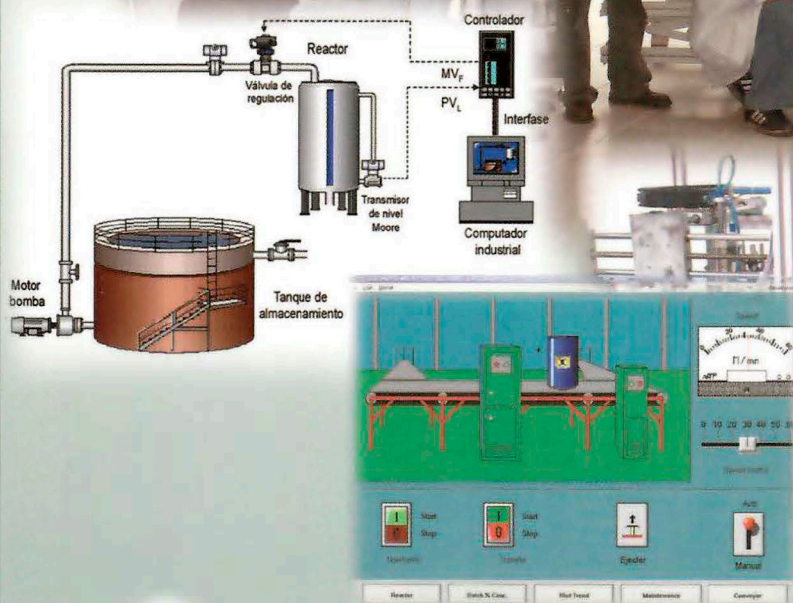
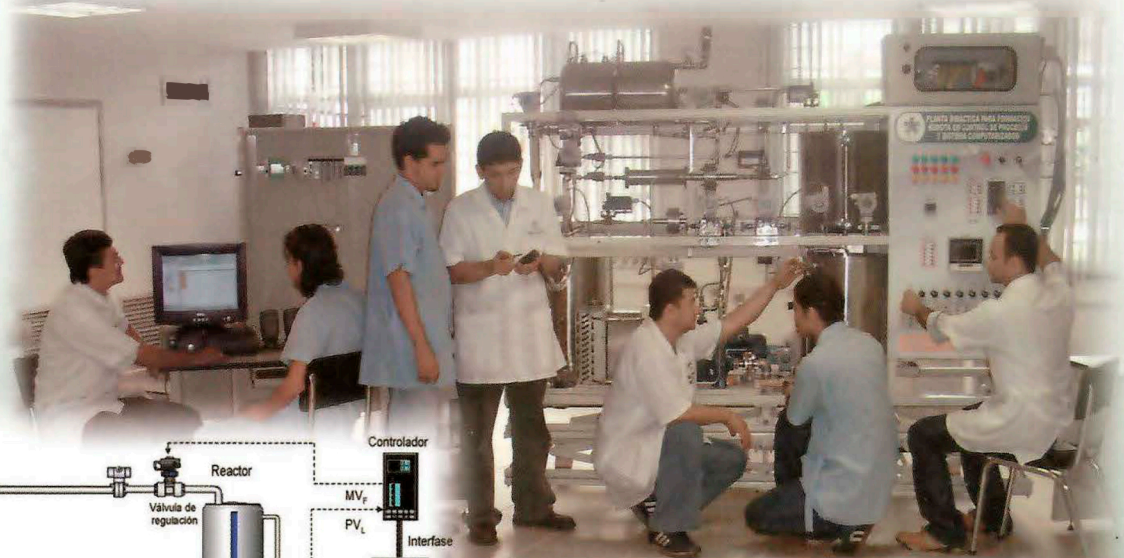


MODULO 2

DOCUMENTOS DE APOYO PARA LA FORMACIÓN



Regional Valle del Cauca

**TERCER CURSO INTERNACIONAL EN SUPERVISIÓN
Y AUTOMATIZACIÓN TOTALMENTE INTEGRADA**
CEAI - JICA



Agencia de Cooperación
Internacional del Japón



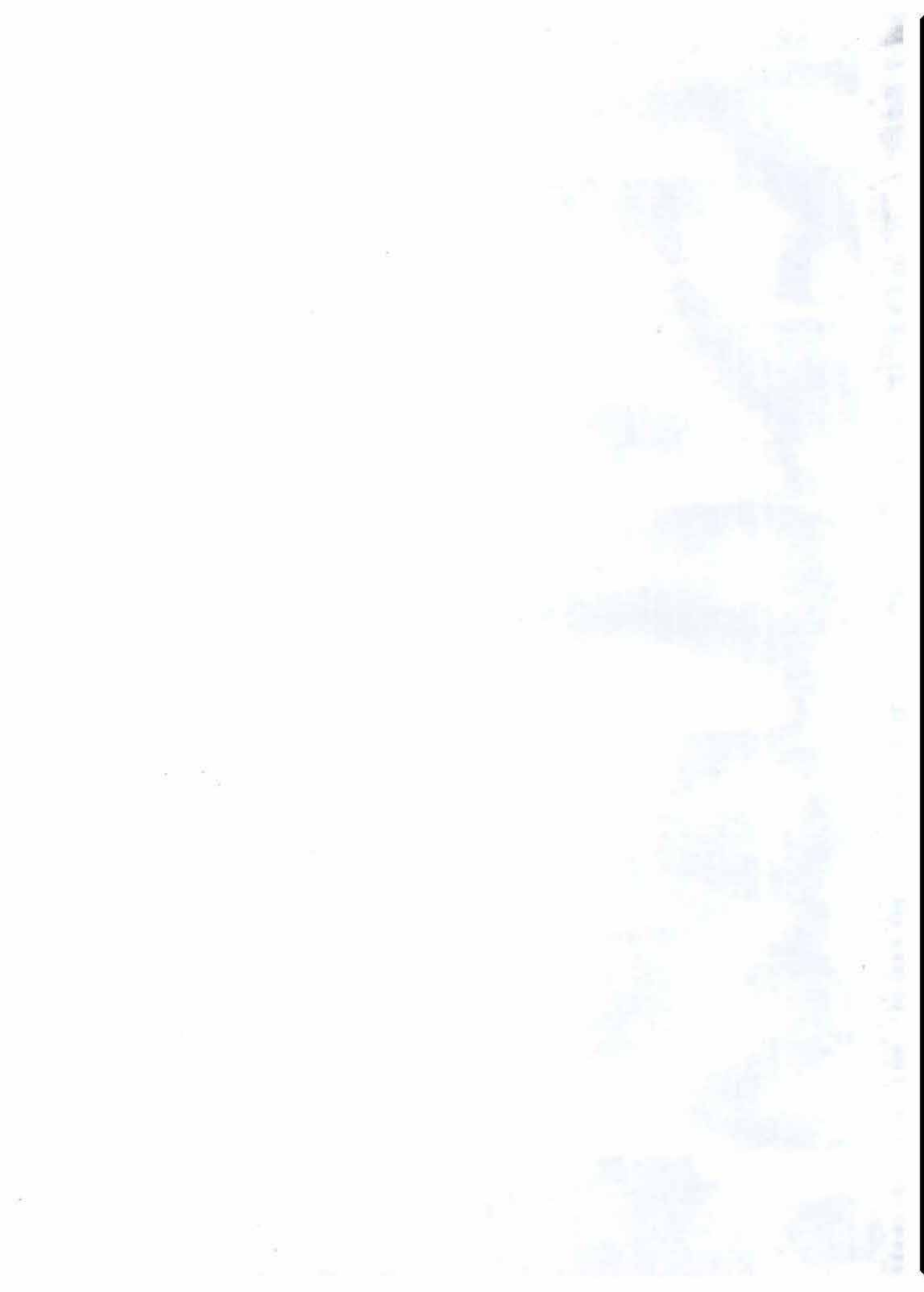
Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

Julio Gavilano Ospina

MODULO No. 2

**MODULO DE DISEÑO Y MANTENIMIENTO
DE SISTEMAS AUTOMÁTICOS DE CONTROL
PARA PROCESOS CONTINUOS**

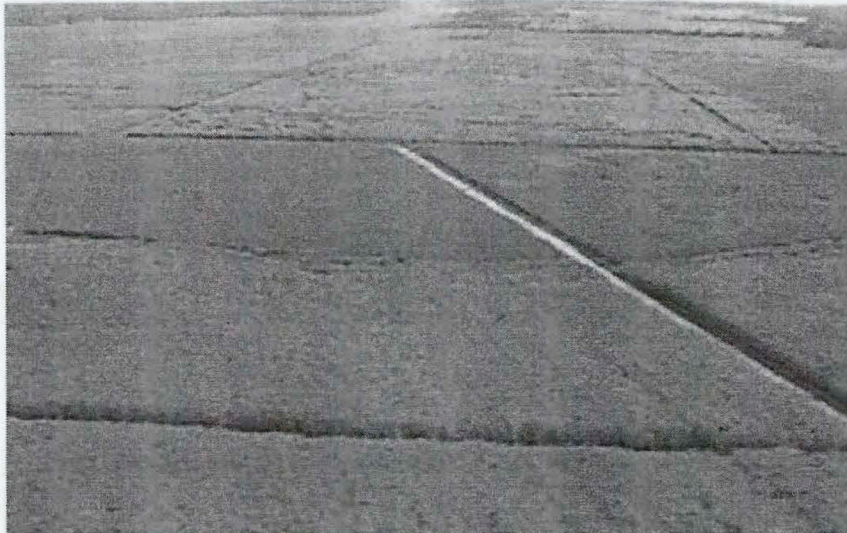




Actividad de Aprendizaje No.1: Aplicación de los procedimientos de caracterización para conocer plantas de control de procesos continuos.

Documento: Descripción del proceso productivo del ingenio¹.

I. CULTIVO DE LA CAÑA, COSECHA Y TRANSPORTE AL INGENIO



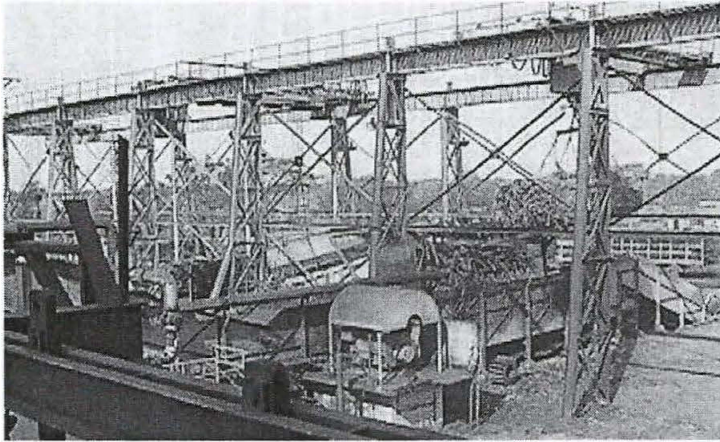
La Unidad Agrícola, se encarga del cultivo de la caña propia, en un área aproximada de 6.000 hectáreas, aplicando sistemas altamente eficientes en el manejo de suelos, infraestructura vial, y redes de riego y drenaje.

Para obtener rendimientos culturales óptimos, se realizan procesos de seguimiento y selección de variedades de caña de azúcar que más se adecuan a la zona, y al mismo tiempo se aplica control biológico de plagas, empleando en estas actividades personal altamente calificado en análisis, investigación y cultivos de caña de azúcar.

Para la cosecha y transporte de la caña propia al Ingenio, se cuenta con maquinaria y equipos propios, entre ellos, cortadoras de caña, tractores, camiones de alto tonelaje, cargadoras y otros. La cosecha de la caña propia se realiza en un 40% en forma mecánica, y el saldo de manera manual mediante el trabajo de mano de obra que se conoce como zafreros y que descienden de las zonas de la Cordillera de los Andes, altamente deprimidas, a ganarse el sustento en la época de cosecha de la caña de azúcar o zafra.

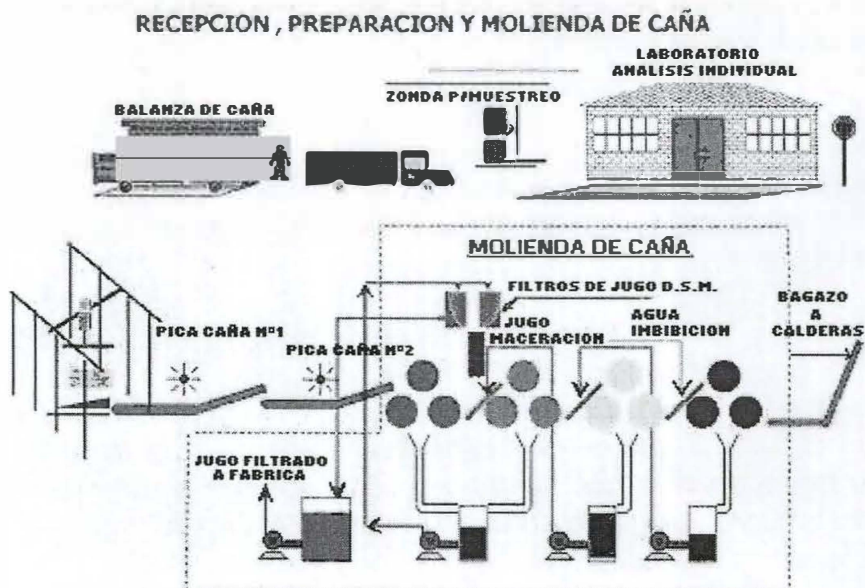
II. PROCESO DE PRODUCCIÓN DE AZÚCAR Y ALCOHOL

• PROCESO EN FABRICA DE AZUCAR



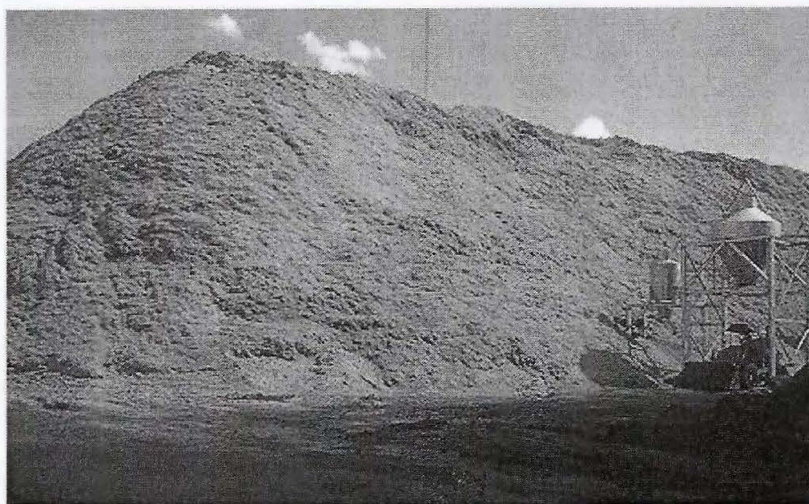
✓ RECEPCION.

Llegada la caña al Ingenio, se pesa en las básculas de caña, se realiza la toma de muestras en el laboratorio de análisis individual mediante sondas mecánicas para determinar la calidad de la materia prima que se recibe y en base a la cual se paga individualmente a los proveedores; y luego, operativamente se descarga en la mesa alimentadora para iniciar el proceso de la molienda.



√ **MOLIENDA**

Luego de descargada en las mesas alimentadoras, la caña se traslada mediante transportadoras hacia las cuchillas pica - caña, para su desfibrado, con lo que se facilita el proceso de extracción de jugo en los molinos, etapa en la cual utilizando la presión ejercida por las mazas o rodillos se realiza la extracción del jugo. Para mejorar este proceso, se añade agua al bagazo que va hacia el último molino, proceso conocido como imbibición (o enjuague), y adicionalmente el jugo extraído en cada molino se recircula al anterior lo que se conoce como maceración.



El bagazo que sale del último molino, se transforma en primer subproducto del proceso, ya que o es transformado en bagazo hidrolizado para utilización como alimento de ganado vacuno, o se utiliza como combustible para la generación de vapor en las calderas para el accionamiento de los picacañas y molinos, y para generación de energía eléctrica a través de sus turbogeneradores. El vapor de escape, es aprovechado como energía térmica en el proceso de elaboración de azúcar para calentamientos y cocimientos. El Ingenio, en consecuencia, se autoabastece de energía para todos sus procesos de manera sostenible y cuidando el medio ambiente, y genera excedentes que son transportados a la red de energía de la empresa proveedora nacional.

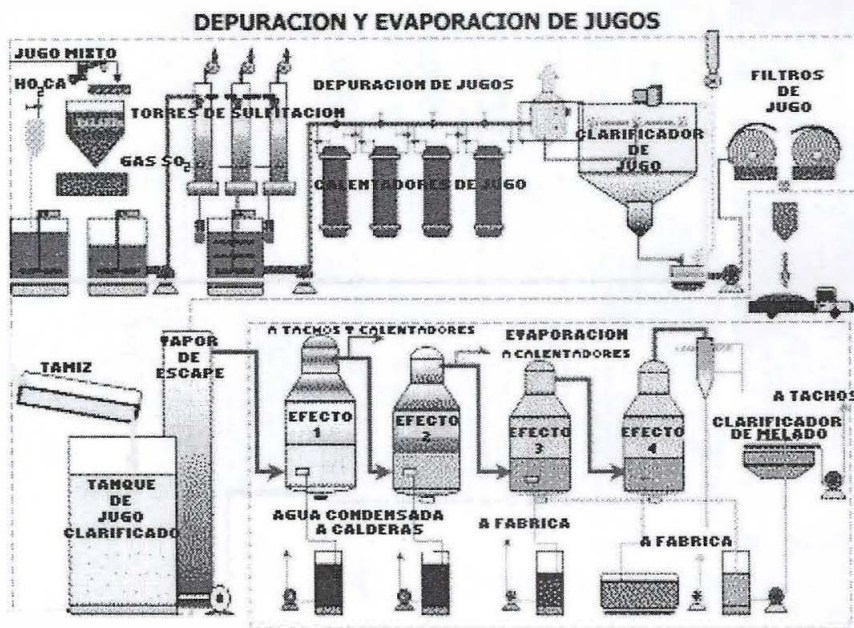
√ **CLARIFICACIÓN**

El jugo proveniente de los molinos, una vez pesado en básculas, pasa al tanque de alcalización donde se neutraliza su acidez y así evitar la inversión de la sacarosa, proceso que ayuda a precipitar la mayor parte de las impurezas que trae el jugo. El jugo alcalinizado se bombea a los calentadores donde se eleva su temperatura hasta un nivel cercano al punto de ebullición y luego pasa a los clarificadores continuos en los que se decantan y sedimentan los sólidos, mientras el jugo clarificado continua al proceso de la evaporación. Los sólidos

decantados en forma de torta de filtros, pasan a los filtros rotativos al vacío que permiten el paso del jugo, y retienen la cachaza que luego de separada es utilizada como abono en las plantaciones de caña propia por su alto contenido de materia orgánica.

√ **EVAPORACION**

El jugo clarificado se somete al proceso de evaporación. Los evaporadores funcionan al vacío para facilitar la ebullición a bajas temperaturas, extrayéndose en esta etapa el 80% del contenido de agua del jugo, para obtener el melado o meladura.



√ **COCIMIENTO Y CRISTALIZACION**

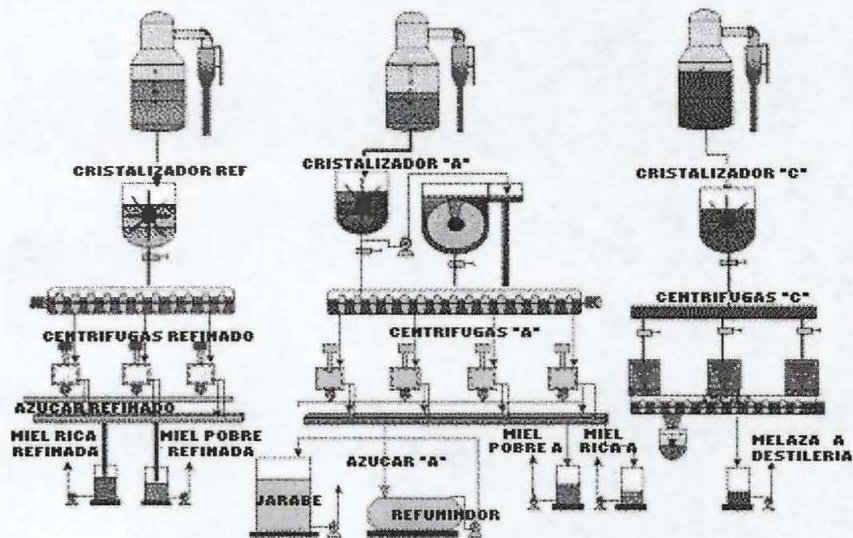
El melado o meladura se envía a los tachos al vacío, equipos en los que se realiza la cristalización de la sacarosa. A los tachos, se introducen núcleos de sacarosa previamente formados, de tamaño homogéneo para conseguir cristales de azúcar uniformes a expensas del contenido de sacarosa que se traslada del jarabe al cristal. La habilidad y experiencia de los maestros azucareros que deben determinar el punto exacto de los cocimientos, es indispensable para la obtención de un buen producto.

√ **CENTRIFUGACION**

Los cristales formados del tamaño y pureza deseados una vez concluido el proceso de cocimiento, se separan de la miel restante en las centrifugas, que giran a gran velocidad y los cristales quedan atrapados dentro de las

centrífugas y luego se lavan con agua. El azúcar de primera calidad retenido en las mallas de las centrífugas se disuelve con agua caliente y se envía a la refinería para continuar el proceso. Las mieles producto de la separación retornan al proceso de cocimiento, o dependiendo de su gado de sacarosa, se utilizan como materia prima para producir alcohol etílico o etanol en la destilería.

