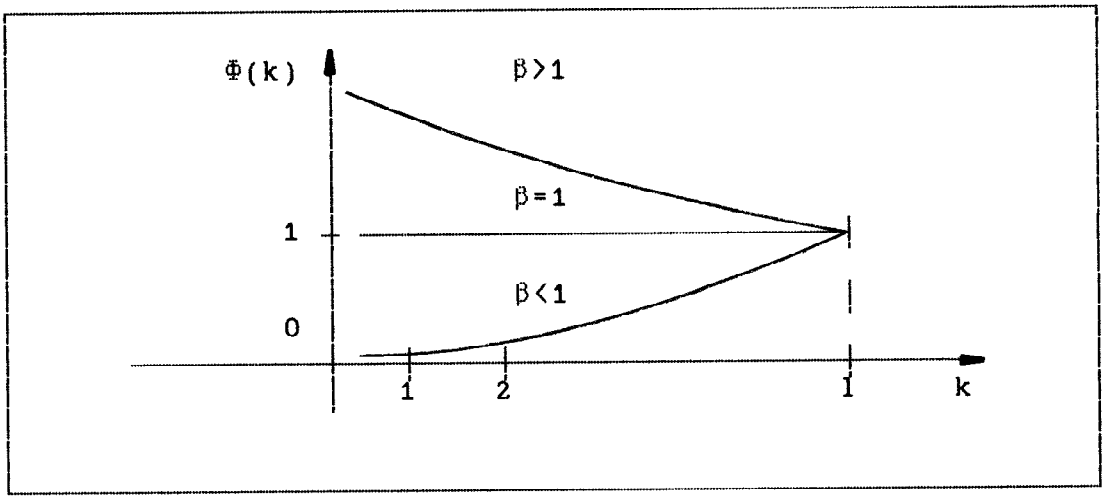

Fig 2.5. Factor de peso de la acción de control.

Así mismo, como los ceros del proceso en cadena abierta aparecen como ceros del sistema en cadena cerrada (excepto para l=d), el controlador predictivo extendido puede ser usado con procesos de fase no-mínima.

Por último, la ganancia estática en cadena cerrada es la unidad,

independientemente de los valores de l o β. Esto significa que la consigna será seguida por la salida del sistema sin error en régimen permanente.

2.2 IDENTIFICACION DE SISTEMAS.

2.2.1 Aspectos esenciales del problema de identificación.

El resultado de un experimento de identificación depende de varios elementos, dando lugar a diferentes esquemas de identificación de acuerdo con ellos (Astrom y Eykhoff, 1971). Estos elementos son:

- El tipo de modelo del sistema.

- Las condiciones experimentales y señales de entrada.

- El método de identificación.

2.2.2 Estructura del modelo.

El problema consiste en seleccionar una clase de estructura de modelo adecuada, basándose en un compromiso entre la complejidad del modelo y su adecuación a una determinada aplicación. Para ello, antes del procesamiento de los datos, es necesario considerar el conocimiento físico que se posee del problema, efetuando una primera elección del modelo. Después de procesados los datos se producirá la validación del modelo, es decir, si los datos se

adaptan al elegido a priori o si es necesario probar con otro.

En estas consideraciones intervienen, además de la estructura del modelo, el número de párametros que hay que utilizar para ajustar los datos, es decir el orden de dicho modelo. Esta elección generalmente no puede hacerse a priori, sino que el modelo resultante debe evaluarse y compararse con uno más complejo, antes de efectuar una decisión acerca del tamaño del mismo. Además, en caso de ser el modelo más complejo mejor, hay que decidir si la mejora obtenida compensa el esfuerzo extra a realizar para manejarlo, debido al incremento del número de parámetros.

2.2.3 Condiciones experimentales.

El requisito fundamental que se exige a la elección de las condiciones experimentales es el de ser lo suficientemente generales como para que ningún modelo incorrecto sea equivalente, desde el punto de vista de entrada-salida. Esto significa, básicamente, que la entrada u(t) debe excitar todos los modos del sistema (señales de excitación persistente).

En ciertos modos de operación, caso de la preidentificación, será necesario que las condiciones experimentales sean tales que se someta al sistema a señales que vayan a proporcionar un conjunto de datos muy rico en información en el menor tiempo posible.

En el caso de sistemas estables es siempre posible realizar el

experimento de identificación en bucle abierto, inyectando una señal elegida libremente. Sin embargo, cuando la identificación del sistema se efectúa en lazo cerrado, la señal de entrada viene en parte determinada por la realimentación de la salida. En todo caso siempre será posible, en orden a garantizar la identificabilidad, el inyectar una señal extra en el lazo.

2.2.4 Método de identificación.

Existen dos formas de llevar a cabo la identificación. Una es la identificación off-line, en la cual un conjunto de datos de entrada-salida es primeramente obtenido, para posteriormente estimar los parámetros del modelo en base a todos los datos.

En la identificación on-line, los parámetros estimados son calculados recursivamente dentro del límite de tiempo impuesto por el período de muestreo. Así mismo, el cálculo se realiza en base al conjunto de datos existente hasta el instante en que se realiza, y cada nuevo dato de entrada-salida es usado para corregir las estimaciones existentes. Claramente, si las estimaciones pueden corregirse de forma suficientemente rápida, es posible la identificación de sistemas con parámetros variantes con la suficiente precisión.

Existe un número importante de técnicas de estimación de parámetros que pueden ser aplicadas correctamente para la solución del problema de identificación. Entre ellas se incluyen métodos de

máxima verosimilitud, mínimos cuadrados, correlación cruzada, variable instrumental y aproximación estocástica.

De todos ellos, el de los mínimos cuadrados es el que ofrece una mayor simplicidad conceptual y aplicabilidad a un amplio rango de situaciones en las cuales la inclusión de otros métodos es mucho más complicada. Adicionalmente, los algoritmos de mínimos cuadrados pueden ser fácilmente interpretados desde el punto de vista de otros métodos, haciendo posible un tratamiento unificado del problema de identificación (Hsia,1977).

Así mismo, la rapidez de convergencia (en los algoritmos de mínimos cuadrados) de los parámetros del modelo a los del sistema es apropiada, así como la robustez frente a distintos puntos de error como ruido, dinámica no modelada, precisión numérica, etc.

La estimación de los parámetros del modelo del proceso puede ser llevada a cabo, para el método de los mínimos cuadrados recursivos (RLS), con el algoritmo que se detalla a continuación (Isermann, 1981).

Definiendo el error de ecuación como la discrepancia entre la salida medida y la obtenida a partir de la ecuación del modelo con los parámetros estimados, se tendrá:

$$y(k) + a_1(k-1)\, y(k-1) + \ldots + a_m(k-m)\, y(k-m) - \\ - b_1(k-1)\, u(k-d-1) - \ldots - b_m(k-1)\, u(k-d-m) = e(k) \qquad (2.54)$$

Este error es debido a las perturbaciones que actúan sobre el sistema, errores en las mediciones y en la estimación de los parámetros. El error puede también especificarse en la forma:

$$e(k) = y(k) - y(k/k-1) \quad \text{siendo:} \tag{2.55}$$

$$y(k/k-1) = - a_1(k-1)\, y(k-1) - \ldots - a_m(k-m)\, y(k-m) + \\ + b_1(k-1)\, u(k-d-1) + \ldots + b_m(k-1)\, u(k-d-m) = \Psi^T(k)\, \Theta(k-1) \tag{2.56}$$

esto es, la predicción de la salida con los parámetros estimados, teniendo por expresión los vectores de datos y de parámetros, respectivamente:

$$\Psi^T(k) = [-y(k-1) \ \ldots \ -y(k-m) \quad u(k-d-1) \ \ldots \ u(k-d-m)] \tag{2.57}$$

$$\Theta^T(k) = [a_1 \ \ldots \ a_m \quad b_1 \ \ldots \ b_m] \tag{2.58}$$

El algoritmo resultante para RLS será, tomando por objetivo la minimización de la función cuadrática de coste:

$$V = \sum_{k=m+d}^{m+d+N} [y(k) - \Psi^T(k)\, \Theta(k-1)]^2 \tag{2.59}$$

$$e(k) = y(k) - \Psi^T(k)\, \Theta(k-1) \tag{2.60}$$

$$\Theta(k+1) = \Theta(k) + \Gamma(k)\, e(k+1) \tag{2.61}$$

$$\Gamma(k) = \frac{P(k)\, \Psi(k+1)}{\Psi^T(k+1)\, P(k)\, \Psi(k+1) + 1} \tag{2.62}$$

$$P(k+1) = [I - \Gamma(k)\, \varphi^T(k+1)]\, P(k) \qquad (2.63)$$

Para la inicialización del algoritmo recursivo se parte de un valor de los parámetros estimados nulo en $\Theta(0)$ y además $P(0)=\alpha I$ con α elevado.