COCCIMIENTO, CRISTALIZACIÓN Y CENTRIFUGACION



√ **REFINACIÓN**

En este proceso, se eliminan o reducen las materias coloidales, colorantes o inorgánicas que pueda contener el licor azucarado, por medio de tratamiento físico químico, para obtener un azúcar con grado de color menor de 45 índice de color ICUMSA, libre de flóculos y sedimentos.

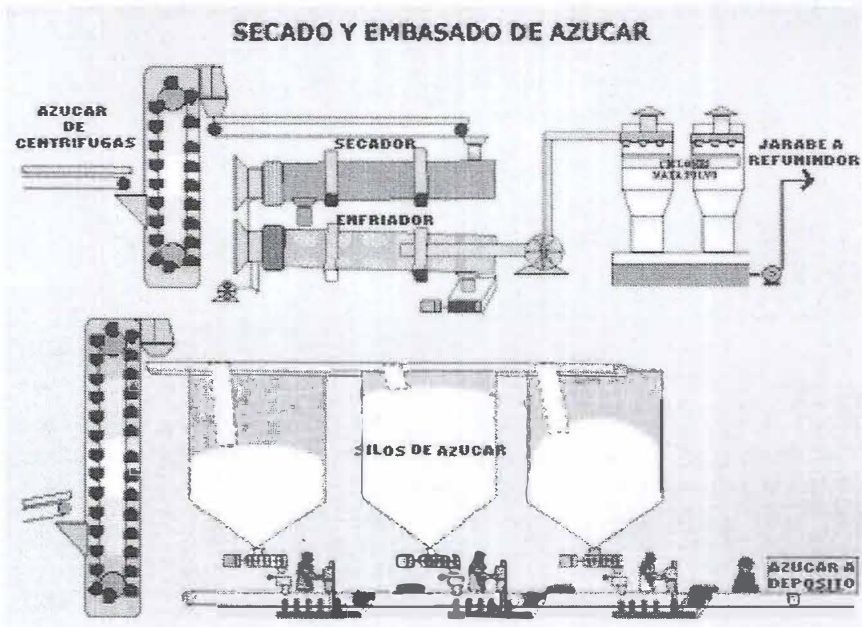
√ **SECADO**

El azúcar refinado, se seca con aire caliente, se clasifica según el tamaño de cristal y se almacena en silos para su envasado posterior. En este proceso, es muy importante regular la temperatura de salida de la secadora y el grado de humedad, la que debe ser cercana a la del ambiente, para evitar el atorrónamiento debido al carácter higroscópico del azúcar.

√ **EMPAQUE.**

El azúcar luego es conducido por medio de bandas transportadoras o tornillos sin fin hacia las máquinas clasificadoras, donde se selecciona el producto final según la especificación requerida y por último es almacenada en silos o tolvas

para ser empacada en sacos de 46 o 50 kilogramos neto, en envases de polipropileno con complejo interno de polietileno, según el destino que se tenga previsto (46 kilogramos para el mercado nacional y 50 kilogramos para el mercado externo).



PRÁCTICA 1

Sistemas eléctricos de primer y segundo orden

Objetivo: Determinar la resistencia interna de un generador.

Realizar mediciones de la constante de tiempo de circuitos de primer orden pasa-bajas y de los parámetros de diseño de un circuito de segundo orden, mediante la respuesta al escalón.

Determinar el valor de los elementos que constituyen el circuito eléctrico, a partir de las mediciones anteriores.

Teoría básica

Sistema de primer orden.

La función de transferencia de un sistema de primer orden pasa-bajas es de la siguiente forma

$$H(s) = \frac{M}{\tau s + 1} \quad (1)$$

Respuesta al escalón.

Si a un sistema de primer orden, con una condición inicial igual a cero, se le aplica una entrada escalón de amplitud k , la transformada de Laplace de su respuesta de estado cero es

$$Y_{zs}(s) = \frac{M}{\tau s + 1} \frac{k}{s} \quad (2)$$

antitransformando la ecuación anterior, se tiene

$$y_{zs}(t) = Mk(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})u_{-1}(t) \quad (3)$$

Las gráficas de la entrada escalón y la respuesta de estado cero correspondiente se muestran en la Fig. 1.

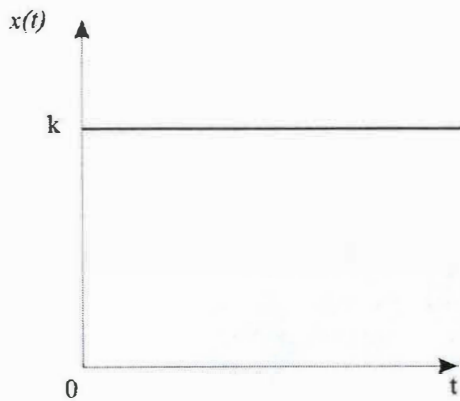
Constante de tiempo.

Se define como constante de tiempo de un sistema de primer orden, al tiempo que debe transcurrir para que la respuesta al escalón del sistema alcance el 63.2% de su valor final. En la Fig. 1(b), se observa que la respuesta de estado cero alcanza dicho valor cuando $t = \tau$.

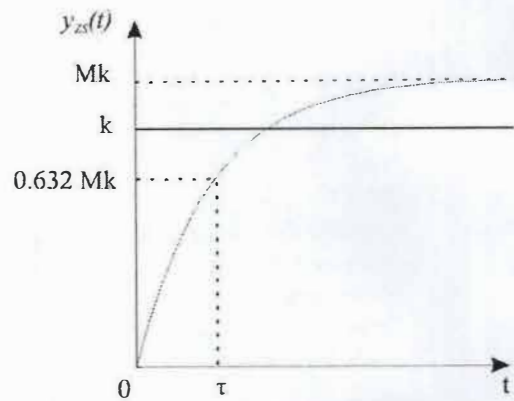
De la Ec. (3) puede notarse que

$$y_{zs}(\tau) = 0.632Mk$$

esto es, transcurren τ segundos, a partir de la aplicación de la entrada para que la salida alcance el 63.2% de su valor final.



(a)



(b)

Figura 1. Respuesta al escalón de un sistema de primer orden. (a) Entrada. (b) Salida.

Sistema de segundo orden.

La función de transferencia de un sistema de segundo orden es de la forma

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4)$$

Respuesta al escalón.

La transformada de Laplace de la respuesta al escalón, cuando las condiciones iniciales son nulas, es

$$Y_{zs}(s) = \frac{k\omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (5)$$

donde k representa la magnitud del escalón.

Dependiendo del valor de ζ en la Ec. (5), se pueden presentar las siguientes tres formas para la respuesta al escalón

i) $0 \leq \zeta < 1$

$$y_{zs}(t) = k \left[1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \left(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \operatorname{tag}^{-1} \left(\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right) \right) \right] u_{-1}(t) \quad (6)$$

ii) $\zeta = 1$

$$y_{zs}(t) = k \left(1 - e^{-\omega_n t} (1 + \omega_n t) \right) u_{-1}(t) \quad (7)$$

iii) $\zeta > 1$

$$y_{zs}(t) = k \left(1 + \frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \left(\frac{e^{-s_1 t}}{s_1} - \frac{e^{-s_2 t}}{s_2} \right) \right) u_{-1}(t) \quad (8)$$

donde

$$s_1 = \omega_n (\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})$$

$$s_2 = \omega_n (\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})$$

En la Fig. 2 se muestran las diversas respuestas de estado cero cuando la entrada es un escalón unitario, $k = 1$, para cada uno de los casos anteriores.

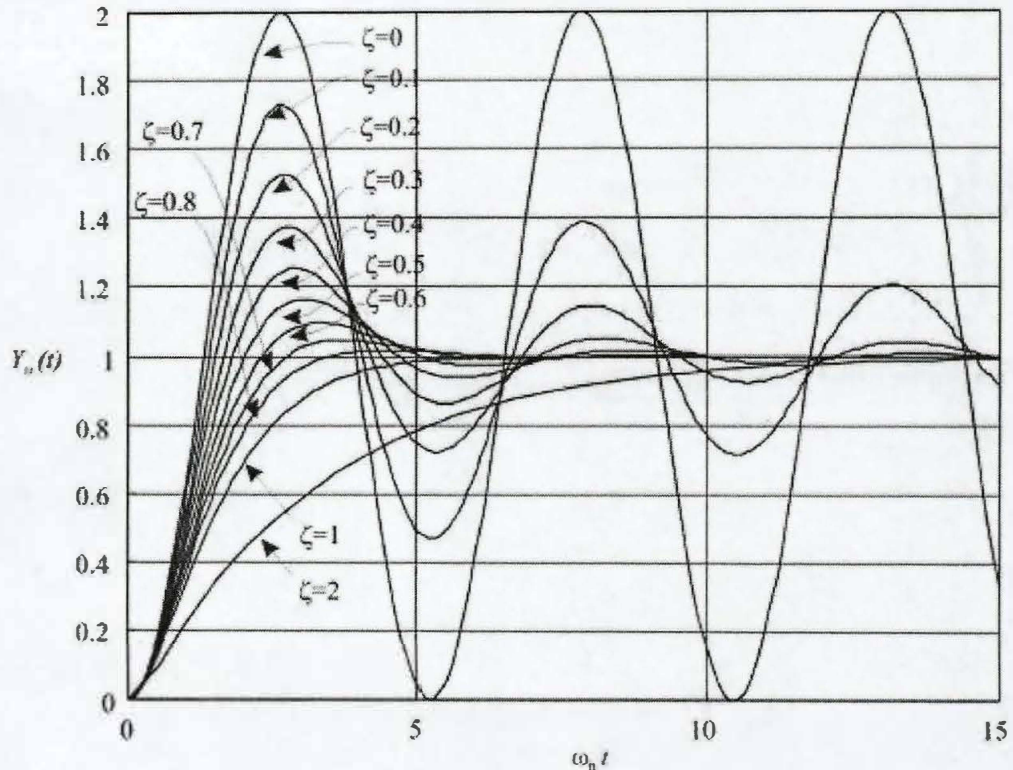


Figura 2. Respuesta al escalón normalizada de un sistema de segundo orden, para distintos valores del coeficiente ζ .

Especificaciones de la respuesta transitoria.

Considere el caso en el que $0 < \zeta < 1$. Para un valor de ζ dentro del intervalo anterior, la respuesta de estado cero cuando la entrada es un escalón unitario se muestra en la Fig. 3. En dicha figura, se observan además algunas especificaciones que son de importancia en la caracterización de un sistema.

A continuación se explica el significado de cada una de las especificaciones mencionadas.

t_d (Tiempo de retardo): Es el tiempo que transcurre para que la respuesta de estado cero alcance el 50% de su valor final.

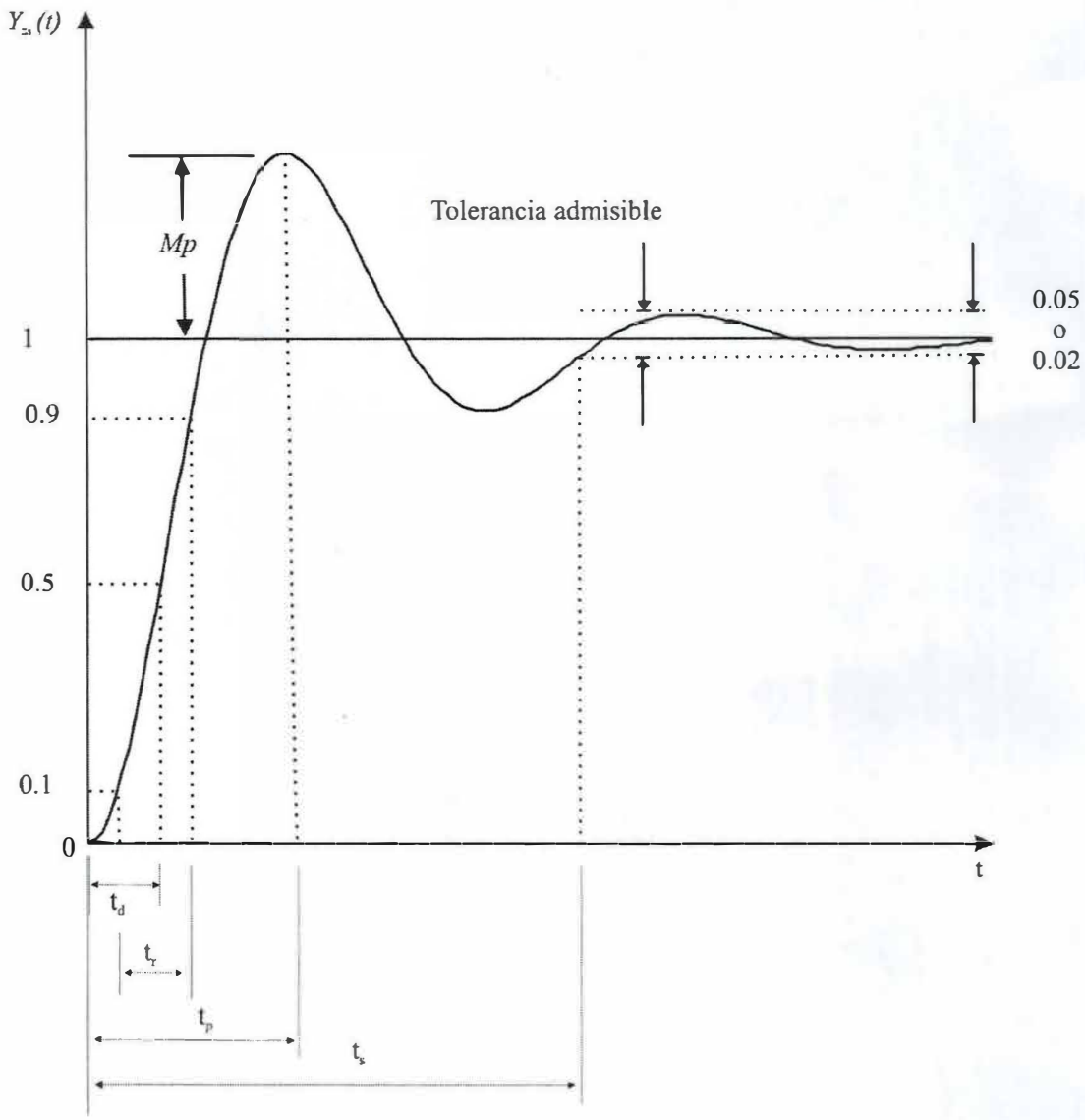


Figura 3. Respuesta al escalón cuando $0 < \zeta < 1$.

t_r (Tiempo de levantamiento):

Es el tiempo que transcurre para que la respuesta de estado cero pase del 10 al 90 % del valor final. En sistemas subamortiguados se define como el tiempo necesario para que la respuesta alcance el valor final por primera vez.

de la Ec. (6)

$$t_r = \frac{\pi - \phi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}}$$

donde $\phi = \cos^{-1} \zeta$ (9)

t_p (Tiempo de sobrepaso):

Tiempo que transcurre para que la respuesta de estado cero alcance su valor máximo.

de la Ec. (6)

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \tag{10}$$

M_p (Sobrepaso o sobretiro):

El sobrepaso se define en la siguiente ecuación

$$M_p = \frac{y(t_p) - y_p}{y_p} \tag{11}$$

donde $y_p = \lim_{t \rightarrow \infty} y(t)$

Se acostumbra especificar al sobrepaso en términos de porcentaje, así por ejemplo si $M_p = 0.77$, se dice que el sobretiro es del 77%

de la Ec. (6)

$$M_p = e^{\left(-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}} \right)} \tag{12}$$

t_s (Tiempo de asentamiento)

Es el tiempo partir del cual la magnitud de la oscilación en la respuesta de estado cero no es mayor que un porcentaje especificado del valor permanente.

Suponiendo ese porcentaje como un 5%

$$t_s = \frac{3}{\zeta\omega_n} \tag{13}$$

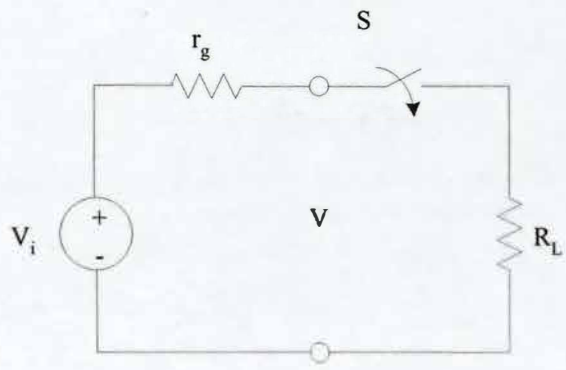


Figura 4. Circuito para determinar la resistencia interna del generador.

Experimentos a realizar

Experimento I

Medición de la resistencia interna del generador, r_g .

Arme el circuito de la Fig. 4.

La resistencia interna del generador se puede calcular por medio de la Ec. (14)

$$\frac{\text{Amplitud de V con Scerrado}}{\text{Amplitud de V con Sabierto}} = \frac{R_L}{r_g + R_L} \quad (14)$$

donde $R_L = 500 \Omega$.

Experimento II

Medición de la inductancia.

Mida el valor de la resistencia de la inductancia r_L . A continuación arme el circuito de la Fig. 5. Ajuste la amplitud A y la frecuencia de la señal cuadrada del generador de tal forma que en el osciloscopio se observe la Fig. 1(b). Debe ser claro al lector de que como no se cuenta con un osciloscopio con memoria, la señal de entrada que se aplica es una onda cuadrada para poder visualizar la respuesta al escalón; de otra manera no es posible apreciarla, ya que la respuesta transitoria del circuito tiene una duración del orden de milisegundos.

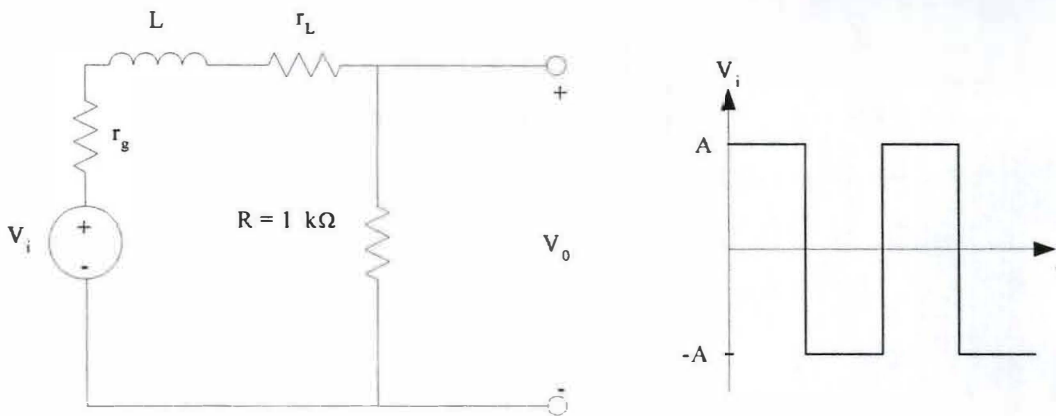


Figura 5. Circuito RL.

Con ayuda del osciloscopio determine experimentalmente el valor de la constante del tiempo τ . A partir del valor obtenido para τ determine el valor de la inductancia.

Experimento III

Medición de la capacitancia.

Arme el circuito de la Fig. 6. Ajuste la amplitud A y la frecuencia de la señal cuadrada del generador de tal forma que en el osciloscopio se observe la Fig. 1(b).

Con ayuda del osciloscopio determine experimentalmente el valor de la constante de tiempo τ . A partir del valor obtenido para τ determine el valor de la capacitancia.

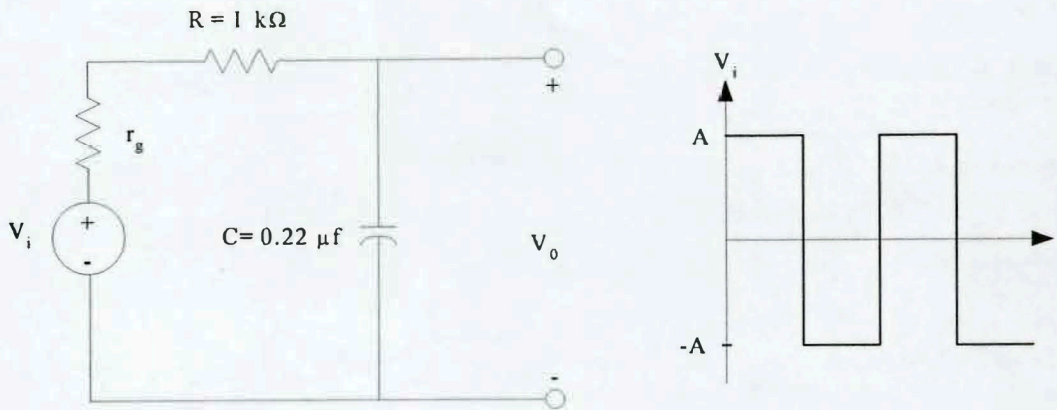


Figura 6. Circuito RC.

Experimento IV

Sistema Eléctrico de Segundo Orden.

Arme el circuito de la Fig. 7. Ajuste la amplitud A y la frecuencia de la señal cuadrada del generador de tal forma que en el osciloscopio se observe la Fig. 3.

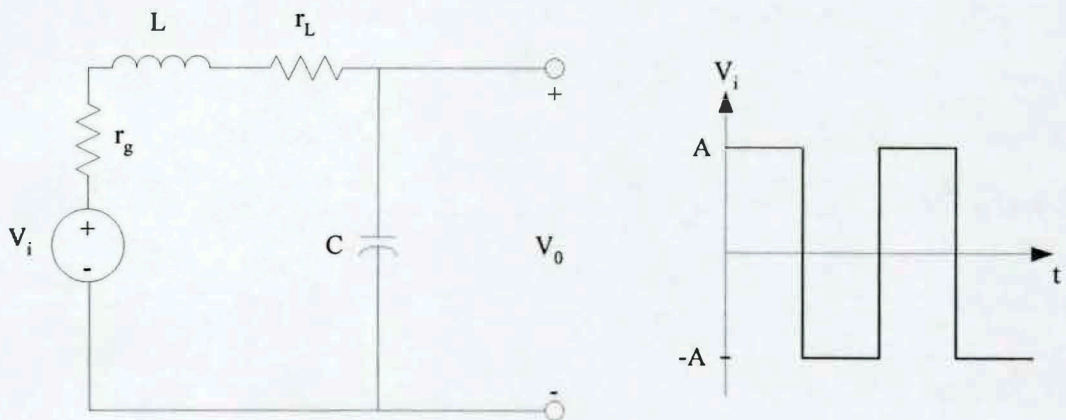


Figura 7. Circuito RLC serie.

El inductor y el capacitor son los mismos que se han empleados en los experimentos II y III. Calcule teóricamente los parámetros de diseño definidos por las Ecs. (9), (10), (11), (12) y (13).

Determine experimentalmente con el auxilio de un osciloscopio, los parámetros calculados anteriormente. Llene ahora la siguiente tabla.

Especificación de diseño	Teórico	Experimental
M_p		
t_p		
t_r		

Si existen discrepancias entre los valores medidos y los calculados teóricamente, ¿A qué las atribuye?

Equipo necesario

- 1 Generador de funciones
- 1 Osciloscopio
- 1 Solenoide
- 1 Multímetro

Material necesario

- 1 Capacitor de $0.22 \mu\text{f}$
- 1 Resistor de $1 \text{ k}\Omega$, $1/2 \text{ watt}$

Cuestionario previo

1. Demuestre la Ec. (14).
2. Determine la función de transferencia del circuito RL.
3. A partir del resultado anterior determine la constante de tiempo.
4. Determine la función de transferencia del circuito RC.
5. A partir del resultado anterior determine la constante de tiempo.
6. Determine la función de transferencia del circuito RLC.
7. A partir del resultado anterior exprese ω_n y ζ en función de R, L y C.
8. Exprese las Ecs. (9), (10), (12) y (13) en función de R, L y C.

BIBLIOGRAFÍA

Desoer, C. A., and Kuh, E. S.
Basic Circuit Theory
Mc Graw Hill, 1969

Hayt, W. H., Jr., Kemmerly, J. E., y Durbin, S. M.
Análisis de circuitos en ingeniería. Sexta edición
Mc Graw Hill, 2003

Dorf, R. C. y Svoboda, J. A.
Circuitos Eléctricos. 5ª edición
Alfaomega, 2003

Ogata, K.
Ingeniería de Control Moderna, 3ª edición
Prentice Hall Hispanoamericana, S. A., 1998

Ogata, K.
System Dynamics
Prentice Hall, 1998

Neff, H. P., Jr.
Continuous and discrete linear systems
Harper & Row, 1991

Hubert, C. I.
Circuitos Eléctricos CA/CC. Enfoque integrado
Mc Graw Hill, 1985

Actividad de Aprendizaje No.1: Aplicación de los procedimientos de caracterización para conocer plantas de control de procesos continuos.

Documento: Identificación de una válvula de control¹.

A continuación se desarrolla un método para realizar la identificación de válvula reguladora de flujo. El procedimiento es el siguiente.

1. Conectar la válvula a un generador de señales y el transmisor a un registrador. Como se muestra en la figura 1, mediante el generador se envían señales de corriente que hacen posible que la válvula adopte posiciones para dar lugar a cambios proporcionales de flujo los cuales son registrados posteriormente.

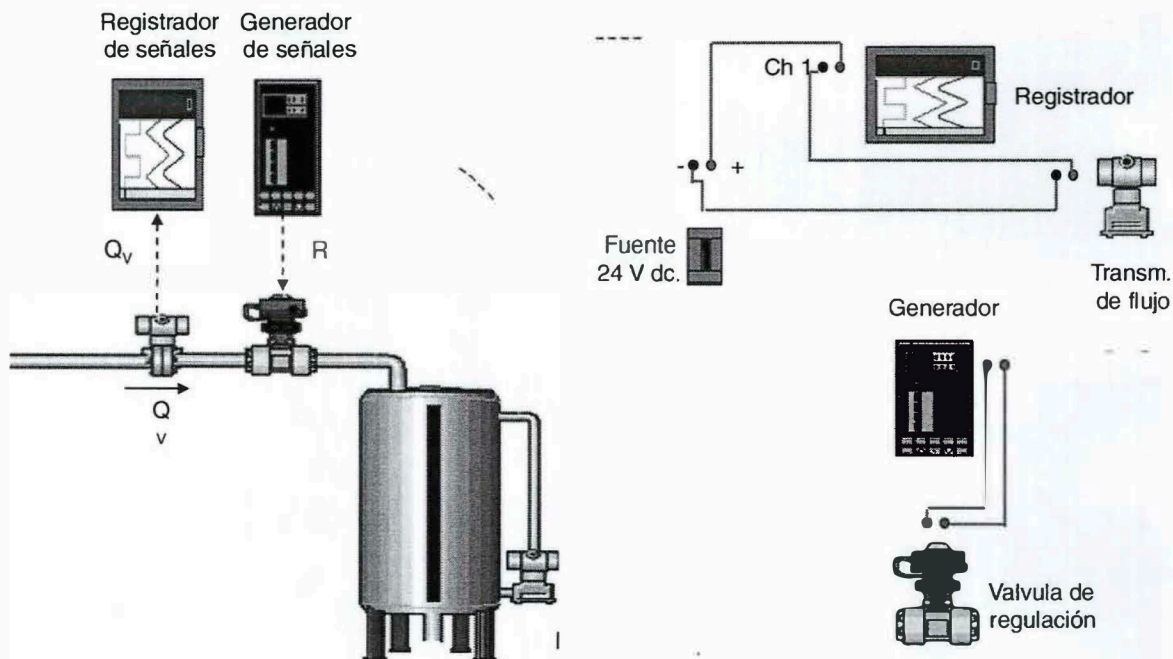


Figura 1. Diagrama de conexión.

2. Completar la tabla con los datos de referencia, R y de caudal, Q, tomados en el generador de señales y en el registrador respectivamente. Los datos deben ser relacionados en la tabla en forma porcentual.

R (%)	Q (lt /m)	Q (%)
0	0	0
10	2.2	10
20	4.4	20
30	6.6	30
40	8.8	40
50	11	50
60	13.2	60
70	15.4	70
80	17.6	80
90	19.8	90
100	22	100

Tabla 1. Relación de datos porcentuales de la señal de referencia a la válvula, R y el caudal medido, Q.

3. Graficar para los valores de Q vs R y observar la región mas lineal de la válvula.

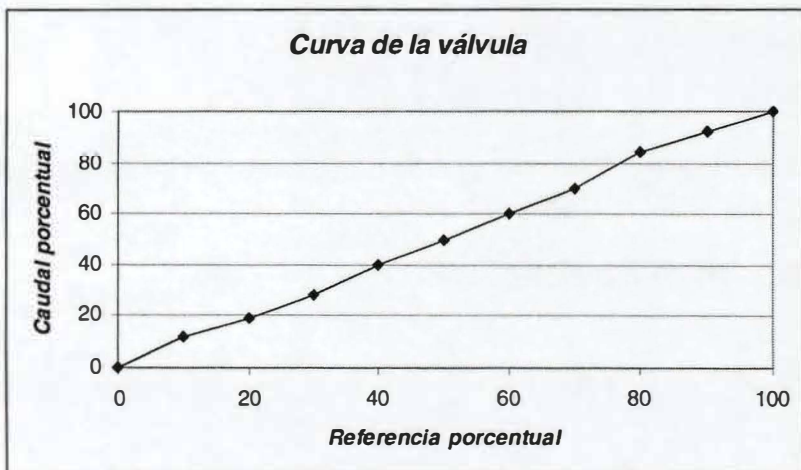


Figura 2. Curva de la válvula Q vs R.

4. Hallar la ganancia estática de la válvula. Observar que la región mas lineal de la válvula es la región, R: 20 % 60 %, esto da lugar a que la razón de cambio de la válvula es 1 % Caudal / % Referencia, por lo que la ganancia estática de la válvula es $k = 1$.
5. Registrar los valores de flujo ante un cambio en escalón en la señal de referencia que va desde el valor mínimo al valor máximo mas lineal, R: 20 % 60 %. En la figura 3 se observa la señal exponencial que corresponde al cambio de flujo.

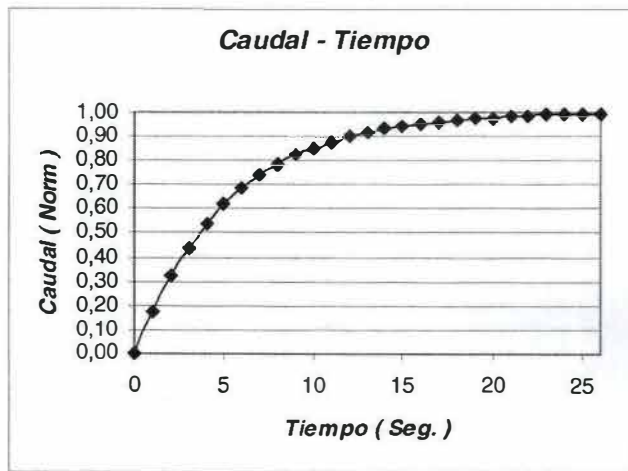


Figura 3. Curva de la válvula Q vs R.

6. Calcular el valor del T . El tiempo que tarda la señal en estabilizarse, 26 seg se divide por 5 y da lugar al T del sistema; $T = 5,2$ seg.
7. Plantear la función de transferencia del sistema (válvula).

$$G(s) = \frac{Q(s)}{R(s)} = \frac{k}{Ts + 1}$$

$$G(s) = \frac{Q(s)}{R(s)} = \frac{1}{5,2s + 1}$$

Ecuación 1. Función de transferencia de la válvula.

Actividad de Aprendizaje No.1: Aplicación de los procedimientos de caracterización para conocer plantas de control de procesos continuos.

Documento: Método de estudio de una planta de primer orden¹.

A continuación se plantea el método de estudio para una planta de primer orden la cual consta de un una válvula reguladora de flujo conectada, a través de una tubería, a un tanque. El método de estudio considera el siguiente procedimiento:

1. Utilice el diagrama de proceso para observar los parámetros y variables del sistema.

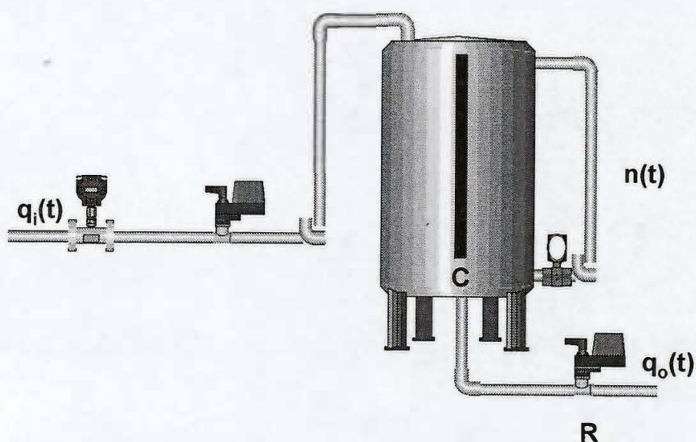


Figura 1. Diagrama de proceso de una planta de primer orden.

2. Utilice las herramientas de diseño para elaborar el diagrama P&ID.

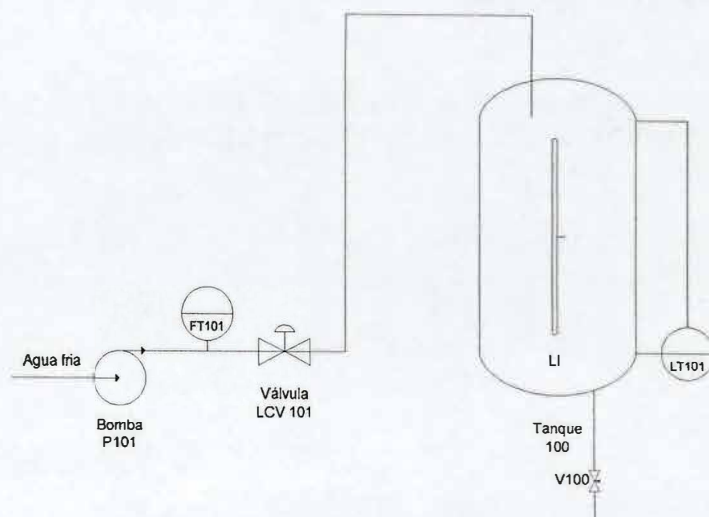


Figura 2. Diagrama P&ID de la planta de primer orden.

3. Utilice la metodología para hallar las ecuaciones temporales del sistema.

A partir de las siguientes expresiones se plantean las ecuaciones temporales del sistema con el fin de establecer la ecuación equilibrio.

- Σ de entradas - Σ de salidas = acumulación
- Flujo de circulación = $\frac{\text{diferencia de potenciales}}{R} = \frac{\phi_1 - \phi_2}{R}$
- Flujo de acumulación = $\frac{d}{dt}$ (energía o masa) = $C \frac{d\phi}{dt}$

Donde:

- R = Resistencia = $\frac{d(\text{diferencia de potencial})}{d(\text{flujo})}$
- C = Capacitancia = $\frac{d(\text{energía o masa})}{d(\phi)}$

De las expresiones anteriores se plantea la siguiente ecuación temporal:

$$q_i(t) - q_o(t) = C \frac{dn(t)}{dt}; \quad q_o(t) = K \sqrt{n(t)}$$

$$q_i(t) - K \sqrt{n(t)} = C \frac{dn(t)}{dt} \quad \text{Ec.1}$$

Como la Ecuación 1 corresponde a una función no lineal (caudal de salida), debemos realizar la linealización para condiciones transitorias, ver figura 3.

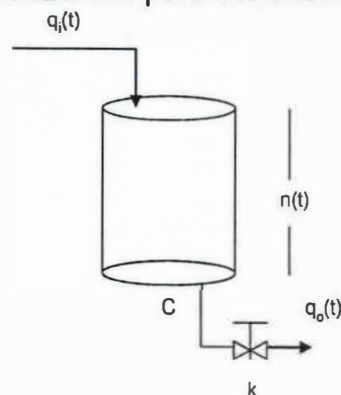


Figura 3. Nivel en tanque con restricción de salida constante.

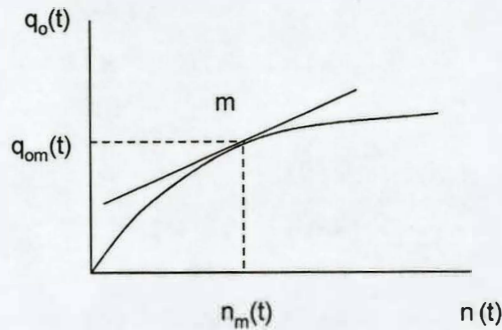


Figura 4. Linealización de la función caudal de salida, $q_o(t) = K\sqrt{n(t)}$.

$$m = \frac{dq_o(t)}{dn(t)}; n = n_m$$

$$m = \frac{1}{2} k \frac{1}{\sqrt{n_m}}$$

Como: $q_o(t) = K\sqrt{n(t)}$

$$m = \frac{q_m}{2n_m}$$

Por lo que la función linealizada $q_o(t) = mn(t)$, permite obtener la siguiente ecuación de balance másico:

$$q_i(t) - mn(t) = C \frac{dn(t)}{dt}$$

$$q_i(t) = mn(t) + C \frac{dn(t)}{dt} \quad Ec.2$$

4. Expresiones Laplacianas.

Aplicando las transformadas de Laplace a la ecuación temporal anterior obtenemos la siguiente expresión.

$$Q_i(s) = CsN(s) + mN(s) = N(s)(Cs + m)$$

$$G(s) = \frac{N(s)}{Q(s)} = \frac{\frac{1}{m}}{\frac{Cs}{m} + 1}$$

$$G(s) = \frac{N(s)}{Q(s)} = \frac{k}{Ts + 1} \quad \text{Ec. 3}$$

La ecuación 3 corresponde a la Función de Transferencia de una planta de primer orden en donde k corresponde a la ganancia estática de la planta y T corresponde al τ del sistema (tiempo en el cual el nivel alcanza el 63,2 % de su valor máximo).

Donde:

- $k = \text{Ganancia del sistema} = \frac{1}{m} = \frac{2\sqrt{n_m}}{k} = \frac{2n_m}{q_m}$
- $R = \text{Resistencia} = \frac{1}{m} = \frac{dh}{dq}$
- $T = \text{Constante de tiempo} = RC$

5. Representación de la planta en diagramas de bloques.

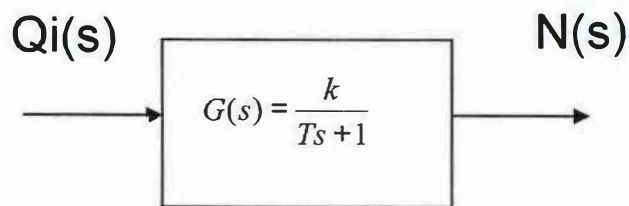


Figura 5. Representación en diagrama de bloques de la función de transferencia.

6. Respuesta temporal ante una entrada en escalón.

La función de transferencia nos permite predecir el cambio que se produce en el nivel a partir de un cambio en escalón en la señal de flujo $Q(t) = k_1$.

$$N(s) = Q(s) * \frac{k}{Ts + 1}$$

$$N(s) = \frac{k_1}{s} * \frac{k}{Ts + 1}; \quad K = k * k_1$$

$$N(s) = \frac{K}{s(\tau s + 1)}$$

Antitransformando.

$$n(t) = K(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

Al evaluar la función temporal se observa que, para condiciones iniciales nulas, el nivel comienza a incrementarse al variar el tiempo

Tiempo	Nivel	Tiempo	Nivel
0	0	6	0,95
0,5	0,22	6,5	0,96
1	0,39	7	0,97
1,5	0,53	7,5	0,98
2	0,63	8	0,98
2,5	0,71	8,5	0,99
3	0,78	9	0,99
3,5	0,83	9,5	0,99
4	0,86	10	0,99
4,5	0,89	10,5	0,99
5	0,92	11	1
5,5	0,94	11,5	1
		12	1

Figura 6. Tabla de valores del nivel.



Figura 7. Señal escalón del flujo.

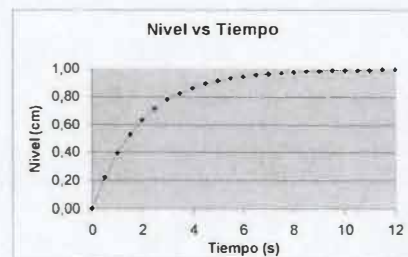


Figura 8. Señal exponencial de nivel.

Las figuras anteriores permiten apreciar que, a partir de la señal en escalón en el flujo de entrada, se observa un comportamiento exponencial en el cambio del nivel en el tanque.

Actividad de Aprendizaje No.1: Aplicación de los procedimientos de caracterización para conocer plantas de control de procesos continuos.

Documento: Tutorial Scilab¹.

A continuación encontrará un tutorial elaborado en el software de matemática computacional, Scilab, el cual le permite realizar la simulación del comportamiento de sistemas de control de primer y segundo orden ante entradas de escalón.

Sistemas de primer orden.

A. Usando comandos del Scilab.

La simulación de sistemas por medio de comandos se realiza desde la ventana de comandos de Scilab mostrada en la figura 1.

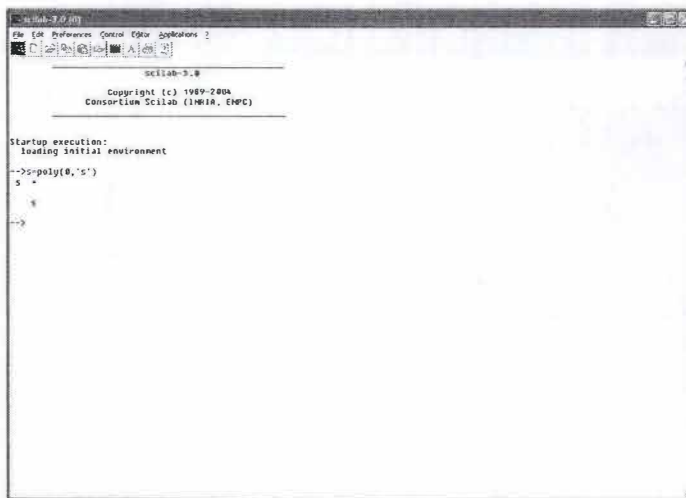


Figura 1. Ventana de comandos de Scilab.

En el análisis usando comandos se parte de la función de transferencia de la planta, FDT. Los sistemas de primer orden, formados por el arreglo serie de un elemento resistivo y un capacitivo, se representan mediante la función de transferencia presentada en la Ec. 1.

$$G(s) = \frac{k}{Ts + 1} \quad \text{Ec.1}$$

En la cual los parámetros K y T, corresponden, respectivamente, a la ganancia estática y al tau del sistema, y varían según el proceso.

La Ec. 2. expresa la FDT de la planta a la cual se le evaluará el comportamiento dinámico.

$$G(s) = \frac{4.25}{28s + 1} \quad \text{Ec.2}$$

Para crear la función de transferencia en el Scilab realice los siguientes pasos:

1. Cree la variable "s" que se encuentra en el polinomio del denominador mediante el siguiente comando.

--> s = poly(0,'s');

2. Cree la FDT usando el comando syslin. Dicho comando es utilizado para la creación de funciones de transferencia de cualquier orden de sistemas lineales.