Debido a los problemas numéricos asociados al algoritmo de RLS convencional, se han desarrollado varios métodos para la implementación eficiente del mismo, como son los de raíz cuadrada recursiva, Householder y factorización recursiva U-D. Los dos primeros métodos se basan en descomponer la matriz de covarianzas en función de su raíz cuadrada y el último en la forma UDU^T (como se muestra en Favier, 1987 o Wong y Bayoumi, 1983), de forma que U es una matriz triangular superior y D diagonal.

2.2.5 Identificabilidad.

Para que los parámetros del modelo del proceso converjan hacia sus verdaderos valores, esto es:

$$\lim_{k \to \infty} E\{ \Theta(k) \} = \Theta_0 \qquad (2.64)$$

es suficiente con que se cumplan las siguientes condiciones:

a) El proceso pueda ser descrito con suficiente aproximación por una ecuación en diferencias lineal.

b) El orden y tiempo muerto del proceso sean conocidos.

c) Se satisfagan las condiciones de identificabilidad en bucle cerrado, esto es, si se tiene como única entrada de excitación ruido estocástico no medible, es necesario que:

$$\max\{n_p;n_q+d\} - n_c \geq m \tag{2.65}$$

siendo n_p y n_q los órdenes del denominador y numerador del controlador respectivamente y n_c el número de polos y ceros comunes en la función de transferencia en cadena cerrada. Esto significa que el orden del controlador deber ser suficientemente elevado.

d) $E\{e(k)\} = 0$ (2.66)

e) e(k) no esté correlacionado con u(k).

f) La matriz H(k) dada por:

$$H(k) = (1/k)\ P^{-1}(k) = (1/k)\ [\Psi^T(k)\ \Psi(k)] \tag{2.67}$$

debe ser positiva definida para k suficientemente grande. Esto implica que la entrada al proceso u(k) debe ser una señal de excitación persistente al menos de orden m.

2.2.6 Sistemas con parámetros variantes.

EL algoritmo RLS descrito es válido únicamente para controladores autosintonizantes (es decir, controladores que se pueden sintonizar pero no ajustar a parámetros variables con el tiempo) ya que, a medida que crece el número de períodos de muestreo de estimación, la ganancia del algoritmo de mínimos cuadrados tiende a cero al tender los elementos de la matriz de covarianzas a cero. Es decir, para k mayor de un cierto valor, el estimador de mínimos cuadrados se desconecta.

Evidentemente, este tipo de algoritmos no es válido para controladores que necesiten sintonizarse inicialmente y siempre que cambie la dinámica del proceso, es decir, si el algoritmo debe seguir de forma continua a parámetros variables en el tiempo.

Existen diversas soluciones al problema. Una de las más sencillas es la reinicialización periódica de la matriz de covarianzas, cada vez que la traza de dicha matriz cae por debajo de un valor umbral, como se ve en la figura 2.6.

Otra solución es evitar el mecanismo de memoria infinita del algoritmo, empleando una ventana de datos finita o aplicar un factor de peso exponencial a los datos. Esto último se realiza incluyendo un factor de olvido τ en el algoritmo, de forma que, como los datos más recientes aportan más información sobre la estructura actual del sistema que los anteriores, se les aplique así mismo un peso

mayor. Esto implica que se vayan olvidando de forma exponencial los datos pasados.

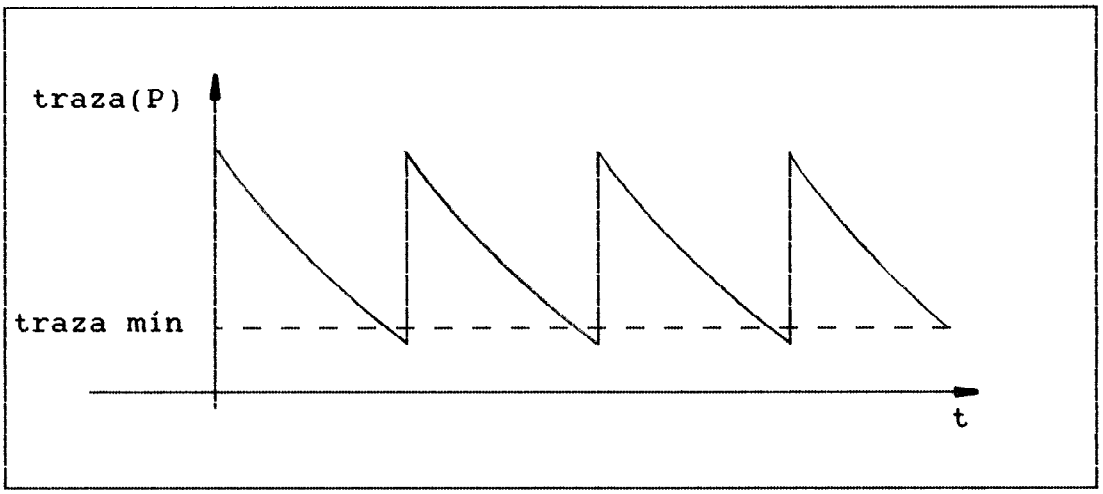

Fig 2.6. Reinicialización periódica de la matriz de covarianzas.

El algoritmo queda modificado en la siguiente forma:

$$e(k) = y(k) - \psi^T(k)\ \Theta(k-1) \tag{2.68}$$

$$\Theta(k+1) = \Theta(k) + \Gamma(k)\ e(k+1) \tag{2.69}$$

$$\Gamma(k) = \frac{P(k)\ \psi(k+1)}{\psi^T(k+1)\ P(k)\ \psi(k+1) + \tau(k)} \tag{2.70}$$

$$P(k+1) = [I - \Gamma(k)\ \psi^T(k+1)]\ P(k)\ /\ \tau(k) \tag{2.71}$$

siendo ahora la función cuadrática de coste:

$$V = \sum_{k=m+d}^{m+d+N} \beta(k)\ e^2(k) \tag{2.72}$$

$$\text{con} \quad \beta(k) = \tau^{(m+d+N)-k} \quad \text{y} \quad 0 < \tau < 1. \tag{2.73}$$

Para la elección del factor de olvido τ, se presenta el compromiso entre la eliminación de los efectos de las perturbaciones y el mejor seguimiento de los parámetros variantes del proceso. Así la elección dependerá de la velocidad de los cambios en los parámetros del proceso, del orden del modelo y la clase de perturbaciones que afecten al sistema.

Para procesos con parámetros constantes o de variación muy lenta, se recomienda el uso de un factor de olvido $\tau=0.99$ (se consigue mayor inmunidad de las estimaciones frente a las perturbaciones a costa de disminuir la capacidad de seguimiento de los parámetros variantes del proceso).