--> g = syslin('c', 4.25/(28*s+1))

En este momento Scilab tiene la función de transferencia del sistema creada. Lo cual le permite usar sus comandos para realizar el análisis del comportamiento de la planta. En el análisis se considera la determinación de:

- *Polos y ceros del sistema en lazo abierto y en lazo cerrado.*
- *Estabilidad del sistema en lazo abierto y lazo cerrado.*
- *Respuesta del sistema en el tiempo en lazo abierto y en lazo cerrado ante una entrada en escalón.*

El análisis del sistema en lazo abierto se realiza de la siguiente manera.

3. Determine los polos y ceros del sistema mediante el uso del comando root así:

--> Polo = roots(28*s+1)

--> Polo = -0.0357143

El comando roots proporciona las raíces del polinomio que se encuentra dentro del paréntesis. Para obtener los ceros, se usa la misma instrucción pero con el polinomio del numerador.

Ceros = roots(4.25)
Ceros = [];

Lo cual indica que el sistema $G(s)$ no posee ceros y solo posee un polo.

- Determine la estabilidad del sistema mediante el uso del comando `plzr()`. Este comando da lugar a la grafica mostrada en la Figura 2, la cual nos permite apreciar en mejor forma si el sistema es estable.

--> `Plzr(g)`

La ubicación de los polos dentro del plano s determina la estabilidad del sistema. En el análisis simplemente se debe verificar que los polos obtenidos en el punto anterior se encuentren al lado izquierdo del plano s con respecto al eje "y". La ubicación de la x dentro de la grafica de la Figura 2. indica la posición del polo y como esta se encuentra al a lado izquierdo del eje, se infiere que el sistema es estable.

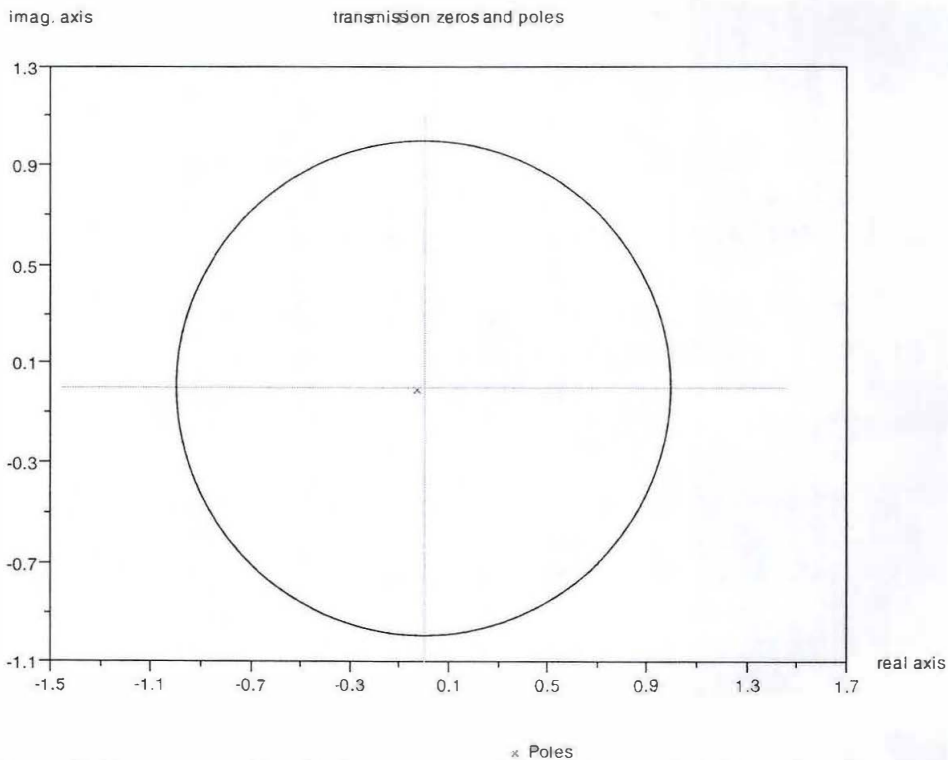


Figura 2. Plano s mostrando los polos y ceros del sistema definido en g .

5. Determine la respuesta del sistema en lazo abierto en el tiempo cuando se somete a una señal escalón, mediante el uso del comando `csim` y representéla por medio del plot realizado a la variable “y” como se muestra en la Figura 3.

```
--> T=0:0.1:160;
--> y = csim('step',T,g);
--> plot(t , y)
```

En el análisis normalmente se usa la respuesta del sistema ante señales típicas, la señal escalón es una de ellas.

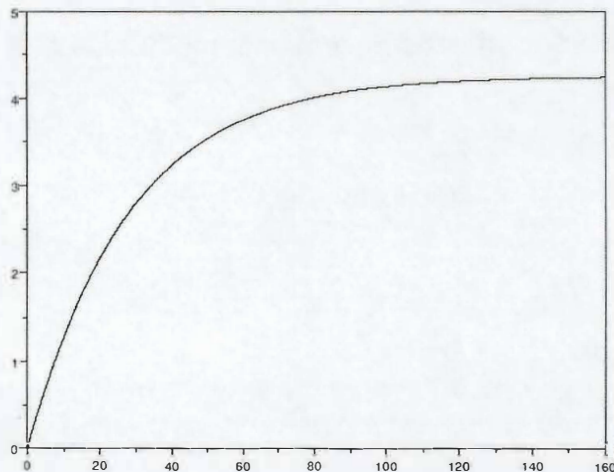


Figura 3. Respuesta temporal del sistema g de primer orden ante una señal escalón.

El análisis del sistema en lazo cerrado usando controlador proporcional se realiza de la siguiente manera.

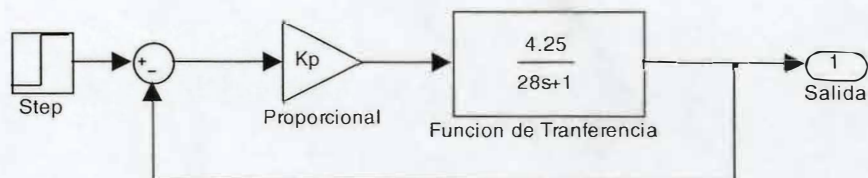


Figura 4. Diagrama de bloques del sistema en lazo cerrado con controlador proporcional, K_p .

6. Obtenga la función de transferencia en lazo cerrado. Siga las siguientes instrucciones

6.1. Defina la función de transferencia del controlador proporcional

$$\rightarrow G_c = 5$$

6.2. Multiplique las funciones de transferencia del controlador y de la planta.

$$\rightarrow G_h = G_c * G$$

$$G_h = \frac{21.25}{28s + 1}$$

6.3. Cierre el lazo usando realimentación unitaria mediante el comando “/”.

$$\rightarrow G_f = G_h / 1$$

La función de transferencia obtenida esta definida por:

$$G_f(s) = \frac{21.25}{28s + 22.25}$$

Lo siguiente es repetir el procedimiento de análisis realizado al sistema en lazo abierto pero considerando la nueva función de transferencia obtenida que es la del sistema en lazo cerrado.

7. Determine los polos y ceros del sistema mediante el uso del comando root así:

$$\text{Polo} = \text{roots}(28 * s + 22.25);$$

$$\text{Polo} = -0.79464$$

$$\text{Cero} = \text{roots}(21.25)$$

$$\text{Cero} = [] ;$$

La función de transferencia del sistema en lazo cerrado no presenta ceros y posee un polo.

8. Determine la estabilidad del sistema mediante el uso del comando `plzr()`. Este comando da lugar a la grafica mostrada en la Figura 5, la cual nos permite apreciar en mejor forma si el sistema es estable.

--> `Plzr(gf)`

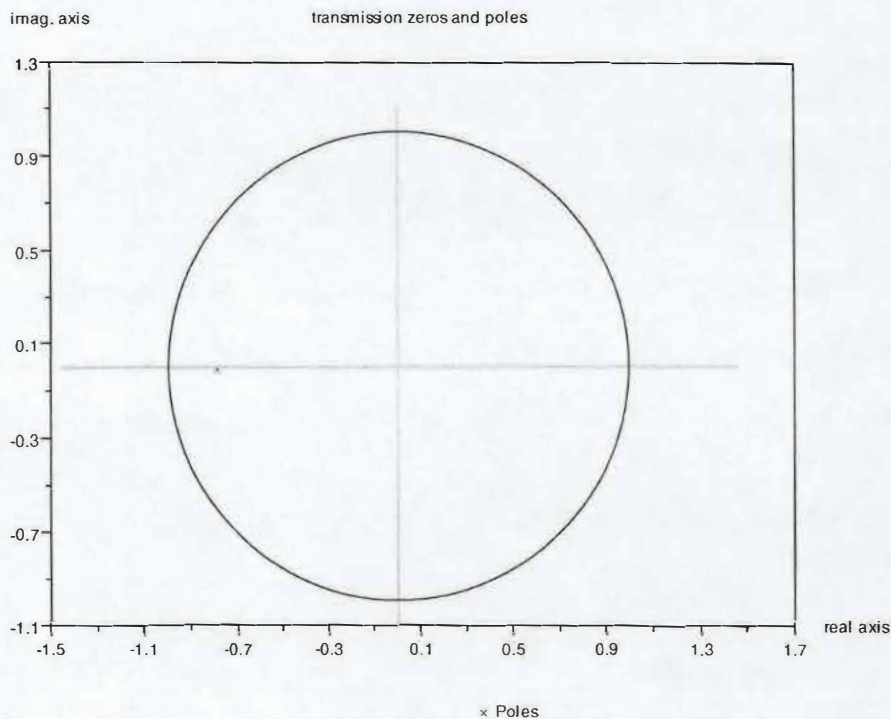


Figura 5. Plano s mostrando los polos y ceros del sistema definido en gf.

9. Determine la respuesta del sistema en lazo cerrado en el tiempo cuando se somete a una señal escalón, mediante el uso del comando `csim` y representela por medio del plot realizado a la variable "y" como se muestra en la Figura 3.

```
--> T = 0:0.1:160;
--> y = csim('step',T,gf);
--> plot(T,y)
```

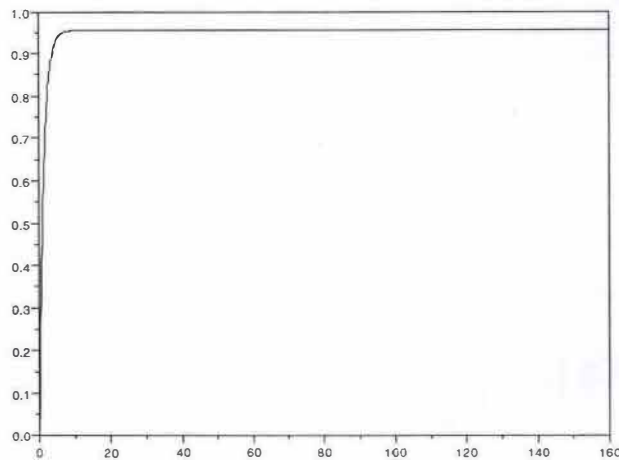


Figura 6. Respuesta temporal del sistema gf ante una señal escalón.

El análisis del sistema en lazo cerrado usando el controlador proporcional integral de la forma $G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s}$ se realiza de la siguiente manera.

10. Obtenga la función de transferencia en lazo cerrado. Siga las siguientes instrucciones

10.1. Defina la función de transferencia del controlador proporcional integral e ingrénsela en Scilab.

$$K_p = 2$$

$$K_i = 5$$

Se tiene el controlador de la forma:

$$G_c(s) = \frac{2s + 5}{s}$$

10.2. Ingrese la función del controlador a Scilab mediante el comando syslin.

$$\text{--> } G_c = \text{syslin}('c', (2*s+5)/s);$$

10.3. Multiplique las funciones de transferencia del controlador y de la planta.

$$\text{--> } G_h = G_c * G$$

$$Gh(s) = G(s)G_c(s) = \frac{4.5}{28s+1} \frac{2s+5}{s}$$

10.4. Cierre el lazo usando realimentación unitaria mediante el comando “/”.

$$\rightarrow G_f = G_h / 1$$

La función de transferencia obtenida esta definida por:

$$G_f = \frac{8.5s + 21.25}{28s^2 + 9s + 21.25}$$

Lo siguiente es repetir el procedimiento de análisis realizado al sistema en lazo abierto pero considerando la nueva función de transferencia obtenida que es la del sistema en lazo cerrado.

11. Determine los polos y ceros del sistema mediante el uso del comando root así:

Polos = roots(denom(Gf));

Polos =

$$- 0.1696429 + 0.8544881i$$

$$- 0.1696429 - 0.8544881i$$

Ceros = roots(numer(Gf));

Ceros = -2.5

El sistema en lazo cerrado presenta un cero y dos polos complejos conjugados.

12. Determine la estabilidad del sistema mediante el uso del comando plzr(). Este comando da lugar a la grafica mostrada en la Figura 7, la cual nos permite apreciar en mejor forma si el sistema es estable.

$$\rightarrow Plzr(gf)$$

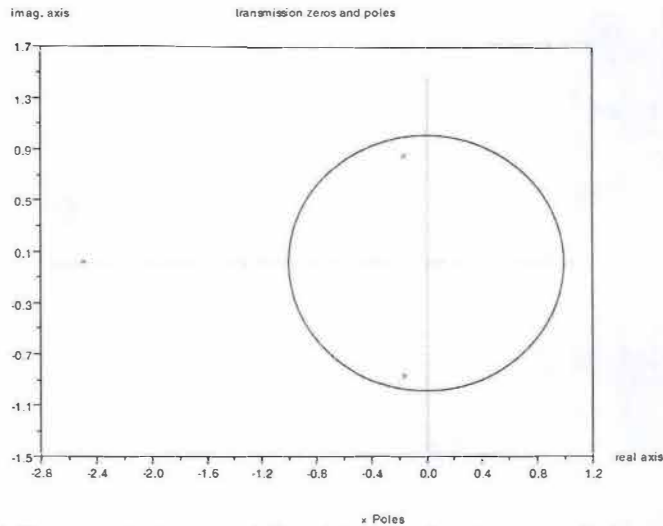


Figura 7. Respuesta temporal del sistema gf ante una señal escalón.

El sistema es estable ya que los polos se encuentran al lado izquierdo del plano con respecto al eje y.

13. Determine la respuesta temporal del sistema en lazo cerrado cuando se somete a una señal escalón, mediante el uso del comando `csim` y representela por medio del plot realizado a la variable "y" como se muestra en la Figura 8.

```
T = 0:0.1:80;
y = csim('step',T,gf);
plot(T,y)
```

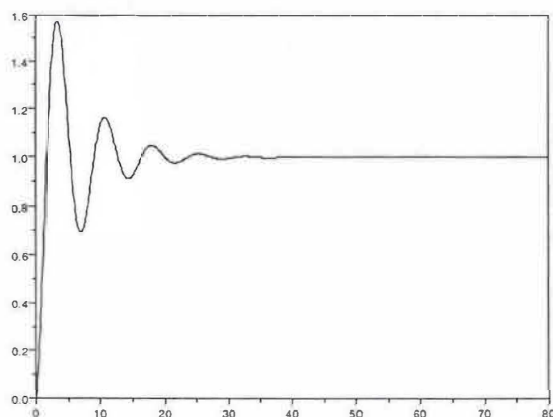


Figura 8. Respuesta temporal del sistema gf ante una señal escalón.

B. Usando la Interfaz Grafica Scicos().

En esta sección se explica como se realiza el análisis de sistemas usando la interfaz Scicos() de Scilab. La ventaja de esta herramienta radica en la facilidad para generar cambios y la fácil implementación de diferentes simulaciones que por comandos requeriría mucho más desarrollo.

1. Acceda a la ventan escribiendo Scicos() desde la ventana de comandos del Scilab y observe la ventana mostrada en la Figura 9.



Figura 9. Ventana Scicos ().

2. Acceda al menú edit y de clic en Paletes, Figura 9, para agregar los elementos que harán parte del sistema a simular. En esta ocasión haremos la simulación del sistema de primer orden definido y el controlador PI con los valores establecidos anteriormente.

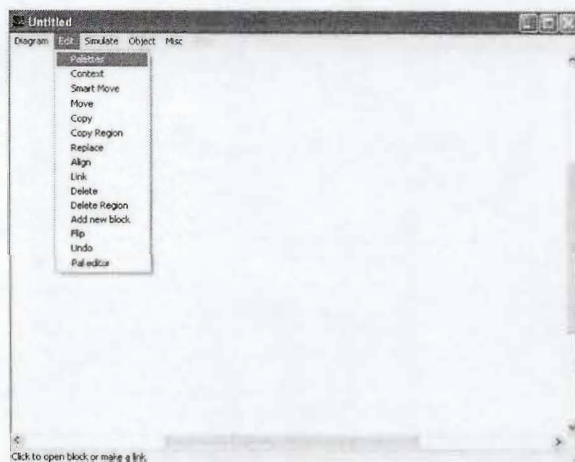


Figura 9. Ventana Scicos ().

2. Dé click en Palettes y seleccione Linear para acceder a los bloques cuya función esta asociada con el análisis del sistema, ver Figura 10.

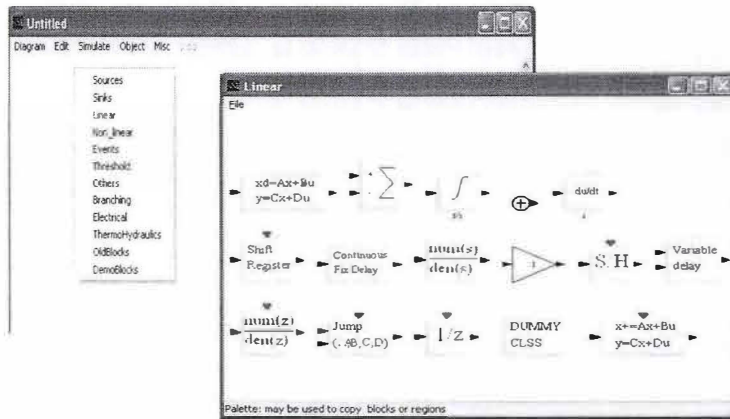


Figura 10. Bloques función.

3. Seleccione los bloques de función de transferencia de la planta, del controlador, del sumador y del step.

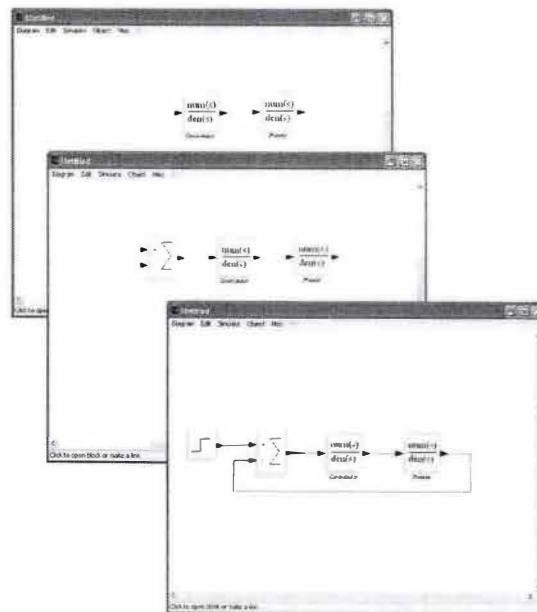


Figura 11. Representación en bloques del lazo de control del sistema de primer orden con controlador proporcional.

4. Mueva los bloques ya creados ubicando el curso sobre el elemento a mover y presionando la tecla m.

En ese momento el bloque se encontrará disponible para la reubicación. Dando un clic nuevamente sobre la posición deseada el bloque queda en su nueva posición. Para borrar un elemento se ubica el cursor sobre el elemento a borrar y se presiona la tecla d. Para unir los bloques se ubica el curso sobre el elemento a unir y se presiona la tecla L y desplaza el cursor hasta el otro bloque a unir.

5. Genere la señal escalón a la entrada del sistema en lazo cerrado.

Para agregar el bloque Step dé Edit -> Palettes -> Sources.

6. Agregue el bloque para la visualización de la señal que se encuentra en Edit Palettes Sinks. Ver figura 12.

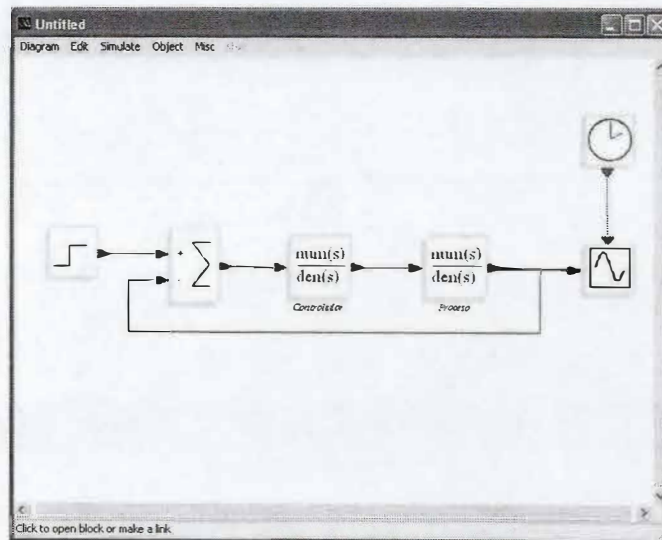


Figura 12. Representación final en bloques del lazo de control del sistema de primer orden con controlador proporcional.

7. Agregue el reloj que define el tiempo de visualización de la señal a graficar, dé Edit -> Palettes -> Sources.

8. Ajuste los parámetros del controlador. Tenga en cuenta definir las funciones de transferencia, dando un clic del Mouse sobre la función de transferencia definida como controlador. Al realizar esto se abre una ventana como lo muestra la figura 13.

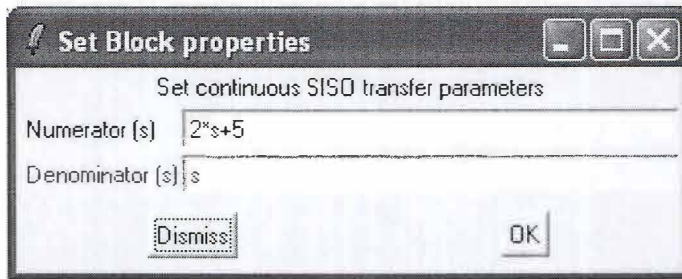


Figura 13. Ajuste de parámetros del controlador PI.