Para procesos con variación algo más rápida de los parámetros se recomienda, si están sometidas a perturbaciones estocásticas, usar un factor de olvido intermedio $0.95 \leq \tau \leq 0.99$, y, si no están perturbados, llegar hasta $0.85 \leq \tau \leq 0.90$. Con estos menores valores se incrementa la capacidad de seguimiento de las variaciones.

τ depende así mismo del orden del sistema, empleándose los valores superiores de los anteriormente citados en cada caso, para los modelos de mayor orden y los inferiores, para los de menor.

En todo caso, un factor de olvido fijo menor que la unidad causa un peso exponencialmente decreciente en las medidas previas con una longitud de memoria (Clarke y Gawthrop,1975):

$$N = 1 / (1-\tau) \tag{2.74}$$

Se puede preferir, sin embargo, la posibilidad de variación en $\tau(k)$ para que esté cerca de la unidad en periodos en que exista poca o nula información respecto a la variación de parámetros, o caiga cuando sea necesario olvidar rápidamente valores antiguos de los parámetros. Estas observaciones han motivado la aproximación VFF (Variable Forgetting Factor) de Fostescue, Kershebaum e Ydstie (1981).

Es importante resaltar un problema que puede producirse en sistemas con olvido exponencial, el del estallido del estimador, especialmente en aquellos casos en que no existen perturbaciones externas actuando sobre el bucle y hay poca excitación. La mayor excitación al sistema se produce entonces por cambios en el punto de consigna, lo que sucede de una forma irregular.

Cuando no se producen estos cambios, no los habrá tampoco en la estima de los parámetros y la matriz P crecerá exponencialmente si $\tau < 1$. Si no existen cambios en el punto de consigna durante cierto tiempo P puede hacerse muy grande. Un cambio en la señal de control o una pequeña perturbación pueden tener entonces una gran influencia sobre las estimaciones de los parámetros, cambiando éstas bruscamente e inestabilizando, al menos momentáneamente, el bucle de control. Un remedio simple es la desconexión automática de la estimación de parámetros o forzar $\tau=1$, mientras la varianza de la

salida del proceso no exceda de un cierto valor, según se indica en Schumann et al (1981).

Otro caso importante se presenta en la fase de preidentificación en el arranque del sistema, durante la cual conviene elevar la capacidad de variación de los parámetros estimados, para que se ajusten lo más rápidamente a los del proceso. Esto se consigue empleando un factor de olvido inicial reducido, que se va incrementando en cada período de muestreo hasta llegar a un valor final, adecuado para la aplicación, al completarse la fase de preidentificación. La ecuación es la siguiente (Isermann, 1981):

$$\tau(k+1) = \tau_0\ \tau(k) + \tau(1 - \tau_0) \quad \text{con} \quad \tau_0 < 1 \quad y \quad \tau(0) < 1 \qquad (2.75)$$

En el límite se obtiene:

$$\lim_{k \to \infty} \tau(k+1) = \tau \qquad (2.76)$$

siendo τ el valor deseado una vez completa la fase de preidentificación.

2.2.7 Valores estacionarios de las señales.

En la estimación de los parámetros del proceso, son usadas las variaciones u(k) e y(k) de las señales medidas U(k) e Y(k) con lo que, tenidendo en cuenta que:

$$u(k) = U(k) - U_{00} \tag{2.77}$$

$$y(k) = Y(k) - Y_{00} \tag{2.78}$$

es necesario estimar o eliminar los valores estacionarios (U_{00} e Y_{00}) de las señales. Para ello se pueden aplicar los métodos que se indican a continuación.

2.2.7.1 Diferenciación.

Es la forma más sencilla de obtener las variaciones de las señales sin conocer sus valores estacionarios. Para ello en vez de u(k) se utiliza para la estimación de parámetros:

$$U(k) - U(k-1) = u(k) - u(k-1) = \delta u(k) \tag{2.79}$$

$$Y(k) - Y(k-1) = y(k) - y(k-1) = \delta y(k) \tag{2.80}$$

2.2.7.2 Promediado.

Se usa sobre todo cuando es necesario conocer los valores estacionarios de las señales, que se pueden obtener mediante promediado recursivo con olvido exponencial, con las siguientes ecuaciones:

$$Y_{00}(k) = Y_{00}(k-1) + (1-\tau)\ Y(k) \tag{2.81}$$

$$U_{00}(k) = U_{00}(k-1) + (1-\tau)\ U(k) \tag{2.82}$$

2.2.7.3 Estimación de una constante.

La idea central de este método es incluir las estimaciones de U_{00} e Y_{00} en el algoritmo de estimación de parámetros general. Para ello, incluyendo las ecuaciones (2.77) y (2.78) en la del modelo del proceso, resulta:

$$Y(k) = - a_1 Y(k-1) - \ldots - a_m Y(k-m) + \\ + b_1 U(k-d-1) + \ldots + b_m U(k-d-m) + K \qquad (2.83)$$

$$\text{con} \quad K = (1 + a_1 + \ldots + a_m) Y_{00} - (b_1 + \ldots + b_m) U_{00} \qquad (2.84)$$

Extendiendo el vector de parámetros Θ con K y el vector de datos φ^T con 1, las medidas Y(k) y U(k) pueden ser usadas para la estimación. Para un valor estacionario de una de las dos señales el otro puede ser calculado con la ecuación (2.84). Para identificación en bucle cerrado es conveniente usar Y_{00}=W(k) y calcular U_{00}.

2.2.8 Generación de PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence).

Durante la fase de preidentificación en el arranque es imprescindible disponer de una señal de entrada que excite adecuadamente todos los modos del sistema en orden a obtener una rápida estimación aproximada de los parámetros del mismo.

La señal de entrada adecuada es ruido blanco y la aproximación práctica que se puede obtener a partir de un circuito o computador digital es llamada Secuencia Binaria Pseudo-Aleatoria (PRBS), que no es más que una secuencia periódica que toma sólo dos valores.

Los tiempos en los cuales la transición ocurre son múltiplos de un intervalo específico δt y el estado en cualquier intervalo es aproximadamente independiente de los anteriores. Un ejemplo de este tipo de señal, con n=15, puede verse en la figura 2.7.

Para que la PRBS se parezca lo más posible a ruido blanco es necesario que n sea lo suficientemente grande (por ejemplo n>100) y su estructura periódica proporciona la ventaja de una sencilla implementación (Hsia, 1977).