9. Ajuste los parámetros del sistema. Tenga en cuenta definir las funciones de transferencia, dando un clic del Mouse sobre la función de transferencia definida como sistema. Al realizar esto se abre una ventana como lo muestra la figura 14.

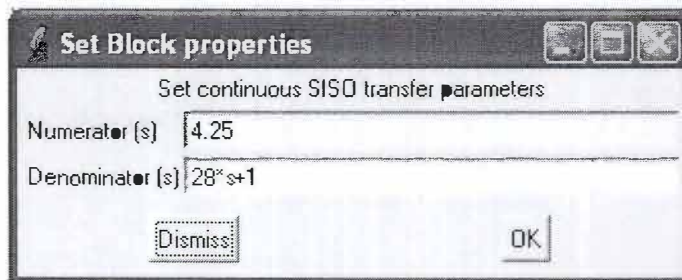


Figura 14. Ajuste de parámetros del sistema.

10. Ajuste los parámetros mostrados en la Figura 15 para el bloque de visualización.

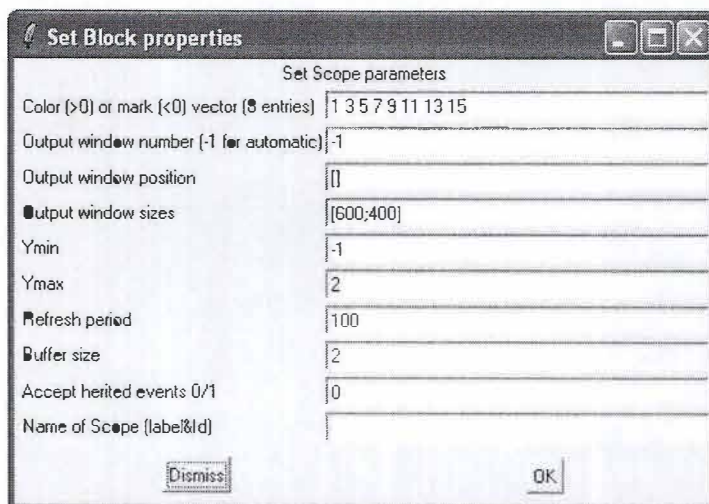


Figura 15. Ajuste de parámetros del sistema.

10. Configure la simulación dando clic en el item Setup del menú Simulate. Los parámetros de la ventana de configuración se muestran en la Figura 16.

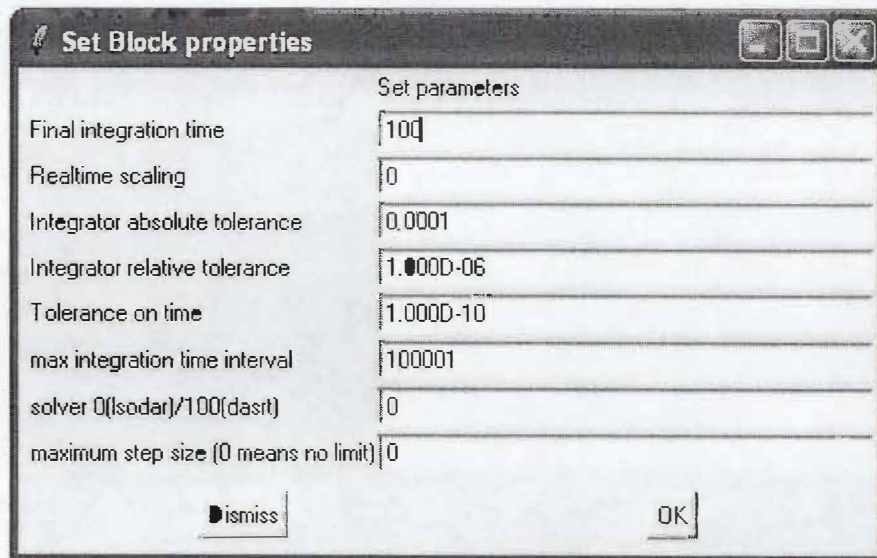


Figura 16. Ajuste de parámetros de la ventana de simulación.

11. Corra la simulación seleccionando del menú Simulate el item Run. Tal como se muestra en la Figura 17.

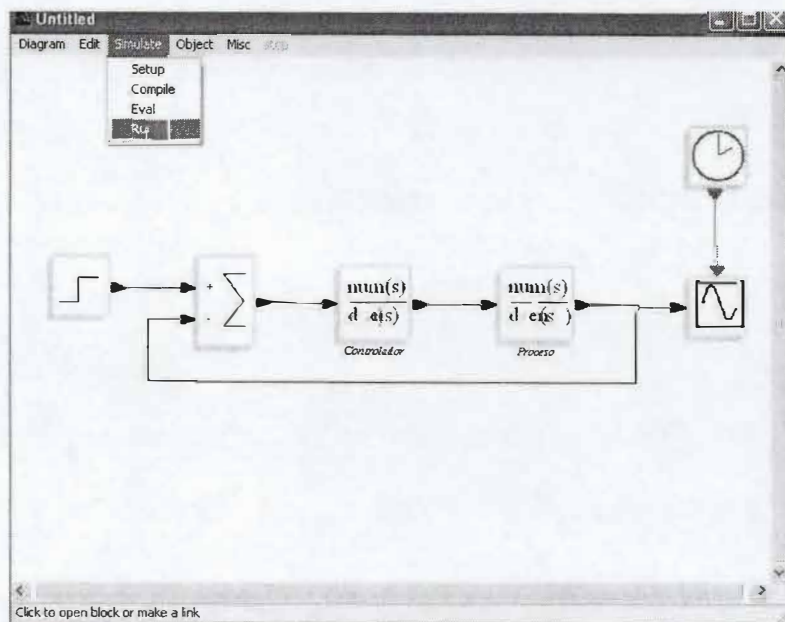


Figura 17. Ventana de simulación.

11. Observe y analice la grafica de la Figura 18 la cual corresponde a la simulación del lazo de control.

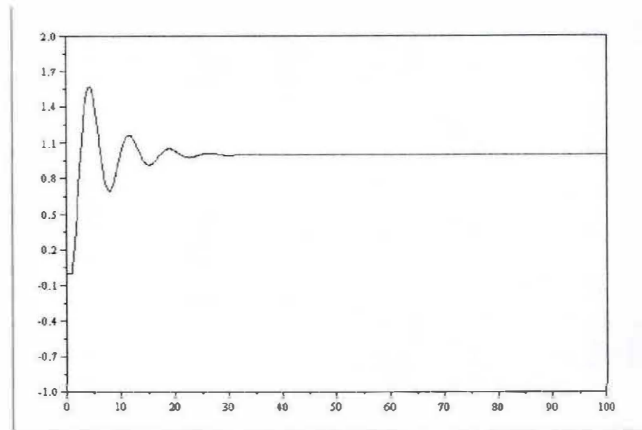


Figura 8. Respuesta temporal del sistema g_f ante una señal escalón.

Sistemas de Segundo Orden

A. Usando comandos de Scilab

Un sistema de segundo orden tiene una función de transferencia que, en forma general, se representa mediante la Ec. 3.

$$G(s) = \frac{k}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad \text{Ec.3}$$

1. Considere que la planta a analizar está representada mediante la FDT de la Ec. 4.

$$G(s) = \frac{0.875}{s^2 + 3.6s + 9.4} \quad \text{Ec.4}$$

2. Determine en lazo abierto y lazo cerrado los siguientes elementos:

- Polos y Ceros del sistema.
- Estabilidad del sistema.
- Respuesta en el Tiempo ante una entrada en escalón.

3. Considere un controlador PI, con $K_p = 1.36$ y $K_i = 3.5$

4. Cree la planta en Scilab por comandos de la siguiente manera

```
--> G=syslin('c',0.875/(s^2+3.6s+9.4));
```

5. Introduzca al Scilab la función de transferencia del controlador PI.

```
--> Gc = syslin('c',(1.36*s+3.5)/s)
```

6. Determine los polos en lazo abierto con el comando roots:

```
--> Polos = roots(denom(G));
```

```
--> polos =
```

```
- 1.8 + 2.4819347i
```

```
- 1.8 - 2.4819347i
```

7. Determine gráficamente la estabilidad del sistema mediante el uso del comando plzr().

```
--> Plzr(G)
```

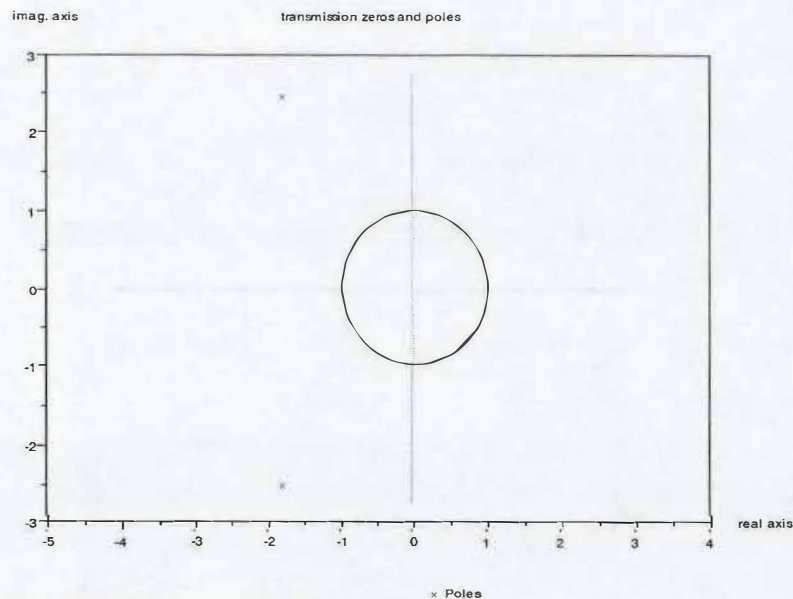


Figura 9. Plano s mostrando los polos y ceros del sistema definido en g.

Lo cual nos indica que el sistema es estable.

8. Determine la respuesta temporal del sistema en lazo abierto cuando se somete a una señal escalón, mediante el uso del comando `csim` y representela por medio del plot realizado a la variable “y” como se muestra en la Figura 8.

```
T = 0:0.1:10;
y = csim('step',T,g);
plot(T,y)
```

La respuesta ante un escalón unitario se muestra en la figura siguiente:

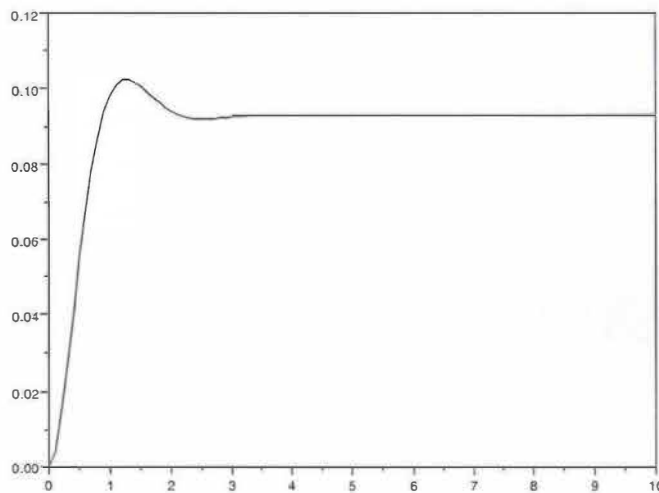


Figura 10. Respuesta temporal del sistema g ante una señal escalón.

La grafica muestra que el sistema presenta una buena respuesta pero con un error muy grande en estado estable.

9. Multiplique las funciones de transferencia del controlador y de la planta.

$$\rightarrow G_h = G_c * G$$

10. Cierre el lazo usando realimentación unitaria mediante el comando “/”.

$$\rightarrow G_f = G_h /. 1$$

$$G_f(s) = \frac{1.19s + 3.0625}{s^3 + 3.6s^2 + 10.59s + 3.0625}$$

11. Determine los polos y ceros del sistema mediante el uso del comando root así:

```
--> Polos = roots(denom(Gf));
--> Polos =
    - 0.3211143
    - 1.6394429 + 2.6171225i
    - 1.6394429 - 2.6171225i

--> Ceros = roots( numer(Gf) )
--> Ceros =
    - 2.5735294
```

Gráficamente quedan ubicados en:

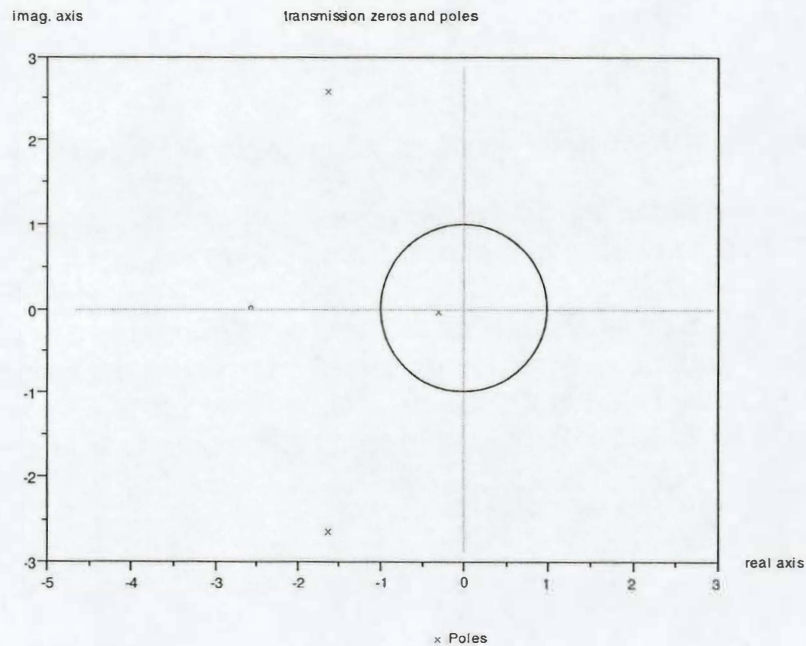


Figura 11. Plano s mostrando los polos y ceros del sistema definido en gf.

Lo cual indica que el sistema es estable.

12. Determine la respuesta temporal del sistema en lazo cerrado cuando se somete a una señal escalón, mediante el uso del comando csm y representela por medio del plot realizado a la variable "y" como se muestra en la Figura 12.

```
T = 0:0.1:10;
y = csim('step',T,gf);
plot(T,y)
```

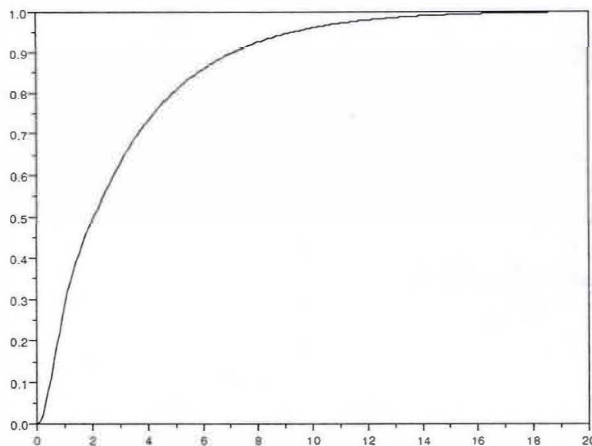


Figura 12. Respuesta temporal del sistema gf ante una señal escalón.

La curva no presenta sobre impulso pero el tiempo de estabilización ha aumentado, lo que nos indica que el sistema se puede mejorar mucho más.

Una nueva sintonía se realiza con $K_p = 2$ y $K_i = 13$ mediante Scicos() la cual nos permite cambiar parámetros mucho más fácil. La figura 13 muestra una curva mejorada en la que la característica más importante es que el error es cero y prácticamente el sistema se demora el mismo tiempo para la estabilización.

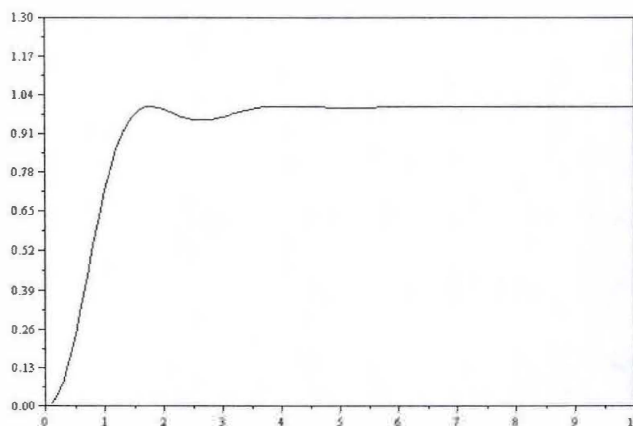


Figura 13. Respuesta temporal del sistema gf ante una señal escalón.

3 Variables y parámetros

3.1 Es necesario tipificar

En primer lugar debemos constatar la diversidad de sistemas con los que podemos tratar, y de la infinidad de tipos de *variables* y *parámetros* diferentes que se nos pueden presentar. Sistemas eléctricos, electrónicos, neumáticos, hidráulicos, mecánicos, químicos, térmicos, nucleares, etc. En ellos nos aparecerán *parámetros* tan dispares como inductancia, masa, volumen, constante elástica, calor específico, viscosidad, *conductividades* diversas, etc, y *variables* de toda índole, como tensión, intensidad, carga eléctrica, caudal, velocidad, aceleración, temperatura, pH, nivel, presión, concentración, opacidad, etc.

Dicho esencialmente, puesto que más abajo se desarrollan ampliamente estos conceptos, la diferencia entre *variables* y *parámetros* consiste en que las primeras son, como su nombre indica, magnitudes cambiantes con el tiempo, las cuales *determinan el estado del sistema*, mientras que los segundos permanecen constantes: podría decirse que los *parámetros reflejan las propiedades o características inherentes de los componentes*. De este modo, en las ecuaciones de equilibrio, las *variables* se muestran con la notación (t), mientras que los *parámetros* aparecen como constantes paramétricas (coeficientes). No obstante, es preciso aclarar que una determinada propiedad de un componente puede ser clasificada como variable o parámetro, según la función que realice en el sistema. Así, por ejemplo, si estamos controlando la densidad de una mezcla, tendremos que la densidad inicial y final del producto será considerada como una variable, mientras que la densidad del agente regulador puede ser considerada como un parámetro, por ser de valor constante.

Sin embargo, es posible sintetizar toda esta gama casi ilimitada de tipos de datos y tipificarla en unos pocos conceptos elementales, que nos permitirán efectuar analogías, similitudes o comparaciones entre diversos sistemas, *parámetros* y *variables*, y finalmente tipificar y estudiar el comportamiento de los sistemas de manera sencilla y generalizada.

Veremos que, básicamente, podemos tipificar las variables y los parámetros según un número muy limitado de tipos diferentes.

3.2 Variables

Las variables representan las magnitudes que determinan el estado de un componente, bloque o sistema. Su valor, normalmente cambiante con el tiempo, puede ser expresado por una función temporal. Distinguiremos tres tipos básicos:

- *Potencial o fuerza impulsora*

Son las “fuerzas” generadoras o impulsoras de todos los fenómenos. Las que generan el tipo de variable flujo, que se describe más abajo. En realidad, cuando se habla de potencial, se hace referencia a una diferencia de potenciales, puesto que todo potencial tiene que estar necesariamente referido a otro. Es por ello que utilizaremos indistintamente las dos expresiones.

Pertencen a este tipo de variables, entre otras, el potencial eléctrico o tensión, la presión, la temperatura y la fuerza física.

- *Flujo o corriente*

Estas variables son generadas, según se ha dicho, por las del tipo potencial. De alguna manera dan una idea de transporte, ya sea másico, energético o de algún tipo de característica o cualidad cuantificable (como concentración, densidad, temperatura o pH).

Pertencen a este tipo el caudal, la intensidad eléctrica, el flujo calórico, la velocidad de desplazamiento, la velocidad angular, etc.

- *Carga o cantidad*

Son consecuencia de la integración o acumulación en el tiempo, de las variables del tipo flujo.

Son de este tipo el volumen acumulado, el nivel, la carga eléctrica, la cantidad de calor, el desplazamiento, el ángulo de giro, etc.

El lector podrá percatarse de la existencia de conceptos derivados, tales como que el producto de un flujo por el potencial bajo el que opera, equivale a una potencia, y que el producto de una carga por el potencial al que está sometido, representa una energía.

Así, se podrían establecer otros tipos de variables tales como *potencia y energía*, pero en principio, las consideraremos como variables derivadas. En todo caso, siempre será posible tratarlas como de alguno de los tres tipos definidos, en función de las variables asociadas.

Sin embargo, una variable determinada puede pertenecer a categorías diferentes, según el contexto en que se encuentre. Así, por razones más bien históricas e intuitivas, se ha mencionado la tensión eléctrica dentro de la categoría de las de potencial, y la intensidad dentro de las de flujo. Pero, por ejemplo, si se dispone de una fuente de intensidad, esta variable puede manejarse como si fuera del tipo potencial, y las tensiones que genere en el circuito a la que esté conectada serán variables del tipo flujo. En Teoría de circuitos, esto entraría en el concepto denominado *dualidad*, y es debido a consideraciones de índole conceptual y matemático.

3.3 Parámetros

Los parámetros son magnitudes *constantes* que definen las características fundamentales, inherentes de los componentes más simples de un sistema. Para su tipificación estableceremos un criterio basado en el análisis de la relación causa-efecto entre las variables de entrada y salida del componente.

Un parámetro no es más que la expresión de la *transmitancia* de un componente básico o elemental, en función de determinadas variables de entrada y salida, por lo que se cumplirán las igualdades

$$g = \frac{y(t)}{x(t)} ; \quad y(t) = g x(t)$$

o en expresión laplaciana

$$G = \frac{Y(s)}{X(s)} ; \quad Y(s) = G X(s)$$

en donde

g, G = Parámetro (Transmitancia).

$x(t), X(s)$ = Variable de entrada.

$y(t), Y(s)$ = Variable de salida.

Sea más estricto escribir $g(t)$ y $G(s)$, pero como por el momento estamos suponiendo elementos simples, cuya transmitancia puede expresarse por una constante numérica, omitiremos esta notación.

Puesto que estamos considerando sistemas lineales (características invariables con el tiempo y con el estado del sistema), los parámetros se expresarán, por tanto, mediante valores constantes, los cuales representaremos, en general, con una letra mayúscula.

No siempre será posible efectuar, de forma sencilla, la relación indicada, utilizando funciones temporales, porque alguna de ellas, con componentes más complejos, podrá ser una ecuación diferencial o integral, pero siempre podrá realizarse utilizando transformadas laplacianas

En cierta medida, la propiedad que define un parámetro va tan fuertemente asociada al componente, que a veces puede ser confundida con él mismo. Así por ejemplo, encontramos que la expresión "capacidad" suele usarse en la práctica tanto para designar el componente físico "condensador", como para designar su característica eléctrica "capacitancia". Algo parecido sucede con "masa", que puede significar tanto el cuerpo físico, como la expresión de la característica o propiedad que le relaciona con la gravedad y con las fuerzas de inercia

Téngase en cuenta que habitualmente se tiende a identificar un componente como algo material y tangible, pero esto no siempre es así, sino que a veces se trata de algo abstracto, conceptual o virtual, pero que podemos manejar como un bloque dentro de un sistema. Lo importante es poder definir un modelo matemático que identifique sus características y comportamiento.

Pueden establecerse los siguientes tipos de parámetros:

- *Resistencia*, o su recíproco, la *conductancia*

Es la característica de aquellos componentes que poseen una relación proporcional entre la diferencia de potencial a la que se encuentran sometidos, y el flujo circulante. Son incapaces de almacenar carga alguna y, en todo caso, son disipadores de energía.

La expresión matemática de la *resistencia* será

$$R = \frac{p(t)}{\theta(t)}; \quad p(t) = R\theta(t)$$

donde

R = Resistencia.

$\theta(t)$ = Flujo considerado como variable de entrada.

$p(t)$ = Diferencia de potencial como variable de salida.

O bien, si se intercambian entre sí las variables de entrada y salida,

$$\theta(t) = \frac{1}{R} p(t)$$

en donde $1/R$ es la *conductancia* (recíproco de la resistencia).

Son de este tipo, entre otros, la resistencia eléctrica, la fricción viscosa, la conductancia calorífica, la resistencia que ofrece al paso de un fluido una restricción, etc.

La diferenciación entre los dos parámetros recíprocos *resistencia* y *conductancia* es conceptual, y debe basarse en que la primera se aplicaría a la propiedad de un componente pasivo, de determinar la diferencia de potencial generada como consecuencia de un flujo circulante impuesto, mientras que la segunda se aplicaría a la propiedad de determinar el flujo circulante, como consecuencia de una diferencia de potencial impuesta.

Nótese que en el caso de una resistencia eléctrica, por razones históricas, suele considerarse intuitivamente que la variable de entrada más "razonable" es la diferencia de potencial o tensión, la cual provoca como consecuencia (variable de salida) una intensidad de corriente, pero estrictamente hablando el parámetro implicado sería la conductancia. El parámetro resistencia debería aplicarse para determinar la tensión generada dada una intensidad.

■ *Capacidad*

Es la característica de aquellos componentes que muestran la propiedad de almacenar una carga, como consecuencia de la integración en el tiempo del flujo circulante. A su vez, esta carga almacenada se manifiesta como una diferencia de potencial. Una carga sometida a una diferencia de potencial implica una energía almacenada, la cual tiende a liberarse, reduciendo la carga y el potencial.

Las relaciones entre las variables citadas se expresan del siguiente modo:

$$C = \frac{q(t)}{p(t)}, \quad p(t) = \frac{1}{C} q(t)$$

pero como, según se dijo, la carga es la integral del flujo

$$q(t) = \int \theta dt$$

entonces

$$p(t) = \frac{1}{C} \int \theta dt$$

donde

C = Capacidad.

$q(t)$ = Carga (variable intermedia).

$\theta(t)$ = Flujo (variable de entrada).

$p(t)$ = Diferencia de potencial (variable de salida)

Son parámetros de este tipo, la capacidad (capacitancia) eléctrica, la capacidad volumétrica, la capacidad calorífica, etc.

■ *Inertancia*

Definca la propiedad de aquellos componentes que se caracterizan por presentar una inercia a los cambios de flujo. El potencial es proporcional a la velocidad de cambio del flujo circulante, por lo que éste se mantiene invariable siempre que no exista ningún potencial.

Estrictamente hablando, hay que partir de una variable intermedia, como sucedía con el parámetro capacidad, pero no tan obvia, a la que llamaremos *carga inercial* q , y que satisface

$$L = \frac{q(t)}{\theta(t)}, \quad \theta(t) = \frac{1}{L} q(t)$$

Pero esta carga es la integral del potencial

$$q(t) = \int p \, dt$$

luego

$$\theta(t) = \frac{1}{L} \int p \, dt$$

donde

L = Inertancia.

$q(t)$ = Carga inercial (variable intermedia).

$p(t)$ = Diferencia de potencial (variable de entrada).

$\theta(t)$ = Flujo (variable de salida).

Aunque suele preferirse presentar esta ecuación, y así lo haremos en general, bajo la forma

$$p(t) = L \frac{d\theta}{dt}$$

a efectos de mostrar claramente la dependencia entre el potencial y las variaciones de flujo.

Pertenece a este tipo, entre otras, la inductancia de una autoinducción eléctrica, o la propiedad inercial de una masa física.

Los parámetros *capacidad* e *inertancia*, son asimismo conceptualmente inversos, ya que, dependiendo de las variables que se consideren implicadas, pueden ser considerados de uno u otro tipo, de acuerdo con el principio de la *dualidad*. Así, hay que considerar, en rigor, que la variable independiente (entrada) de un parámetro del tipo capacidad es el flujo, el cual genera una diferencia de potencial como variable dependiente (salida). En contraposición, la variable independiente de un parámetro del tipo inertancia será la diferencia de potencial, la cual causará un flujo como variable dependiente. Sin embargo, es perfectamente admisible en una capacidad, considerar como variable de entrada un potencial, a lo que responderá con un flujo como variable de salida, oponiéndose a las variaciones del potencial de entrada; es decir, comportándose como un elemento del tipo inertancia. Podría hablarse del concepto dual equivalente en cuanto a un parámetro del tipo inertancia, el cual, según las variables que se consideren, muestra un comportamiento del tipo capacitivo (acumula energía).

Aclaremos al lector, a título de ejemplo, que la variable que hemos denominado *carga inercial* sería, para el caso de una autoinducción, el *flujo magnético* (Li), y para el caso de una masa sometida a una fuerza de empuje sería la *cantidad de movimiento* (Mv). Trate el lector de identificar las variables y ecuaciones vistas anteriormente, con las que corresponderían a estos dos ejemplos citados.

Es preciso también puntualizar el hecho de que algunos procesos físicos carecen del parámetro del tipo inercial. Este es el caso de los procesos térmicos, en los que cualquier inercia aparente (inercia térmica) se debe al calor acumulado en las capacidades, que es cedido progresivamente a través de las resistencias.

En la figura 3.1 se muestra la representación de los bloques *resistencia* y *conductancia*, ambos en versión eléctrica, así como las relaciones entre las variables tensión y corriente.

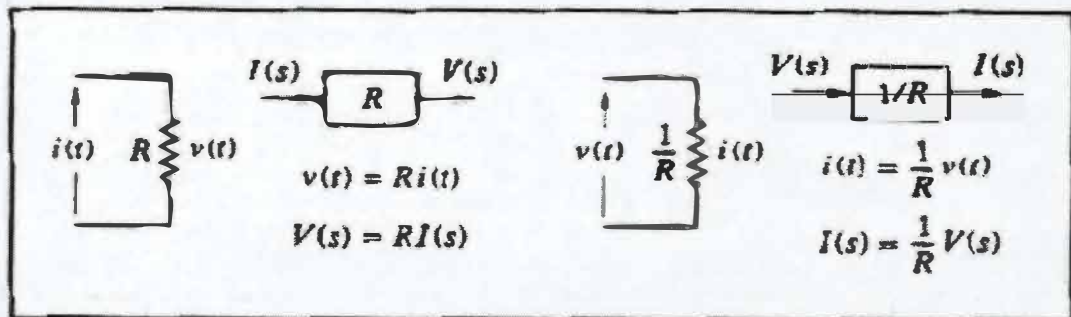


Fig. 3.1 Bloques resistencia y conductancia. Relación entre variables

La figura 3.2 representa el componente *capacidad* en la versión eléctrica, y sus correspondientes diagramas de bloques, así como las relaciones entre las variables tensión y corriente. Se ha detallado la variable intermedia *carga eléctrica* $Q(s)$, como resultado de la integración de la intensidad $I(s)$ en el bloque $[1/s]$, o como carga debida a un potencial $V(s)$ en un bloque $[C]$.

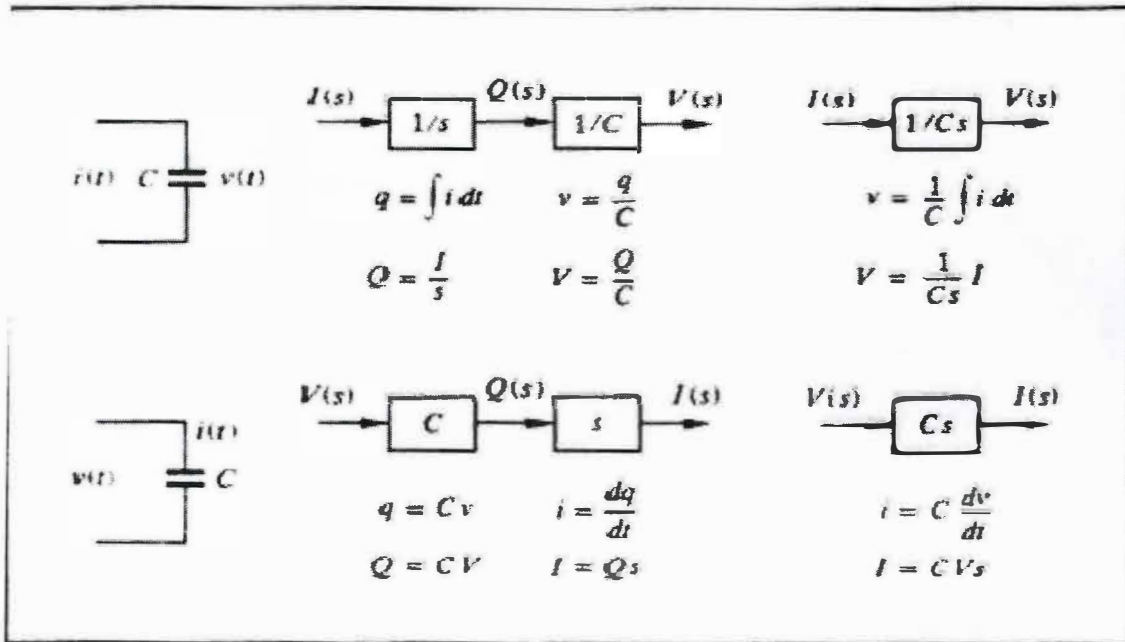


Fig 3.2 Diagrama de bloques de una capacidad. Relación entre variables

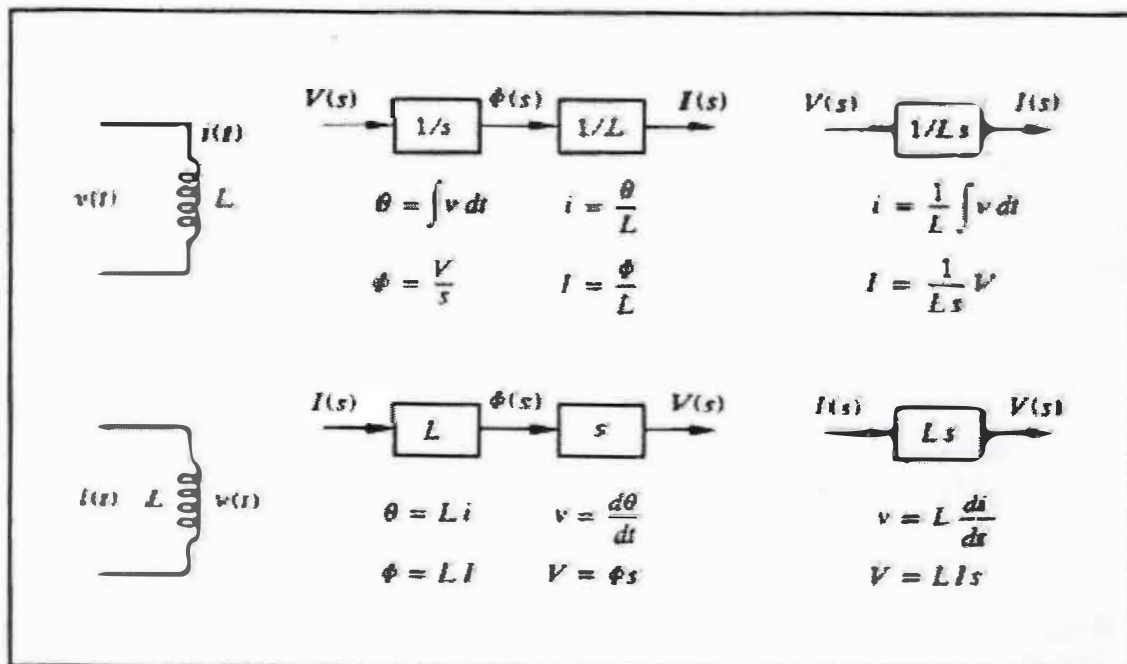


Fig 3.3 Diagrama de bloques de una inductancia. Relación entre variables

La figura 3.3 representa el componente *inertancia* en la versión eléctrica inductancia, y sus correspondientes diagramas de bloques, así como las relaciones entre las variables corriente y tensión. Se ha detallado la variable intermedia *flujo magnético* Φ (carga inercial), como integración de la diferencia de potencial $V(s)$, en un bloque $[1/s]$, o como efecto de la intensidad $I(s)$ en un bloque $[L]$.

El lector evitará la confusión que pueden causar los símbolos Φ y θ , utilizados para el flujo magnético de una autoinducción, y para el flujo en términos genéricos, cuando se describía el parámetro inertancia. En una resistencia eléctrica (resistor) el flujo correspondería a la intensidad de corriente. El flujo magnético de una autoinducción se corresponde con la carga inercial en la descripción genérica de inertancia.

3.4 Analogías

Dos componentes o sistemas serán *análogos* si están descritos por ecuaciones de equilibrio con la misma forma matemática; es decir, por expresiones idénticas en las que solamente cambian los nombres o símbolos de los parámetros y las variables.

Veamos unos ejemplos, agrupados según los cuatro tipos de parámetros, en donde se ha incluido la función temporal y su transformada.

Resistencia o conductancia		
Fricción viscosa	Resistor	Resorte
$v(t) = \frac{1}{B} f(t)$	$i(t) = \frac{1}{R} v(t)$	$d(t) = \frac{1}{K} f(t)$
$V(s) = \frac{1}{B} F(s)$	$I(s) = \frac{1}{R} V(s)$	$D(s) = \frac{1}{K} F(s)$
B = Coef. fricc. viscosa v, V = Velocidad f, F = Fuerza	R = Resistencia i, I = Intensidad v, V = Tensión	K = Constante elástica d, D = Desplazamiento f, F = Fuerza

Capacidad		
Nivel en tanque	Condensador	Autoinducción
$n(t) = \frac{1}{A} \int q dt$	$v(t) = \frac{1}{C} \int i dt$	$i(t) = \frac{1}{L} \int v dt$
$N(s) = \frac{1}{As} Q(s)$	$V(s) = \frac{1}{Cs} I(s)$	$I(s) = \frac{1}{Ls} V(s)$
A = Área del tanque n, N = Nivel q, Q = Caudal aporte neto	C = Capacidad v, V = Tensión i, I = Intensidad	L = Inductancia i, I = Intensidad v, V = Tensión

Inertancia		
Masa	Autoinducción	Condensador
$f(t) = M \frac{dv}{dt}$	$v(t) = L \frac{di}{dt}$	$i(t) = C \frac{dv}{dt}$
$F(s) = MsV(s)$	$V(s) = LsI(s)$	$I(s) = CsV(s)$
$M = \text{Masa}$ $f, F = \text{Fuerza}$ $v, V = \text{Velocidad}$	$L = \text{Inductancia}$ $v, V = \text{Tensión}$ $i, I = \text{Intensidad}$	$C = \text{Inductancia}$ $i, I = \text{Intensidad}$ $v, V = \text{Tensión}$

No debería sorprender hallar incluido en el grupo de parámetros del tipo capacidad una autoinducción, o que en el tipo inertancia se encuentre un condensador. Es la función matemática la que clasifica el componente, porque ésta define su comportamiento, que es justamente lo que se está tipificando. Obsérvese que un mismo componente responde según una ecuación de diferente forma, dependiendo de qué variables se consideren como de entrada y salida.

Veamos como los elementos *ficción viscosa, resorte, masa, autoinducción y condensador* pueden pertenecer a cada uno de los cuatro tipos de parámetros, sin más que asignar diferentes variables de entrada y salida.

ELEMENTO					
Parámetro	Fricc. visc.	Resorte	Masa	Autoinduc.	Condensador
Resistencia	$v = \frac{1}{B} f$	$x = \frac{1}{K} f$	$a = \frac{1}{M} f$	$i = \frac{1}{L} \Phi$	$v = \frac{1}{C} q$
Conductanc.	$f = Bv$	$f = Kx$	$f = Ma$	$\Phi = Li$	$q = Cv$
Capacidad	$x = \frac{1}{B} \int f dt$	$f = K \int v dt$	$v = \frac{1}{M} \int f dt$	$i = \frac{1}{L} \int v dt$	$v = \frac{1}{C} \int i dt$
Inertancia	$f = B \frac{dx}{dt}$	$v = \frac{1}{K} \frac{df}{dt}$	$f = M \frac{dv}{dt}$	$v = L \frac{di}{dt}$	$i = C \frac{dv}{dt}$
Parámetro:	$B = \text{Coef. fricc.}$	$K = \text{Const. elást.}$	$M = \text{Masa}$	$L = \text{Inductancia}$	$C = \text{Capacidad}$
Variables:	$v = \text{Velocidad}$ $f = \text{Fuerza}$ $x = \text{Recorrido}$	$x = \text{Recorrido}$ $f = \text{Fuerza}$ $v = \text{Velocidad}$	$a = \text{Aceleración}$ $f = \text{Fuerza}$ $v = \text{Velocidad}$	$i = \text{Intensidad}$ $\Phi = \text{Flujo magn.}$ $v = \text{Tensión}$	$v = \text{Tensión}$ $q = \text{Carga}$ $i = \text{Intensidad}$

Así pues, llamando x a la entrada del componente o bloque, e y a la salida del mismo, tendremos, para resumir, la siguiente tabla de expresiones para cada tipo de componente, en la que se han omitido las notaciones (t) y (s) .

Una recomendación útil es escribir cerca de cada flecha las unidades de la variable de proceso o señal de control a la que representa la flecha; si se hace esto, entonces es bastante simple reconocer las unidades de la ganancia en un bloque, las cuales son las unidades de la flecha de salida sobre las unidades de la flecha de entrada. Con este procedimiento también se evita la sumatoria algebraica de flechas con diferentes unidades.

Como se mencionó al principio de esta sección, los diagramas de bloques son una herramienta muy útil en el control de proceso; se aprenderá y practicará más acerca de la lógica y el trazado de los mismos conforme se avance en el estudio de la dinámica y control de proceso. En los capítulos 6, 7 y 8 se utilizan mucho los diagramas de bloques como auxiliares para el análisis y diseño de los sistemas de control.

3-4. TIEMPO MUERTO

Considérese el proceso que se muestra en la figura 3-16, que es esencialmente el mismo de la figura 3-1, la diferencia consiste en que, en este caso, lo que interesa es conocer cómo responde $T_1(t)$ a los cambios en la temperatura de entrada y ambiente.

Se hacen las siguientes suposiciones acerca del conducto de salida entre el tanque y el punto 1: Primera, el conducto está bien aislado; segunda, el flujo del líquido a través del conducto es altamente turbulento (flujo de acoplamiento), de tal manera que básicamente no hay mezcla de retorno en el líquido.

Bajo estas suposiciones, la respuesta de $T_1(t)$ a los disturbios $T_i(t)$ será la misma que $T(t)$, con la excepción de que tiene un retardo de cierto intervalo de tiempo, es decir, existe un lapso finito entre la respuesta de $T(t)$ y la respuesta de $T_1(t)$, lo cual se ilustra gráficamente en la figura 3-17, para un cambio en escalón de la temperatura de entrada $T_i(t)$. El intervalo entre el momento en que el disturbio entra el proceso y el tiempo en que la temperatura $T_1(t)$ empieza a responder se conoce como *tiempo muerto*, retardo de tiempo o retardo de transporte y se representa mediante el término t_0 .