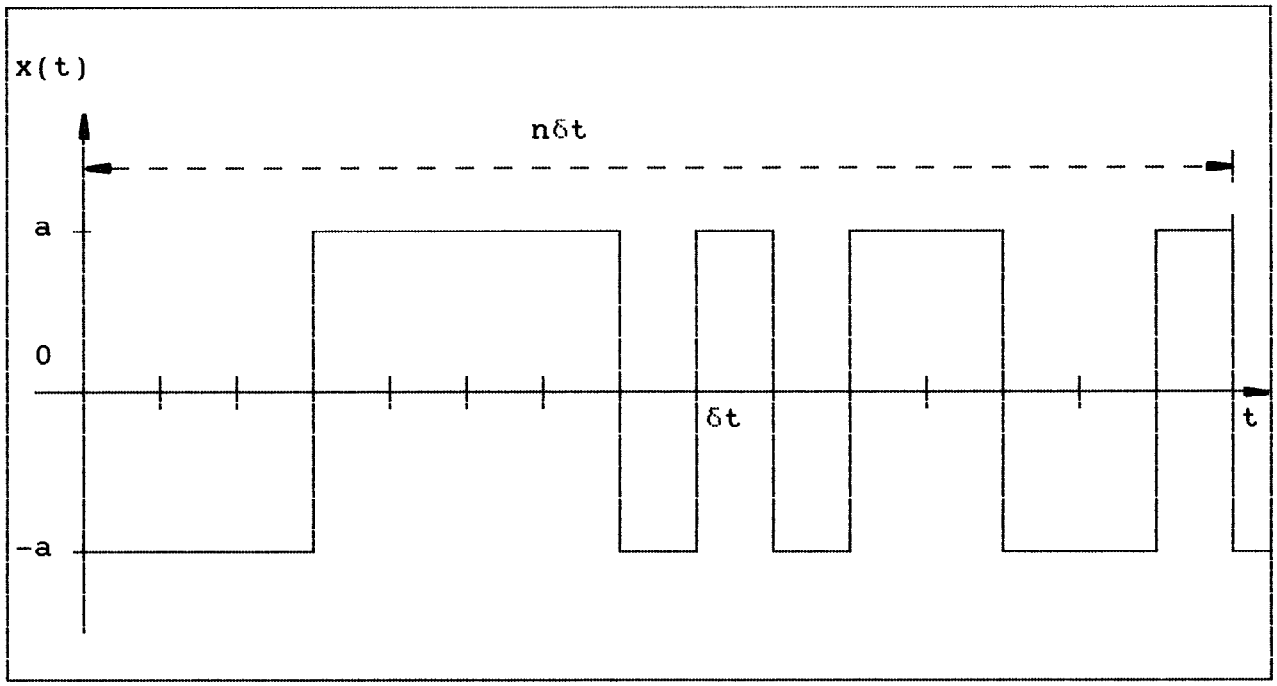

Fig 2.7. PRBS de 15 bits.

La PRBS puede ser generada a partir de un registro de desplazamiento, controlado lógicamente, como se indica en la figura 2.8. La longitud de cada período de la secuencia binaria de salida depende

de las conexiones de realimentación y de la carga inicial del registro de desplazamiento. El mayor período posible para un registro de i componentes es $n=2^i-1$.

2.3 SUPERVISION.

En la figura 2.9 se muetra el diagrama de bloques de un sistema de control adaptativo que incorpore las diversas funciones de supervisión que se describen a continuación.

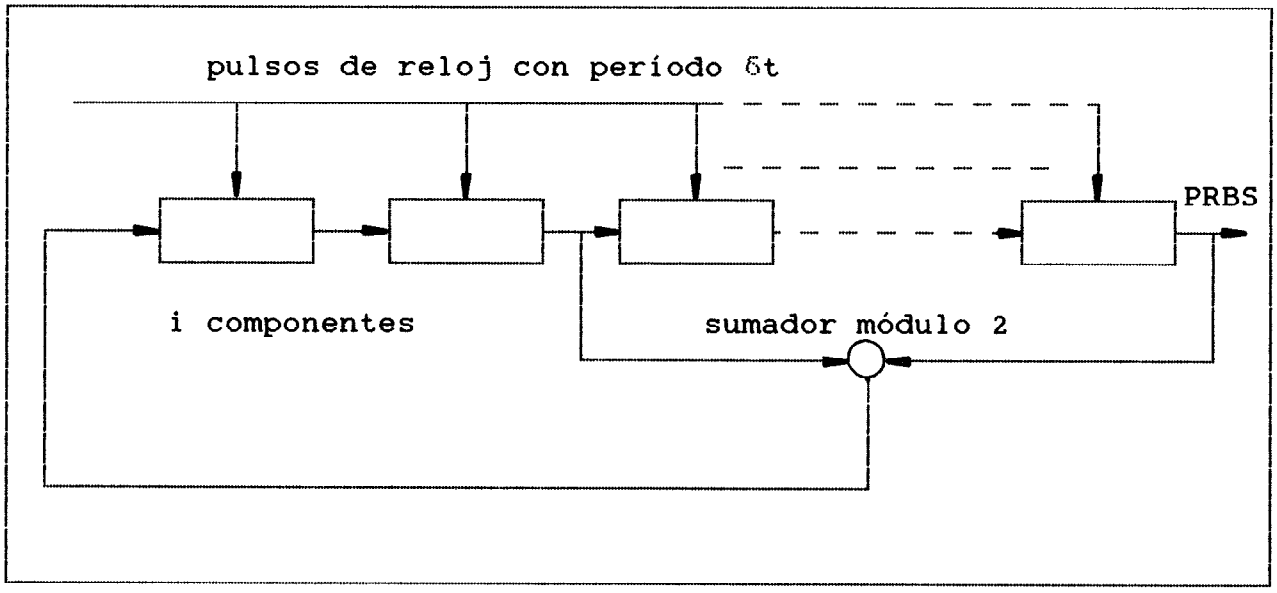

Fig 2.8. Registro de desplazamiento para generación de PRBS.

2.3.1 Supervisión de la estimación de parámetros.

2.3.1.1 Desconexión automática del estimador.

Considerando como modelo más real de la planta que el tomado en el

apartado 2.2.4, el descrito por la ecuación:

$$A(z^{-1})\ y(k) = B(z^{-1})\ u(k) + v(k) \tag{2.85}$$

se tendrá:

$$y(k) = \Psi^T(k)\ \Theta(k-1) + v(k) \tag{2.86}$$

donde v(k) representa el ruido acotado o término que incluye el ruido de medida, errores debidos a dinámica no modelada, errores de cálculo, etc.

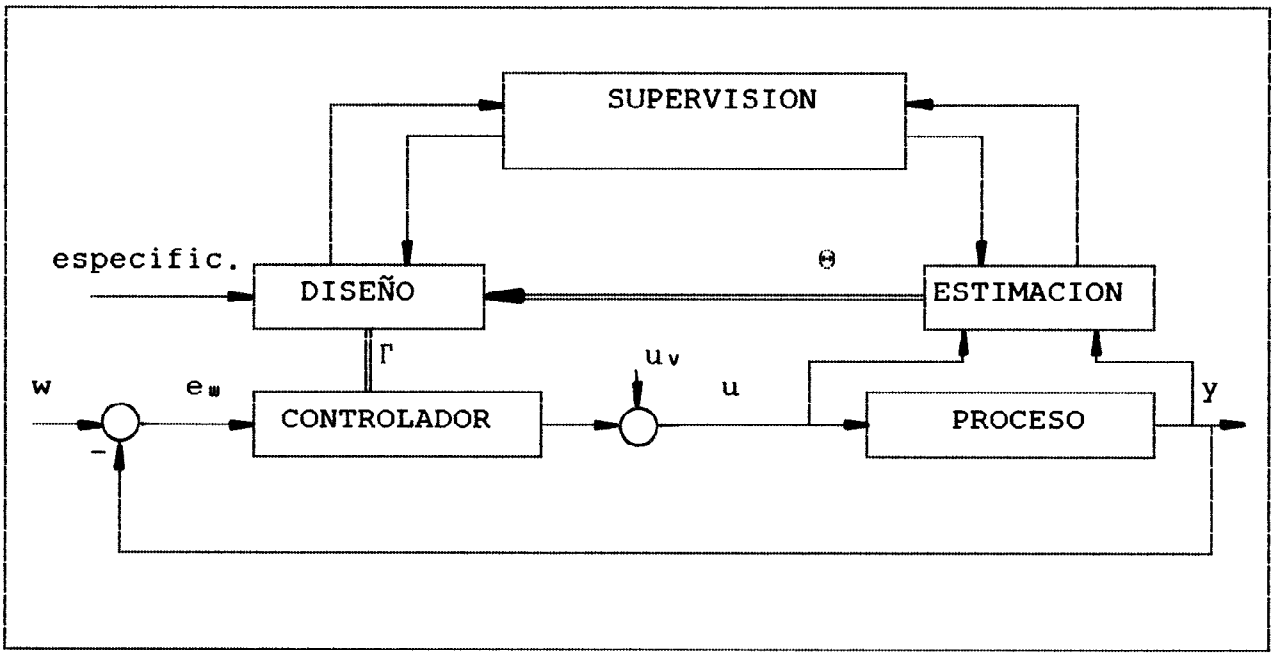

Fig 2.9. Diagrama de bloques control adaptativo con supervisión.