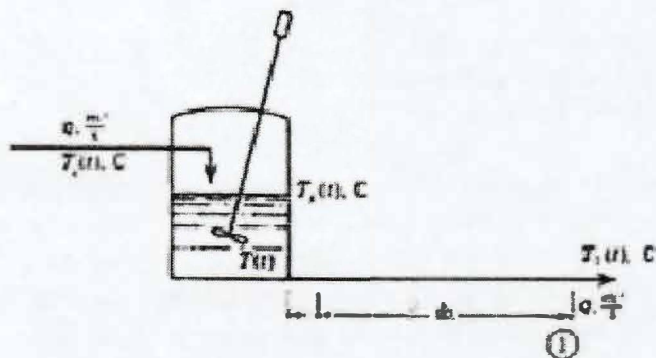


Figura 3-16. Proceso térmico.

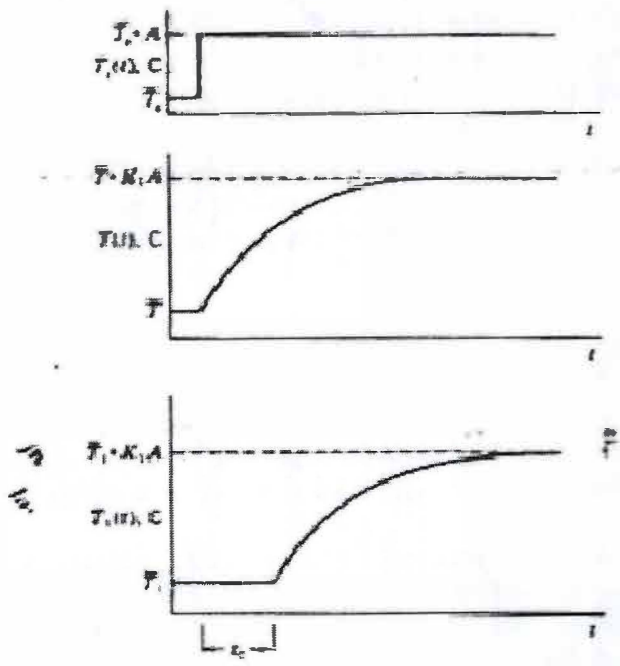


Figura 3-17. Respuesta del proceso térmico a un cambio escalón en la temperatura de entrada.

En este ejemplo en particular, el tiempo muerto puede calcularse de la siguiente manera:

$$t_0 = \frac{\text{distancia}}{\text{velocidad}} = \frac{L}{q/A_p} = \frac{A_p L}{q} \tag{3-49}$$

donde:

- t_0 = tiempo muerto, segundos
- A_p = área transversal del conducto, m^2
- L = longitud del conducto, m

El tiempo muerto es parte integral del proceso y, consecuentemente, se debe tomar en cuenta en las funciones de transferencia que relacionan $T_1(t)$ con $T_i(t)$ y $T_j(t)$. La ecuación (2-9) expresa que la transformada de Laplace de una función con retardo es igual al producto de la transformada de Laplace de la función, sin retardo, por el término e^{-ts} . El término e^{-ts} es la transformada de Laplace del puro tiempo muerto y, por tanto, si lo que interesa es la respuesta de $T_1(t)$ a los cambios en $T_i(t)$ y $T_j(t)$, se deben multiplicar las funciones de transferencia, ecuaciones (3-24) y (3-25), por e^{-ts} o

$$\frac{T_1(s)}{T_i(s)} = \frac{K_1 e^{-ts}}{ts + 1} \tag{3-50}$$

y

$$\frac{T_1(s)}{T_2(s)} = \frac{K_2 e^{-\tau s}}{\tau s + 1} \quad (3-51)$$

En este ejemplo se desarrolla el tiempo muerto a causa del tiempo que toma que el líquido se mueva desde la salida del tanque hasta el punto 1. Sin embargo, en la mayoría de los procesos el tiempo muerto no se define tan fácilmente, generalmente es inherente y se distribuye a lo largo del proceso, es decir, en el tanque, el reactor, la columna, etc.; en tales casos, el valor numérico no se evalúa tan fácilmente como en el presente ejemplo, sino que se requiere un modelo muy detallado o una evaluación empírica. En el capítulo 6 se ilustra la manera de efectuar la evaluación empírica.

En este punto se debe reconocer que el tiempo muerto es otro parámetro que ayuda en la definición de la personalidad del proceso. En la ecuación (3-49) se aprecia que t_0 depende de algunas propiedades físicas y características operativas del proceso, como son K y τ . Si cambia cualquier condición del proceso, esa variación se puede reflejar en un cambio de t_0 .

Antes de concluir esta sección es necesario mencionar que la presencia de una cantidad significativa de tiempo muerto en un proceso, es la peor cosa que le puede ocurrir a un sistema de control; como se verá en los capítulos 6 y 7, el tiempo muerto afecta severamente el funcionamiento de un sistema de control.

3-5. NIVEL EN UN PROCESO

Considérese el proceso que se muestra en la figura 3-18, en éste se tiene interés en conocer cómo responde el nivel, $h(t)$, del líquido en el tanque a los cambios en el flujo de entrada, $q_1(t)$, y a los cambios en la apertura de la válvula de salida, $vp(t)$.

Como se verá en el capítulo 5, el flujo de líquido a través de una válvula está dado por

$$q(t) = C_1(vp(t)) \sqrt{\frac{\Delta P(t)}{G}}$$

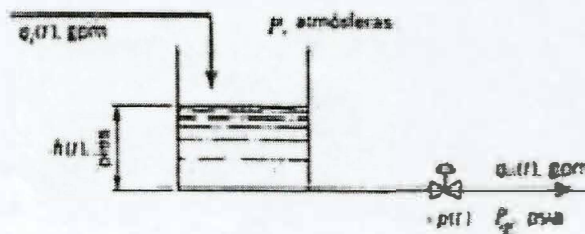


Figura 3-18. Nivel del proceso.

Controladores Basados en Estrategias PID

LEICI, Facultad de Ingeniería, UNLP.

**Eugenio Tacconi,
Ricardo Mantz,
Jorge Solsona,
Pablo Puleston**

Versión electrónica editada por : Tania Salazar y Ana Roquez.

Año 2005

CONTROLADORES PID. GENERALIDADES.....	3
VERSIÓN ANALÓGICA.....	3
1.1 INTRODUCCIÓN:	3
1.2 COMPENSADORES PID	4
1.2.a Diagrama del Lugar de Raíces del controlador PID	6
1.2.b Ajuste de los parámetros de un Controlador PID	6
1.3.-RESET-WINDUP	14
1.4.-BUMPLESS.....	17
ESTRUCTURAS PID.....	18
2.1 INTRODUCCIÓN	18
2.2 MODIFICACIÓN DE LA ESTRUCTURA PID	19
2.3 SINTONÍA DEL CONTROLADOR PID DE ESTRUCTURA MODIFICADA	23
CONTROLADORES PID DIGITALES.....	28
3.1 INTRODUCCIÓN	28
3.2 APROXIMACIONES NUMÉRICAS	29
3.3 ALGORITMO PID DIGITAL	34
3.4 EFECTO DESESTABILIZADOR DEL PERÍODO DE MUESTREO	35
3.4.1. Otros efectos a tener en cuenta para seleccionar T	38
3.5 ALGORITMOS ANTI RESET-WINDUP.....	39
CONTROLADORES PID ADAPTABLES.....	41
4.1 INTRODUCCIÓN	41
a) Ganancia tabulada	41
b) Modelo de referencia	42
c) Regulador “self tuning”	43
4.2 ALGUNOS CONTROLADORES INDUSTRIALES ADAPTABLES	43
APÉNDICE A	48
APÉNDICE B.....	50
BIBLIOGRAFÍA	53

1.1 Introducción:

Las estrategias de control PID se incorporan en el ambiente industrial en el primer cuarto de este siglo, con un esquema de ajuste puramente empírico. En la actualidad, y pese al sorprendente desarrollo de la teoría de control y del soporte tecnológico necesario para su implementación, el controlador de estructura PID se emplea casi con exclusividad en el ambiente industrial de todo el mundo, en particular para controlar procesos térmicos y químicos.

La asimilación de los controladores PID en el ámbito industrial a llegado a un grado tal que permite observar el siguiente hecho en apariencia contradictorio: por una parte los usuarios se resisten a todo reemplazo del controlador PID por controladores que presenten una estructura diferente (por más simple y robusta que esta sea), y por otro lado se aceptan controladores adaptables sofisticados si estos vienen bajo una empaquetadura PID.

Probablemente es debido a esta razón que en los últimos años varios grupos que se encuentran en la vanguardia de la investigación han invertido un considerable esfuerzo en el desarrollo de nuevos algoritmos de control basados en estructuras PID.

El controlador PID surge como consecuencia de la combinación de tres acciones básicas de control -acción proporcional, integral y derivativa- cuyos efectos ya eran conocidos a principios de siglo. A los fines de recordar los efectos de estas tres acciones considérese el esquema de control indicado en la figura 1.1.

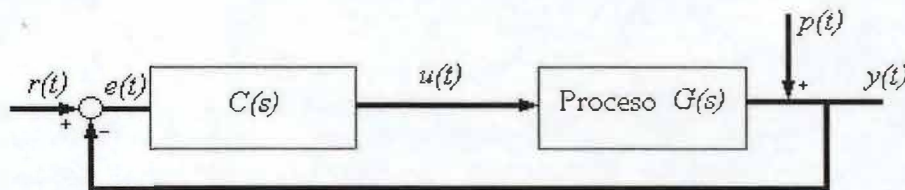


Figura 1.1: Esquema básico de un Sistema de Control

Donde $G(s)$ representa el proceso cuya variable de salida $y(t)$ se desea controlar y $r(t)$ es la señal de referencia, o "set-point", y $p(t)$ representa posibles perturbaciones que en principio supondremos en forma de escalón.

Si la acción del controlador es puramente integral, es decir:

$$u(t) = K_1 \int_0^t e(t) dt \quad \text{con } K_1 \text{ cte.} \quad (1.1)$$

y si además se asegura la estabilidad del sistema realimentado, entonces la variable de salida $y(t)$ puede ser controlada en estado estacionario sin error aún en la presencia de $p(t)$ (suponiendo ésta continua). Efectivamente, en estado estacionario $u(t)$ es constante, condición que sólo se verifica para error nulo (ecuación 1.1).

Como inconveniente fundamental la acción integral pura presenta un efecto desestabilizador importante debido al retraso de fase de 90° que posee su función de transferencia.

Este efecto desestabilizador puede ser reducido si a la acción integral del controlador se le adiciona una acción proporcional, es decir que la acción de control $u(t)$ responde a la siguiente ecuación:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad \text{con } K_i, K_p \text{ cte.} \quad (1.2)$$

La figura 1.2 indica este caso. La acción proporcional tiende a reducir la inestabilidad producida por la acción integral, ya que presenta un camino directo en el lazo (sin retraso de fase propio) entre la señal de error y la acción de control. En otras palabras, la acción proporcional (P) adicionada a la integral (I), da lugar a un cero en la transferencia del controlador (PI) cuyo efecto es el de neutralizar la desestabilización que produce el polo en el origen introducido por la acción integral.

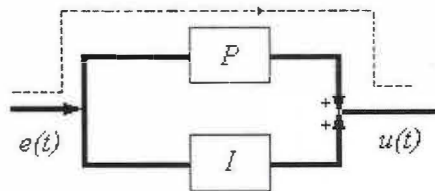


Figura 1.2: Controlador PI

Si ante una perturbación o cambio del set-point, la dinámica con que el sistema alcanza el nuevo estado estacionario no es el adecuado, puede incluirse una tercer acción correctora (acción derivativa D) que en cierta manera se anticipa al error futuro. Concretamente la idea es incluir una acción que haga que la señal de control se incremente con la pendiente del error más que con su valor actual. Este efecto, de adelanto en el tiempo, de la acción correctora se traduce en un incremento de la estabilidad relativa del sistema. Adicionada la acción (D), la acción de control $u(t)$ resulta:

$$u(t) = u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad \text{con } K_i, K_p \text{ cte.} \quad (1.3)$$

Desde el punto de vista de la respuesta en frecuencia la acción D pura corresponde a un cero de transferencia a frecuencia cero. Posteriormente se verá que cuando la acción D es combinada con acciones I, P o PI, este cero se desplaza del origen. La presencia de este cero adicional en la transferencia del controlador explica (desde el punto de vista frecuencial) el efecto estabilizador adicional de la acción D.

1.2 Compensadores PID

Como ya ha sido comentado, el controlador PID ideal, genera una señal de comando $u(t)$ compuesta por tres términos aditivos que, como su nombre lo indica son proporcionales a la señal de error, a su integral y a su derivada. La Ec. 1.3 suele escribirse de la siguiente forma:

$$u(t) = K_p e(t) + \int_{T_i, 0}^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1.4)$$

Donde las constantes K_p , T_i y T_d son conocidas normalmente con los nombres de ganancia proporcional, tiempo integral y tiempo derivativo respectivamente. En el ambiente industrial, la ganancia de la acción proporcional suele ser expresada a través de la llamada "Banda proporcional" $BP = 100/K_p$.

Luego la función de transferencia del controlador PID resulta:

$$PID(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p e(t) + \frac{1}{T_i s} + T_d s \quad (1.5)$$

$$PID(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_p (1 + T_i s + T_i T_d s^2)}{T_i s} \quad (1.6)$$

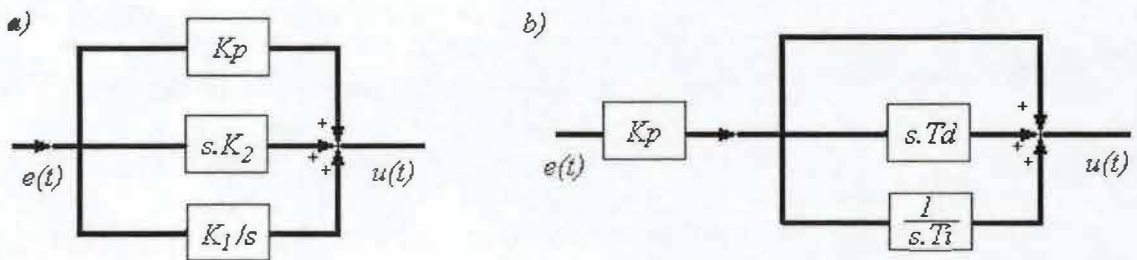


Figura 1.3: Controlador PID. a) según la Ec. 1.3. b) según la Ec. 1.4)

Si $T_d = 0$ o $T_d = \infty$, los controladores que resultan pueden vincularse conceptualmente a otros muy conocidos. Efectivamente, si se anula el valor de T_d , el compensador se transforma en un compensador PI cuya función de transferencia vale:

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = K_p \frac{(1/T_i + s)}{s} \quad (1.7)$$

La expresión 1.7 muestra que un compensador PI puede ser interpretado como un compensador por atraso de fase con el polo ubicado en el origen y el cero en $1/T_i$.

Si en cambio, se hace tender a infinito el valor de T_i , el compensador PID (ideal) se transforma en un compensador PD (ideal) cuya función vale:

$$G_c(s) = K_p (1 + T_d s) \quad (1.8)$$

Tal compensador posee un cero en el semiplano izquierdo a la pulsación angular $1/T_d$, que desplaza hacia la izquierda el diagrama de locación de raíces del sistema de lazo cerrado ejerciendo una acción estabilizadora. Si $T_i \gg T_d$ puede verificarse que el compensador PID resultante posee un polo y dos ceros reales. En tales condiciones el compensador puede ser interpretado como un compensador por adelanto y atraso de fase, en el cual el polo de baja frecuencia se ha desplazado al origen y el de alta frecuencia al infinito.

Es necesario destacar que la función de transferencia ideal de un PID (Ec. 1.6), no es sintetizable por poseer mayor número de ceros que de polos. Sin embargo es en general posible sintetizar una función de transferencia que se aproxime al ideal en la banda de frecuencias de interés.

1.2.a Diagrama del Lugar de Raíces del controlador PID

Para comprender mejor el funcionamiento del controlador PID, resulta útil analizar como varían los ceros de la función de transferencia del controlador, en función de los coeficientes T_i y T_d .

Las raíces del numerador están dadas por:

$$C_1, C_2 = -\frac{1}{2T_d} \pm \frac{\sqrt{T_i^2 - 4T_iT_d}}{2T_iT_d} \tag{1.9}$$

Si T_d es tomado como parámetro, los ceros resultan reales para

$$T_i \geq 4T_d \tag{1.10}$$

Y, si a su vez, T_i tiende a valores muy grandes, los ceros C_1 y C_2 tienden a:

$$\begin{aligned} C_1 &\rightarrow 0 \\ C_2 &\rightarrow -1/T_d \end{aligned} \tag{1.11}$$

La figura 1.4 muestra el movimiento de los ceros en función de T_i , tomando a T_d como parámetro.

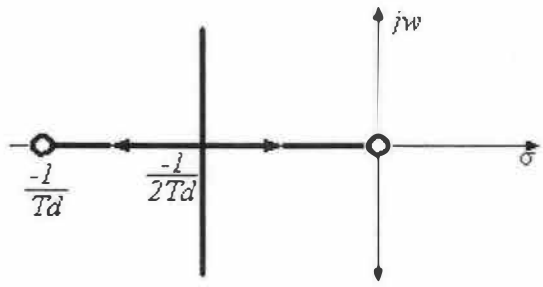


Fig. 1.4: Diagrama del Lugar de Raíces de un controlador PID en función de T_i con T_d como parámetro.

En dicha figura se observa lo ya comentado, si se verifica la desigualdad 1.10, el diagrama cero polar del controlador PID se aproxima al de un compensador combinado por adelanto y atraso de fase (ideal).

1.2.b Ajuste de los parámetros de un Controlador PID

Para la selección de los tres parámetros del controlador PID (K_p , T_i y T_d) puede procederse de muy diferentes formas dependiendo fundamentalmente del proceso a controlar y de la información disponible a priori. Básicamente se dispone de uno de los siguientes métodos y también de la combinación entre ellos:

1. Métodos iterativos de ajuste y error.

2. Métodos directos:
 - a. Por optimización
 - b. Margen de fase
 - c. Asignación de polos y ceros

1. Métodos Iterativos de Ajuste y error

Los métodos iterativos de ajuste y error son, en general, de aplicación en aquellos casos en que el conocimiento a priori del sistema a controlar es pobre. Consisten, básicamente en el ajuste iterativo de los parámetros del controlador a partir de la observación de la respuesta temporal del sistema realimentado, y del conocimiento (o experiencia) del operador en referencia a las tendencias de las variables controladas en función de los parámetros de ajuste.

Como se ha comentado, en párrafos anteriores, bajo ciertas condiciones el controlador PID tiene un comportamiento similar al de un compensador combinado por atraso y adelanto, siendo posible definir tendencias para la sintonía de los parámetros del controlador PID por el método de ajuste y error.

En la figura 1.4 puede observarse el diagrama cero polar del PID para un determinado T_d , en función de T_i . Observándose que si T_i es grande (y a su vez, $T_i > 4T_d$) uno de los ceros del controlador se aproxima al polo en el origen conformando un par polo-cero en baja frecuencia cuyo efecto sobre el comportamiento en lazo cerrado del sistema puede ser interpretado como el efecto que produciría un compensador por atraso de fase.

Por otra parte, para T_i grande y a su vez suficientemente mayor que cuatro T_d el otro cero tiende a $-1/T_d$. Este cero puede ser ubicado, variando T_d , de modo tal de aportar fase positiva en las proximidades de la frecuencia correspondiente al margen de fase, lo cual redundaría en un incremento del grado de estabilidad del sistema a lazo cerrado. Este efecto puede interpretarse como el que produciría un compensador por adelanto de fase en el cual el polo (del par cero-polo) se ha desplazado al infinito.

Por consiguiente, si T_i es grande y a su vez mayor que cuatro veces T_d se dispone, variando T_d , de un ajuste prácticamente independiente para la respuesta transitoria del sistema a lazo cerrado.

Por otra parte, la ganancia K_p tiene efecto tanto sobre la respuesta transitoria, ya que al variar K_p se modifica la frecuencia del margen de fase, como sobre el error de estado estacionario que es inversamente proporcional a la misma.

2. Métodos Iterativos de Ajuste y error

2 a) Métodos de optimización

En los últimos años los problemas de control óptimo han recibido gran atención debido a la creciente demanda de sistemas de alto grado de desempeño (performance).

El concepto de optimización de sistemas de control abarca dos etapas, una de selección de índices de performance y otra de diseño en base a la minimización o maximización de dichos índices.

Al resolver problemas de sistemas de control óptimo, se tiene por objetivo hallar un procedimiento para determinar la acción de control sujeta a restricciones que disminuyen en alguna medida el comportamiento ideal. Tal medida habitualmente está dada por un criterio de optimización de un índice de performance. Es índice es una función cuyo valor indica hasta qué punto el funcionamiento efectivo del sistema se acerca al funcionamiento deseado.

El sistema que lleva al mínimo (o máximo) el índice de performance elegido es, por definición, óptimo. Es evidente que el índice de performance en realidad, determina la configuración del sistema. Es importante puntualizar que, en general, un sistema de control óptimo bajo un determinado índice de performance no es óptimo bajo otros índices de performance.

Debe comprenderse que un sistema de control óptimo obtenido matemáticamente, en la mayor parte de los casos prácticos, debe dar el extremo límite de rendimiento bajo el índice de performance elegido y es más un elemento de control que un objetivo práctico alcanzable. Por tanto, antes de decidir el construir un sistema de control óptimo u otro algo inferior (subóptimo) aunque más simple, hay que evaluar cuidadosamente cual es la mejora que se obtendría en el funcionamiento del primero respecto al funcionamiento del segundo. A menos que esté plenamente justificado, no es aconsejable construir sistemas de control óptimo extremadamente complicados.

Una vez encontrada la máxima limitación de funcionamiento utilizando la teoría de control óptimo, hay que realizar esfuerzos para proyectar un sistema simple que se aproxime al óptimo. Teniendo esto presente, se construye un prototipo físico del sistema, se lo prueba y modifica hasta obtener un sistema satisfactorio con características de comportamiento cercanas a las del sistema óptimo de control [28].