Teniendo en cuenta este ruido acotado, es posible incrementar la robustez del algoritmo de estimación, siendo únicamente necesario

que la ganancia del algoritmo sea de la forma indicada de la figura 2.10, es decir introduciendo en la ecuación de actualización de los parámetros estimados una zona muerta constante o función de $|u(k)|$.

Siempre que la secuencia de ruido cumpla:

$$\sup|v(k)| \leq \sigma \tag{2.87}$$

una modificación del algoritmo RLS que incorpore zona muerta, puede realizarse en la siguiente forma (Goodwin y Sin, 1984):

$$\Theta(k+1) = \Theta(k) + \frac{\alpha(k)\ P(k-1)\ \Psi(k)}{1 + \alpha(k)\ \Psi^T(k)\ P(k-1)\ \Psi(k)}\ e(k) \tag{2.88}$$

$$e(k) = y(k) - \Psi^T(k)\ \Theta(k-1) \tag{2.89}$$

$$P(k) = P(k-1) - \frac{\alpha(k)\ P(k-1)\ \Psi(k)\ \Psi^T(k)\ P(k-1)}{1 + \alpha(k)\ \Psi^T(k)\ P(k-1)\ \Psi(k)} \tag{2.90}$$

$$\alpha(k) = \begin{cases} 1 \text{ si } \dfrac{|y(k) - \Psi^T(k)\ \Theta(k-1)|^2}{1 + \Psi^T(k)\ P(k-1)\ \Psi(k)} > \sigma^2 > 0 \\ 0 \text{ en otro caso} \end{cases} \tag{2.91}$$

De esta manera, solamente aquellos datos que produzcan un error de estimación superior a un cierto límite, función del límite superior de la secuencia de ruido, serán utilizados para actualizar tanto los parámetros estimados como la matriz de covarianzas.

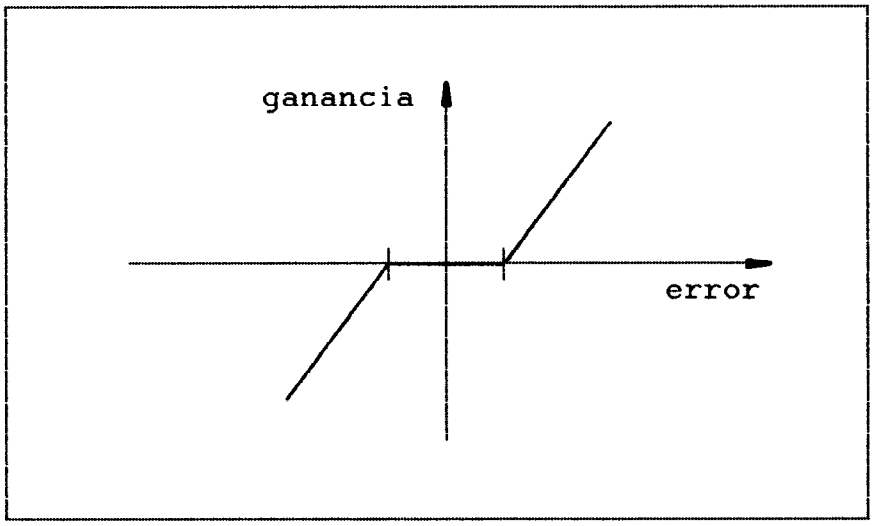

Fig 2.10. Zona muerta en el algoritmo de estimación de parámetros.

2.3.1.2 Filtrado de los parámetros estimados.

La aplicación de un controlador adaptativo sometido a un nivel de ruido apreciable conlleva variaciones no deseadas en las estimaciones de los parámetros constantes del proceso.

Además de con los filtros analógicos y/o digitales aplicados a la señal medida, se puede conseguir un reducción apreciable en las variaciones de las estimaciones incluyendo un filtro paso-bajo adicional para los parámetros estimados, que puede ser implementado por medio de cualquiera de los algoritmos especificados en el apartado 3.4.1.

La aplicación de este filtrado redunda en un menor número de cambios en los parámetros del controlador así como en una simplificación de los análisis a llevar a cabo con las estimaciones.

2.3.1.3 Adecuación del factor de olvido a la excitación.

El controlador adaptativo original ha sido diseñado para trabajar con procesos con parámetros constantes aunque desconocidos. Sin embargo muchos procesos muestran una dinámica no lineal o variante con el tiempo. Esto hace necesario la incorporación de mecanismos en el estimador que permitan ajustar las estimaciones en orden a seguir dichas variaciones. Una manera usual de realizar esto es introducir un factor de olvido en el estimador recursivo, de tal manera que únicamente sean tenidos en cuenta los datos más recientes para realizar las estimaciones de los parámetros.

Sin embargo, cuando el factor de olvido empleado es constante y menor que la unidad, este método puede ocasionar un serio problema, conocido como "blow-up" de la matriz de covarianzas asociada al algoritmo de estimación. En efecto, debido al olvido continuo de la información menos reciente, durante los períodos de poca o nula exscitación al proceso existe muy poca información útil para el estimador.

Esto conduce inevitablemente a un incremento exponencial de los coeficientes de la matriz de convarianzas, lo que hace al sistema extremadamente sensitivo a toda clase de perturbaciones y el bucle de control adaptativo puede llegar a hacerse inestable. La situación usualmente es indicada por un incremento de la variaza de las estimaciones de los parámetros, que derivan hacia valores erróneos

("bursting"). Ejemplos del problema ocasionado con la aplicación de $\tau<1$ se pueden ver en (Fortescue, Kershenbaum e Ydstie, 1981), (Isermann y Lachmann, 1985), etc.

Existen diversos métodos, detallados en la literatura, que intentan evitar este problema. El enfoque usado suele ser la adecuación del factor de olvido a la excitación existente, de modo que el olvido sea mínimo o nulo cuando la excitación sea baja (evitando así el "blow-up") y sea máximo cuando ésta sea alta, permitiendo al estimador el seguimiento de las variaciones producidas en los parámetros del proceso. Una clasificación de los diversos métodos puede encontrarse en (García, 1988). El enfoque que se sigue en la presente tesis es el estudio del método basado en un factor de olvido variable, inicialmente propuesto por (Fortescue et al, 1981), así como de las modificaciones necesarias para evitar el "blow-up" en un caso genérico, de forma que sirva para su implementación en un sistema de control adaptativo de amplia aplicabilidad industrial.

- <u>Factor de olvido variable.</u>

Fortescue et al. han desarrollado una solución parcial al problema presentado en el apartado anterior, basándose en la idea de mantener constante el nivel de información contenida en estimador. Así mismo toma como una medida de dicha información la suma ponderada de los cuadrados de los errores de estimación a posteriori, lo que puede ser expresado recursivamente como:

$$\Sigma(k) = \tau(k)\ \Sigma(k-1) + [1 - \psi^T(k-1)\ \Gamma(k)]\ e^2(k) \qquad (2.92)$$

siendo $\Gamma(k)$ la ganancia del estimador, definida en el apartado 2.2.6. La estrategia propuesta consiste entonces en adecuar el olvido en cada paso a la cantidad de nueva información recibida de la última medida, de forma que la estimación se base siempre en la misma cantidad de información, o sea manteniendo constante $\Sigma(k)$ en la forma:

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) = \ldots = \Sigma_0 \qquad (2.93)$$

Una posible elección para este parámetro será $\Sigma_0=\sigma_0^2\ N_0$, donde σ_0^2 es la varianza esperada del ruido de medida y N_0 la longitud de memoria nominal, siendo:

$$\tau(k) = 1 - 1/N(k) \qquad (2.94)$$

$$N(k) = \Sigma_0\ /\ [1-\psi^T(k-1)\ \Gamma(k)]\ e^2(k) \qquad (2.95)$$

De esta manera: $$\tau(k) = 1 - \frac{e^2(k)}{\Sigma_0\ (1+\psi^T(k-1)\ P(k-1)\ \psi(k-1))} \qquad (2.96)$$

Como se puede comprobar, deduciendo σ_0^2 de un conocimiento del proceso físico a controlar, la sensibilidad del sistema viene gobernada por la elección de N_0, de modo que un pequeño valor de este parámetro dará lugar a valores elevados en la matriz de covarianzas y un sistema muy sensible. Un valor elevado de N_0 producirá una menor velocidad de adaptación así como un estimador

menos sensible.

Con las experiencias llevadas a cabo por Cordero y Mayne, Saelid y Foss, etc. se ha demostrado que el método de Fortescue et al. debe ser combinado con otros mecanismos para que sea de aplicabilidad general. Una de las razones de que no evite toda posibilidad de "blow-up" es que no se controla cómo se distribuye la información sobre cada parámetro estimado. Esto es particularmente importante si los elementos de la diagonal de la matriz de covarianzas son muy diferentes entre sí.

Otra razón de que el algoritmo no trabaje correctamente es que la medida de la información usada no es apropiada, salvo en el caso determinista y, cuando las medidas contienen una componente de ruido estocástico, $\tau(k)$ nunca será la unidad aunque no exista nueva información válida para el estimador.

- <u>Factor de olvido vectorial variable.</u>

Como se puede comprobar en (Saelid y Foss, 1983) la aplicación directa del método de Fortescue et al. al caso de usar un vector de factores de olvido, lo cual permite disponer de distintas longitudes de memoria para cada parámetro estimado y adecuarla por tanto a la excitación, no resuelve totalmente el problema del "blow-up" ya que la segunda de la razones apuntada en el apartado anterior sigue vigente.

Saelid y Foss proponen mantener constantes los elementos de la diagonal de P(k) (en definitiva, la traza de la matriz de covarianzas) después de un adecuado período de inicialización, para eliminar así el segundo de los problemas presentados. Con esto se consigue en definitiva mantener constante el nivel de ajuste de parámetros estimados, dado por:

$$\Theta(k+1) - \Theta(k) = P(k)\ \Psi(k)\ [1+\Psi^T(k)\ P(k)\ \Psi(k)]^{-1}\ e(k+1) \qquad (2.97)$$

Si se introduce un factor de olvido vectorial variable, la ecuación de actualización de la matriz P(k) será:

$$P(k+1) = L^{-1}(k)\ [I-\Gamma(k+1)\ \Psi^T(k+1)]\ P(k)\ L^{-1}(k) \qquad (2.98)$$

$$\text{con } L(k) = \text{diag}\ (\sqrt{\tau_1}, \ldots, \sqrt{\tau_n}) \quad \text{y} \quad n = \dim(\Theta). \qquad (2.99)$$

Los elementos de la diagonal de P(k) quedarán en la forma:

$$P_{ii}(k+1) = [P_{ii}(k) - (1+\Psi^T(k+1)\ P(k)\ \Psi(k+1))\ \Gamma_i^2(k)]/\tau_i(k) \qquad (2.100)$$

De esta manera, para mantener $P_{ii}(k+1)=P_{ii}(k)$ se tendrá:

$$\tau_i(k) = 1 - [1+\Psi^T(k)\ P(k)\ \Psi(k)]\ \Gamma_i^2(k)\ /\ P_{ii}(k) \qquad (2.101)$$

De esta manera, después de mantener $\tau_i(k)=1$ desde la inicialización hasta que las estimaciones de los parámetros son suficientemente aproximadas, los elementos de la diagonal de P(k) permanecerán

constantes, mientras que los de fuera de la misma ($i \neq j$) cambiarán de acuerdo con las variaciones en $\Psi(k)$:

$$P_{ij}(k+1) = [(I-\Gamma(k+1)\ \Psi^T(k+1))\ P(k)]_{ij} \ / \ (\tau_i(k)\ \tau_j(k))^{1/2} \qquad (2.102)$$

- <u>Modificaciones al método de Saelid y Foss.</u>

Las modificaciones sobre el algoritmo original con factor de olvido vectorial, pretenden conseguir que el estimador no olvide la información con demasiada rapidez, para lo cual se ha propuesto (Tuffs, 1985) la inclusión de un factor de olvido mínimo, de manera que $\tau(k)$ no sea inferior al mismo, aún a costa de la disminución de los valores de la diagonal de $P(k)$ en los instantes en que $\tau(k)$ debería ser inferior al mínimo.

Esto plantea un problema adicional consistente en que esos bajos valores en $P(k)$ son los que el algoritmo tenderá ahora a mantener constantes, con lo que se perderá la capacidad de seguimiento de las variaciones de los parámetros. En García (1988) se propone la inclusión de un nuevo vector de parámetros, que serán los valores de los elementos de la diagonal de $P(k)$ a mantener constantes una vez transcurrido el período de inicialización. De esta manera, aunque en períodos de elevada excitación, con objeto de que $\tau(k)$ no se haga inferior al límite establecido, disminuyan los valores de $P_{ii}(k)$ por debajo de $P_{ii}(0)$, al tender a mantener estos valores en la diagonal de $P(k)$, el algoritmo recuperará la capacidad de seguimiento de variaciones en unos períodos de muestreo.

En la implementación para trabajo en tiempo real del algoritmo con factor de olvido vectorial variable, τ mínimo y $P_{ii}(0)$ a mantener constante, se han detectado problemas aritméticos producidos a causa de la actualización de los elementos de fuera de la diagonal en $P(k)$ con el factor $1/(\tau_i(k)\ \tau_j(k))^{1/2}$ cuando los factores $\tau_i(k)$ y $\tau_j(k)$ son reducidos.

El autor propone la utilización directa del metodo anterior, pero eliminando el factor especificado de la ecuación de actualización de $P_{ij}(k)$ con $i \neq j$. Este enfoque es similar al utilizado por (Saelid, Egeland y Foss, 1985) cuando formulan el método original mediante la aproximación por filtro de Kalman.

2.3.1.4 Detección y tratamiento de cambios en los parámetros del proceso.

Uno de los procedimientos más comunes para realizar la adaptación en un sistema de control es descomponer el problema en dos fases:

a) Identificación de un modelo dado, con la presunción de que sus parámetros desconocidos son constantes.
b) Incorporación al procedimiento anterior de un mecanismo que permita el seguimiento de variaciones en los parámetros.

El procedimiento anterior, resuelto mediante los métodos de olvido variable especificados en el apartado anterior, parte de la

presunción de que los cambios en los parámetros son relativamente lentos en relación a las constantes de tiempo del proceso. Cuando se aplica el método anterior a procesos con variaciones rápidas en los parámetros, se presenta un compromiso entre tener al estimador alerta de las posibles variaciones o reducir la sensibilidad al ruido aumentando la precisión.

Para evitar este compromiso han sido estudiados por varios autores diversos mecanismos que permitan la detección de cambios bruscos en los parámetros, para posteriormente iniciar alguna acción que permita incrementar la rapidez de convergencia de los parámetros a sus nuevos valores.

Como se ve el problema queda entonces dividido en dos. La acción a realizar una vez efectuada la detección conlleva un incremento de la ganancia del estimador, generalmente mediante un incremento de los valores en la diagonal de la matriz de covarianzas. La forma más sencilla de llevarlo a la práctica es mediante una reinicialización del estimador.

En cuanto a la detección, ésta se realiza generalmente formando una secuencia de test cuyas propiedades sean significativamente diferentes antes y después de la variación producida, secuencia que será analizada para tomar una decisión en base a ella. Se han desarrollado varios métodos de detección en función de la secuencia de test.

La secuencia de residuos $e_r(k)$ (diferencia entre salida real y esperada del proceso) es predominantemente usada como secuencia de test (Hagglund, 1984). Cuando las propiedades estadísticas de $e_r(k)$ difieren considerablemente de las del ruido de medida, se efectúa la detección.

Un problema de este test es que deben ser conocidas las estadísticas de la secuencia de ruido de medida y además ser constantes para que una variación en las mismas no sea interpretada como un variación en el proceso. Se han desarrollado variantes del test original (De Keyser, 1983), (Bergman, 1983), que intentan paliar el problema en la medida de lo posible. Este último propone que sea considerada la detección cuando se produce, durante un número de muestras determinado, alguna de las siguientes condiciones:

$$\frac{1}{n+1} \Sigma |e_r(k)| > e_{max} \tag{2.103}$$

$$|e_r(k)| > e_{max} \tag{2.104}$$

Hagglund propone otra secuencia de test distinta, con un algoritmo que trabaja directamente con los parámetros estimados.

En todo caso, con cualquiera de los métodos propuestos, siempre que no se trabaje en condiciones ideales de ausencia de ruido será necesario establecer un compromiso entre la rapidez y la fiablidad del mecanismo de detección.

2.3.1.5 Tratamiento en caso de tiempo muerto desconocido o variante.

Una de las características del proceso a controlar, que se traduce en uno de los parámetros más críticos en control adaptativo, es el retardo del modelo del mismo. En efecto, el sistema en bucle cerrado puede llegar a hacerse inestable si el tiempo muerto del modelo no coincide con el del proceso (Kurz, 1979).

Aunque se ha demostrado que no todos los algoritmos son igualmente sensitivos frente a la inexactitud del tiempo muerto postulado (De Keyser et al., 1985), la mayoría de los controladores adaptativos asumen explícitamente un conocimiento exacto del índice tiempo muerto en el modelo del proceso a identificar.

Así, para que los algoritmos teóricos trabajen bien en aplicaciones prácticas, será necesario incluir mecanismos adicionales que incrementen la robustez en el caso de retardo desconocido a priori o incluso variante con el tiempo.

Si se modela la parte determinista del proceso con:

$$A(z^{-1})\ y(k) = B(z^{-1})\ u(k-d) \tag{2.105}$$

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1\ z^{-1} + \ldots + a_{na}\ z^{-na} \tag{2.106}$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1\ z^{-1} + \ldots + b_{nb}\ z^{-nb} \tag{2.107}$$

cuando se supone el tiempo muerto del proceso ($d \geq 1$) desconocido o

variante con el tiempo, la aproximación más normal es modelarlo mediante una extensión del polinomio B con $d_{max} - d_{min}$ parámetros, quedando en la forma:

$$A(z^{-1})\ y(k) = B'(z^{-1})\ u(k-d_{min}) \qquad (2.108)$$

$$B'(z^{-1}) = b_0' + b_1'\ z^{-1} + \ldots\ b_{nb}'\ z^{-nb} + \ldots + b_{nt}'\ z^{-nt} \qquad (2.109)$$

$$nt = nb + d_{max} - d_{min}, \quad \text{siendo } d_{min} \geq 1, \quad d_{max} \geq d_{min}. \qquad (2.110)$$

El principal problema de este método es el incremento en el esfuerzo computacional que supone, ya que por ejemplo en el caso de RLS, éste se incrementa con el cuadrado del número de parámetros a estimar.

Un segundo problema lo supone la deducción del índice "d" real en un instante determinado. Este problema se reduce a encontrar el primer parámetro distinto de cero b_j' en $B'(z^{-1})$ y así $d=d_{min}+j$. Sin embargo, si los parámetros son estimados y en vez de trabajar en simulación se hace en tiempo real, los parámetros nunca serán cero exactamente y la discriminación no resulta sencilla. Algunos autores, como Wong y Bayoumi, proponen comprobar si el valor de los parámetros supera un cierto límite pasando el problema a ser el encontrar el valor apropiado del mismo.

Otro tipo de solución al mismo problema se basa en definir una función de error y calcularla para cada valor posible del índice d ($d_{min} \leq d \leq d_{max}$). El índice $\hat{d}$ que minimice dicha función de error será la mejor estimación del tiempo muerto del proceso. Así se

realiza en (Kurz y Goedecke, 1981) y en (Shumann, Lachmann e Isermann, 1981), definiendo distintas funciones de error. En el último caso se extiende además el método para la determinación "on-line" del orden del modelo. Evidentemente estas soluciones son más robustas que la primitiva, pero de un coste computacional muy superior.

Además, aunque el tiempo muerto debe ser conocido exactamente, en general no plantea ninguna dificultad la aplicación de un adecuado orden para el modelo del proceso ya que los sistemas de control adaptativo no son muy sensibles, siempre que se esté dentro del rango:

$$m_0 - 1 \leq \hat{m} \leq m_0 + 2 \qquad (2.111)$$

donde m_0 es el verdadero valor y $\hat{m}$ el estimado (Isermann, 1985).

En (De Keyser, 1986) se presenta un método cuyo coste computacional es muy inferior al de los anteriores. Este método se basa en usar RLS para estimar los parámetros de:

$$y(k) + a_1\, y(k-1) + \ldots + a_{n_a}\, y(k-n_a) = b_0\, u(k-d) + b_1\, u(k-d-1) + \ldots + b_{n_b}\, u(k-d-n_b) + b_{n_b+1}\, u(k-d-n_b-1) \qquad (2.112)$$

Con dichos parámetros se construyen dos estructuras candidatas, según se muestra en la figura 2.11, y se define un criterio para analizar cual de ellas aproxima mejor la estructura estimada. El

criterio consistirá en comparar las varianzas V_+ y V_- de las dos secuencias de error ε_+ y ε_- de la figura 2.11, cuando se inyecta ruido blanco. Dicha comparación conduce a:

$$\frac{V_+}{V_-} = \frac{b_0^2}{b_{nb+1}^2} \tag{2.113}$$

Cuando V_+ es significativamente mayor que V_-, o sea:

$$|b_0| > K * |b_{nb+1}| \tag{2.114}$$

la estructura candidata "-" es mejor y esta regla práctica conduce al decremento del índice d. Cuando se cumple:

$$|b_{nb+1}| > K * |b_0| \tag{2.115}$$

V_- será mayor que V_+ y la estructura candidata "+" es la mejor aproximación, por lo que se incrementará el índice d.

2.3.2 Supervisión del diseño del controlador.

Debido a la necesidad de impedir la aplicación de controladores en casos en que las pre-condiciones de diseño de los mismos sean violadas, éstas deben ser chequeadas para el modelo del proceso obtenido en cada período de muestreo.

Otra posible actuación del supervisor del diseño consistiría en la toma de decisión del cálculo de los nuevos coeficientes del

controlador, en función de la mejora obtenida en el comportamiento del sistema en bucle cerrado. Evidentemente sería necesario el conocimiento de dicho comportamiento, obtenido vía simulación "on-line" durante un número de períodos de muestreo determinado a partir del actual, en función del modelo del proceso estimado y los nuevos coeficientes del controlador (Isermann y Lachmann, 1985).

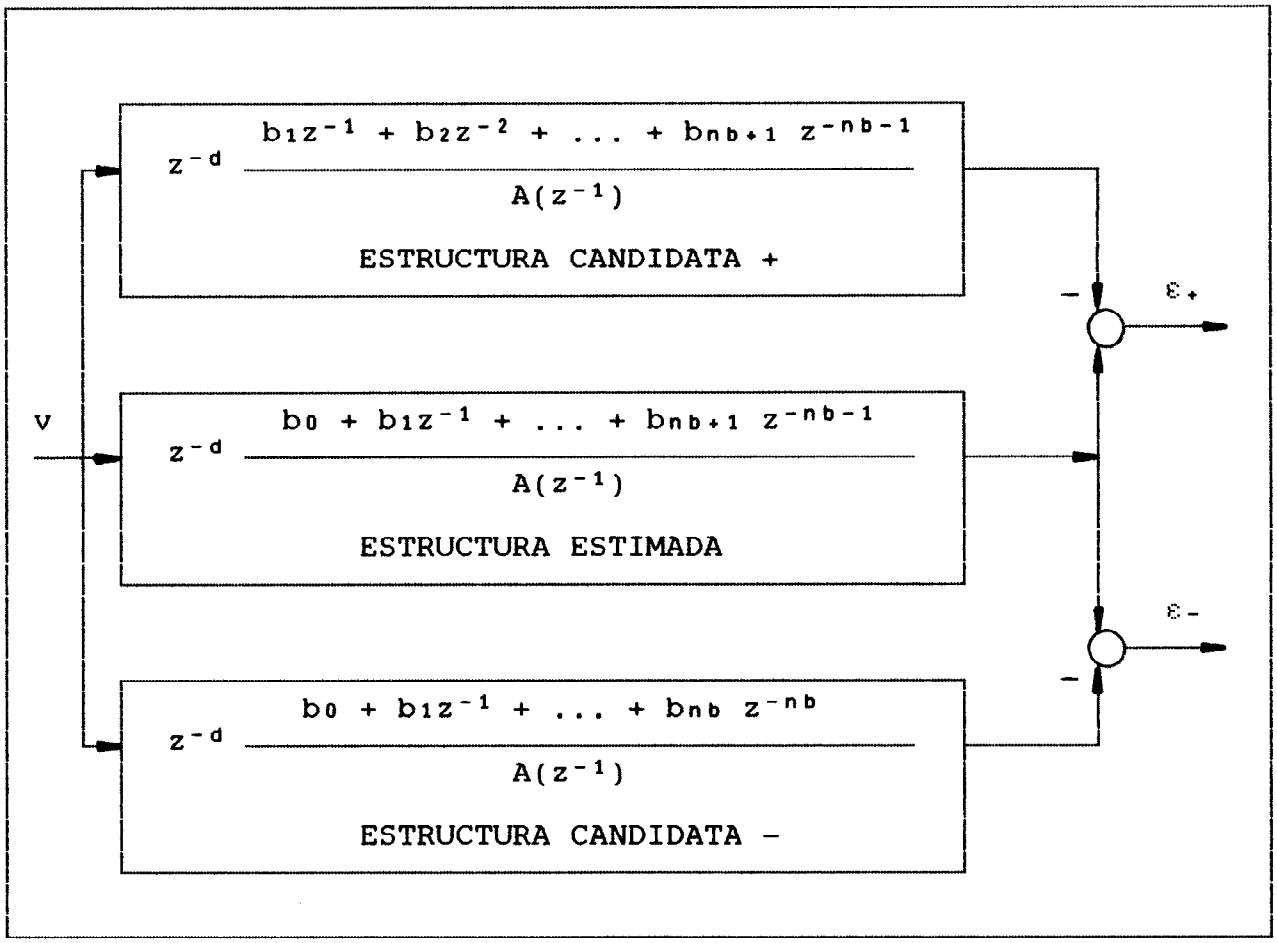

Fig 2.11. Criterio para estimación de tiempo muerto variable.

En cuanto a la primera de las necesidades especificadas, uno de los problemas que se plantea con mayor frecuencia es la cancelación de polos o ceros del proceso fuera del círculo de radio unidad en el

plano Z, cuando el diseño se efectúa con un método que no lo admite (como es el caso de cancelación de polos con algoritmo de tiempo finito o cancelación de ceros con mínima varianza).

Debido al riesgo de inestabilidad en el bucle de control adaptativo, es importante entonces la comprobación de la posición de polos y ceros previamente a la síntesis del nuevo controlador. Existen varios algoritmos que permiten determinar el número de raíces de un polinomio dentro del círculo unidad, como el criterio de Jury (Aracil y Jiménez, 1982) o el de Kucera (Kucera, 1979), siendo muy útil su empleo en el caso de no disponer del polinomio factorizado.

El test de estabilidad para polinomios propuesto por Kucera es de una eficiencia computacional elevada y se basa en la construcción de la matriz indicada en (2.117) a partir de los coeficientes del polinomio:

$$g = \alpha_0 + \alpha_1 d + \ldots + \alpha_n d^n \qquad (2.116)$$

$$\begin{array}{llllll}
\alpha_0 & \alpha_1 & \ldots & \alpha_{n-1} & \alpha_n & \\
\alpha_n & \alpha_{n-1} & \ldots & \alpha_1 & \alpha_0 & \beta_0 \\
\alpha_{1,0} & \alpha_{1,1} & \ldots & \alpha_{1,n-1} & & \\
\alpha_{1,n-1} & \alpha_{1,n-2} & \ldots & \alpha_{1,0} & & \beta_1 \\
\ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\
\alpha_{n-1,0} & \alpha_{n-1,1} & & & & \\
\alpha_{n-1,1} & \alpha_{n-1,0} & & & & \beta_{n-1} \\
\alpha_{n,0} & & & & &
\end{array} \qquad (2.117)$$

La fila 2i+2 de la matriz es obtenida escribiendo en orden inverso los coeficientes de la 2i+1 y la 2i+3 resulta de substraer β_i veces la fila 2i+2 de la 2i+1, siendo:

$$\beta_i = \frac{\alpha_{i,n-i}}{\alpha_{i,0}} \qquad i = 0, 1 \ldots n-1 \qquad \alpha_{0,j} = \alpha_j \qquad (2.118)$$

El criterio dice que el polinomio a es estable si y solo si $|\beta_i|<1$ para i=0, 1 ... n-1.

Una vez detectada una cancelación no apropiada con el algoritmo utilizado, las acciones a tomar pasan inicialmente por la no síntesis de un nuevo controlador, al menos mientras el criterio propuesto siga detectando dichas cancelaciones.

Otra posibilidad consiste en la aplicación inmediata o después de un número predeterminado de periodos de muestreo en que se sigan detectando cancelaciones incorrectas, de un controlador de respaldo. Este controlador puede ser definido por el usuario o calculado con algún método de control robusto (por ejemplo controlador de asignación de polos robusto), después de la fase de preidentificación (Isermann, 1985).

Otro caso en que resulta conveniente la no síntesis de un nuevo controlador se produce cuando las varianzas de los parámetros estimados superan un cierto nivel predefinido (Isermann y Lachmann, 1985), como consecuencia, por ejemplo, de una variación en los

parámetros del proceso.

2.3.3 Supervisión del comportamiento en bucle cerrado.

Con este supervisor se intenta resolver los problemas que pueden plantear funcionamientos incorrectos del sistema de control, y que se ven reflejados en:

- El error de control ($e_w(k)$) se incrementa monótonamente.
- La posición del actuador es incapaz de responder a un incremento de la señal de control, por haber alcanzado su límite.

Para la detección de un mal comportamiento en bucle cerrado será necesario analizar por tanto la variable de control así como la variable manipulada.

La función realizada por este supervisor resulta entonces muy sencilla. Si la desviación entre w(k) e y(k) se incrementa monótonamente o la señal de control está sometida a saturaciones persistentes durante n pasos, la acción propuesta en (Isermann, 1985) es substituir el controlador adaptativo por uno fijo de respaldo previamente definido.

Generalmente, el comportamiento en bucle cerrado puede ser simulado y el nuevo controlador se aplica únicamente cuando las características del control son mejores que antes.