El planteo general de la optimización de un sistema realimentado de control, da por solución la ley de control óptima, es decir, la estructura y parámetros del controlador. Si se establece de antemano una estructura para el controlador (por ejemplo una estructura PID), el problema de optimización se reduce a encontrar los valores de los parámetros del controlador que minimizan (o maximizan) un determinado índice de performance.

Debido a la popularidad de los controladores PID se han publicado muchos métodos para calcular sus parámetros (K_p , T_i y T_d) en base a optimizar distintos índices de performance. Justamente, uno de los métodos más conocidos para el diseño de controladores PID, el de Ziegler y Nichols, fue deducido en base a criterios de optimización.

Método de Ziegler y Nichols

Este método basado en ideas de optimización de un índice de performance para sistemas particulares y luego generalizado empíricamente, es probablemente, el de más amplia divulgación.

Ziegler y Nichols, [34] plantearon dos conjuntos de reglas. El primero de ellos es de aplicación a procesos cuya respuesta temporal al escalón tiene forma de "S" (figura 1.5) Si el proceso a controlar tiene una respuesta al escalón como la indicada, se calcula la pendiente R en el punto de inflexión y la intersección de una recta con esa pendiente y el eje temporal determina el retardo equivalente L .

Los parámetros R y L permiten definir la constante de tiempo y el retardo de un sistema equivalente de primer orden con retardo.

Determinación de las constantes R y L

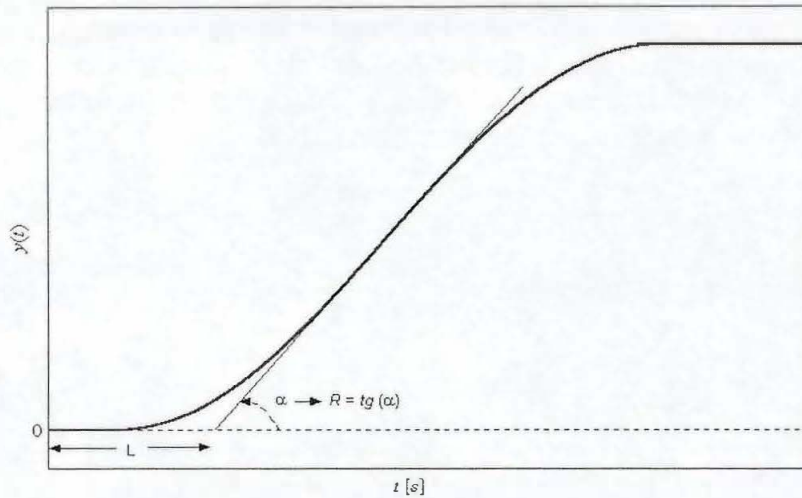


Fig. 1.5: Determinación de las constantes R y L.

A partir de los parámetros R y L , Ziegler y Nichols recomiendan la utilización de los siguientes valores para diseñar al controlador PID.

$$\begin{aligned}
 K_p &= 1,2 / (R.L) \\
 T_i &= 2L \\
 T_d &= 0,5L
 \end{aligned}
 \tag{1.12}$$

El segundo conjunto de reglas conocido como "de ciclo límite" se basa en la información obtenida a partir de condiciones límites de estabilidad del proceso en lazo cerrado empleando un controlador proporcional puro. Si denominamos K_c la ganancia crítica que lleva al sistema (proporcional puro) al borde de la inestabilidad y P_c al período de la oscilación para dicha condición, Ziegler y Nichols recomiendan los siguientes valores empíricos para el controlador PID:

$$\begin{aligned}
 K_p &= 0,6 K_c \\
 T_i &= 0,5 P_c \\
 T_d &= 0,125 P_c
 \end{aligned}
 \tag{1.13}$$

Es interesante, observar la relación T_i/T_d con respecto a los comentarios realizados en las secciones precedentes.

Si bien ambos métodos de Ziegler y Nichols tienen una componente empírica, originalmente se basaron en la minimización del siguiente índice de performance:

$$J = \int_0^{\infty} |e(t)| dt
 \tag{1.14}$$

cuando sistemas particulares (altamente integradores) eran sometidos a perturbaciones.

Fue observado por Ziegler y Nichols que la mayoría de las respuestas óptimas, presentaban un modo de oscilación cercano al denominado de respuesta "un cuarto"

(quarter decay), donde la amplitud de la segunda sobreelongación de la respuesta al escalón disminuye a la cuarta parte de la amplitud de la primera (figura 1.6). Este tipo de respuesta, en apariencia muy subamortiguado fue considerado como un buen compromiso entre velocidad de respuesta y adecuada estabilidad, para sistemas sometidos a perturbaciones.

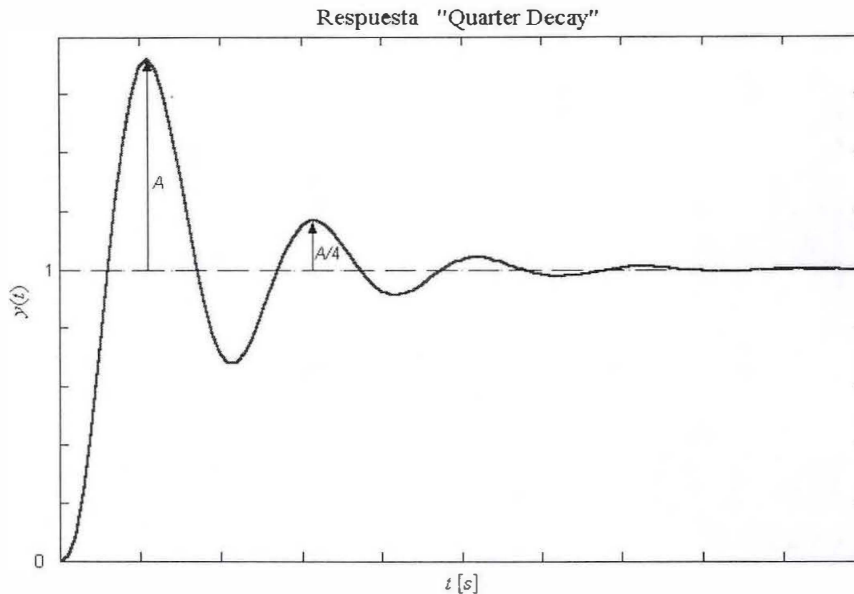


Fig. 1.6: Respuesta "quarter decay"

La aplicación indiscriminada de las reglas de Ziegler y Nichols da lugar a que, en determinadas ocasiones, se olviden las premisas utilizadas para su deducción y se las consideren, en forma apresurada, como incorrectas.

Si la respuesta temporal que resulta de aplicar las reglas de Ziegler y Nichols resulta excesivamente subamortiguada para los requerimientos de un sistema en particular es necesario recurrir a otros métodos, por ejemplo alguno que procure minimizar otro índice de performance.

Debe tenerse presente que un conjunto de reglas es óptimo para un conjunto de suposiciones, una de ellas en particular, es la estructura del proceso. Si esto último no es tenido en cuenta pueden presentarse situaciones en apariencia contradictorias, como por ejemplo, que un método como el de Jackson [17] que se basa en la minimización del error medio cuadrático, aplicado a algún caso particular pueda presentar menor índice de performance J (Ec. 1.14) que el método de Ziegler y Nichols que "debería" minimizar dicho índice.

Ejemplo:

Se desea compensar utilizando un controlador PID, y aplicando el método de Ziegler y Nichols, una planta analógica cuya función de transferencia esta dada por:

$$G(s) = \frac{1}{(s + 0,5)(s + 1)(s + 10)} \quad (1.15)$$

Se utilizará el método del ciclo límite o segundo método de Ziegler y Nichols.

Para aplicar el método se deben determinar en primer lugar la ganancia crítica K_c y el período de la oscilación P_c (u $\omega_c=2\pi/P_c$). Como en este caso particular la función de transferencia de la planta es conocida, los parámetros anteriores pueden ser determinados analítica o gráficamente empleando alguno de los métodos de la teoría del control clásico (Método del lugar de las raíces, método de Bode, método de Nyquist, etc.) [32].

Aplicando alguno de dichos métodos a la planta analógica dada se obtienen los siguientes valores:

$$K_c = 180 ; P_c = 1,56 \text{ seg.}$$

Si, una vez determinados los valores de K_c y P_c , se utiliza el método del ciclo límite, se obtiene la siguiente función de transferencia para el compensador PID:

$$G_c = 1,08 + 21,06 s + 138 / s \tag{1.16}$$

En la figura 1.7 se ha representado la respuesta al escalón del sistema realimentado empleando el compensador PID determinado por la Ec. (1.16).

Puede constatarse en la figura que se anula el error de estado estacionario y que la amplitud de la segunda oscilación se reduce aproximadamente a la cuarta parte de la amplitud de la primera.

Si la función de transferencia de la planta no es conocida, puede procederse en forma experimental para determinar los valores de K_c y P_c , realimentando al sistema con un control proporcional y variando la ganancia de éste hasta las proximidades de la condición límite que define K_c y ω_c (figura 1.8). Resulta obvio que no todos los procesos pueden ser sometidos a este tipo de experiencias.

Respuesta del Sistema de Lazo Cerrado

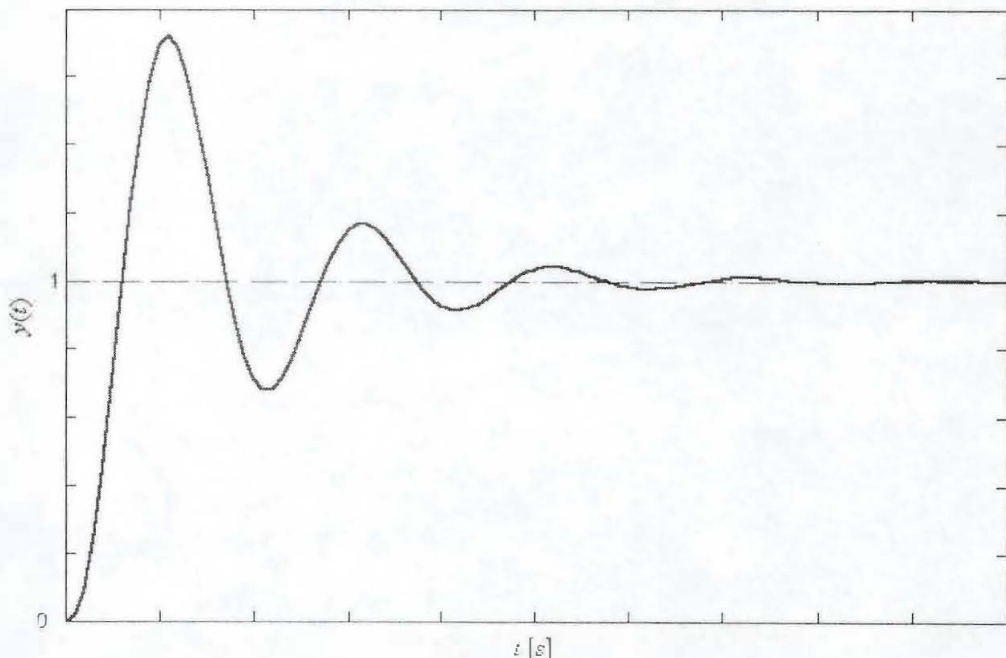


Fig. 1.7: Respuesta al sistema de lazo cerrado.

Determinación experimental de K_c y ω_c

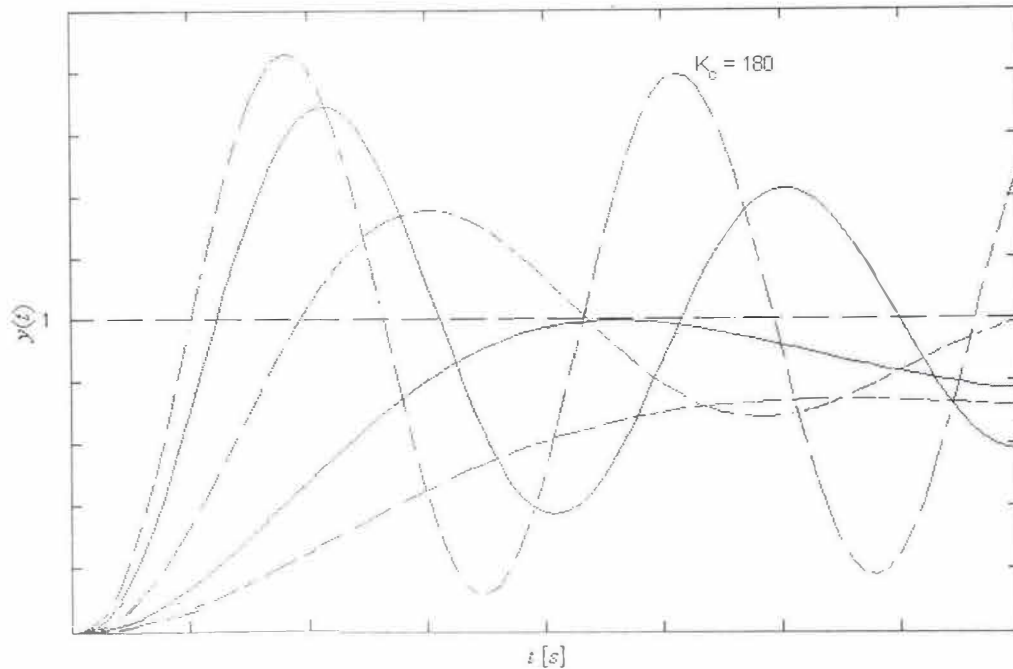


Fig. 1.8: Determinación experimental de K_c y ω_c .

2 b) Método del Margen de Fase

La función de transferencia del controlador PID en el dominio de la frecuencia compleja es:

$$G_c(s) = K_p \left\{ 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right\} \quad (1.17)$$

la cual evaluada para $s = j\omega$ resulta:

$$G_c(j\omega) = K_p \left\{ 1 + j(T_d \omega - \frac{1}{T_i \omega}) \right\} \quad (1.18)$$

Si se pretende que el sistema tenga un determinado margen de fase MF a una pulsación ω_1 en particular debe verificarse que:

$$G_c(j\omega_1)G(j\omega_1) = e^{(-j(180^\circ - MF))} \quad (1.19)$$

La Ec. (1.19) puede descomponerse en las siguientes condiciones para el módulo y la fase de $G_c(j\omega_1)$:

$$|G_c(j\omega_1)| = \frac{1}{|G(j\omega_1)|} \quad (1.20)$$

$$\theta_{G_c(j\omega_1)} = \theta_{G(j\omega_1)} - 180^\circ + MF$$

A partir de las ecuaciones (1.18), (1.19) y (1.20) resulta:

$$K_p = |G_c(j\omega_1)| \cos(\theta|_{\omega_1}) = \cos(\theta|_{\omega_1}) \frac{1}{|G(j\omega_1)|} \quad (1.21)$$

$$K_p \left(T_d \omega_1 - \frac{1}{T_i \omega_1} \right) = \text{sen}(\theta|_{\omega_1}) \frac{1}{|G(j\omega_1)|} \quad (1.22)$$

Por consiguiente, conocida la función de transferencia $G^J(\omega)$ del sistema, los coeficientes K_p , T_i y T_d del controlador PID pueden ser elegidos para cumplir con los requerimientos de margen de fase a una determinada frecuencia f_1 dada por $f_1 = \omega_1 / 2\pi$. Puede observarse que se dispone de un grado de libertad para determinar K_p , T_i y T_d , ya que se dispone de sólo dos ecuaciones (1.21) y (1.22) para tres incógnitas.

Satisfaciendo la Ec. (1.21), en general, se verifica que incrementos en T_d aumentan el ancho de banda del sistema, mientras que decrementos en T_i disminuyen el error de estado estacionario generalizado. Es importante hacer notar que si las Ec. (1.21) y (1.22) se verifican en forma simultánea, variar T_d y T_i implica variar el margen de ganancia sin modificar el de fase [28].

La información necesaria sobre $G^J(\omega)$ puede reducirse al mínimo si se toma como frecuencia de margen de fase (frecuencia a la cual $|G_c(\omega)G(\omega)| = 1$) a la frecuencia a la cual el sistema realimentado en forma negativa y con controlador proporcional puro, se hace inestable ($f = \omega_c / 2\pi$). De esta manera la fase del controlador coincide con el margen de fase deseado, ya que la fase del proceso $G(\omega)$ a esta frecuencia resulta ser de -180° .

En estas condiciones a partir de las ecuaciones (1.21) y (1.22) se obtiene [28]:

$$K_p = \cos(MF) \frac{1}{|G(\omega_c)|} \quad (1.23)$$

$$K_p T_d \omega_c - K_p \frac{1}{T_i \omega_c} = \text{sen}(MF) \frac{1}{|G(j\omega_c)|} \quad (1.24)$$

Si hacemos T_i proporcional a T_d y mantenemos al coeficiente de proporcionalidad α mayor o igual a 4,

$$T_i = \alpha T_d \quad \text{con } \alpha \geq 4 \quad (1.25)$$

se obtiene:

$$T_d \omega_c - \frac{1}{\alpha T_d \omega_c} = \text{tg}(MF) \quad (1.26)$$

$$\alpha T_d^2 \omega_c^2 - 1 - (\text{tg}(MF)) \alpha T_d \omega_c = 0$$

de donde se obtiene finalmente:

$$C_1, C_2 = \frac{\text{tg}(MF)}{2} \pm \frac{\sqrt{\text{tg}^2(MF) + 4/\alpha}}{2} \quad (1.27)$$

Una vez calculada la pulsación crítica ω_c , la expresión (1.27) nos permite determinar el parámetro T_d del controlador de modo tal de satisfacer los requerimientos de margen de fase establecidos.

Para aplicar el método sólo es necesario medir la ganancia crítica que lleva al proceso a la inestabilidad y la pulsación ω_c presente en dicha situación. Esta información es la misma que se requería para aplicar el segundo método de Ziegler y Nichols (método de ciclo límite).

2 d) Métodos de asignación de polos y ceros

A diferencia de los métodos discutidos anteriormente el método de asignación de polos y ceros requiere para su aplicación un buen conocimiento a priori del sistema a controlar, lo cual limita apreciablemente su rango de aplicación.

Los métodos de asignación de polos y ceros se basan en establecer a priori las zonas del plano s donde se desean ubicar las raíces del sistema de lazo cerrado. Posteriormente se eligen los parámetros del compensador de modo tal que las raíces del sistema realimentado se ubiquen dentro de las zonas establecidas.

Los métodos de asignación de polos y ceros se hallan desarrollados en la literatura en forma general para sistemas lineales y sin imponer restricciones a la estructura del compensador. [3]

Puede demostrarse [33] que si:

- el sistema a controlar es de segundo orden y no presenta retardos puros, y si
- el controlador es PID y no presenta restricciones de orden práctico,

entonces los tres polos de lazo cerrado pueden ser localizados en puntos preestablecidos del plano s . Los valores de las tres constantes K_p , T_i y T_d que permiten esta localización se obtienen a partir de la resolución de la ecuación característica de lazo cerrado. Un tratamiento detallado del método de asignación de polos para procesos controlados con PID's puede ser encontrado en la referencia [33].

1.3.-Reset-Windup

Todo controlador o elemento accionador real presenta una región de saturación que sumada al efecto integrador del PID puede producir un fenómeno denominado reset-windup [32]. Este fenómeno puede causar fuertes sobrepicos en la respuesta temporal del sistema y se pone en evidencia ante cambios importantes de la señal de referencia o perturbaciones de gran amplitud.

Para una rápida comprensión del problema supongamos un sistema controlado a través de un PI que presenta saturación (figura 1.9). Ante una excitación (o perturbación) que produzca un error apreciable, el controlador satura instantáneamente debido a su acción proporcional $u_1(t)$, la acción integral $u_2(t)$ no presenta respuesta inmediata pero comienza a integrar el error pudiendo suceder que debido a la amplitud y duración de éste el valor integrado $u_2(t)$ adquiera una magnitud tal que impida transitoriamente que el controlador salga de la región de saturación pese a que el error haya disminuido apreciablemente.

Resulta necesario que el error cambie de signo, para que el valor de $u_2(t)$ comience a decrecer (lo cual provoca un sobrepico en la respuesta). En efecto, la

disminución de $u_2(t)$ es lenta lo cual provoca que la acción de control $u(t)$ mantenga su signo (pese a que el error es de signo contrario) y por consiguiente pueden producirse apreciables sobrepicos en la repuesta temporal del sistema.

Este efecto es más pronunciado en sistemas que poseen retardo puro, ya que en estas condiciones entre el instante en que se aplica la excitación y el instante en que el proceso reacciona, la acción integral puede alcanzar un valor elevado.

Una de las maneras de evitar este fenómeno es diseñar el controlador de manera tal que la acción integral $u_2(t)$ se mantenga en cero hasta que la acción proporcional esté actuando en zona lineal.

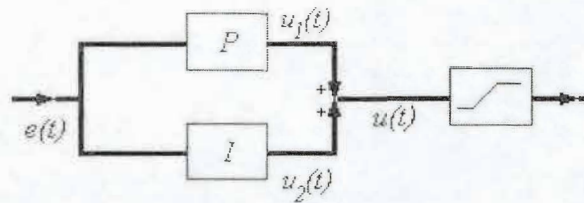


Figura 1.9: Controlador PI con saturación

Ejemplo:

Supóngase que el proceso definido por la ecuación de transferencia

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(0,001s+1)} \quad (1.28)$$

es controlado a través de una acción proporcional e integral como se indica en la figura 1-10.

Considérese también que el controlador por efectos de saturación no puede integrar una acción de control superior (ni inferior) a 100 (-100).

En las figuras 1.11a, b y c se indican las respuestas transitorias del mismo sistema a dos escalones diferentes, evidenciándose el efecto de reset-windup anteriormente mencionado.

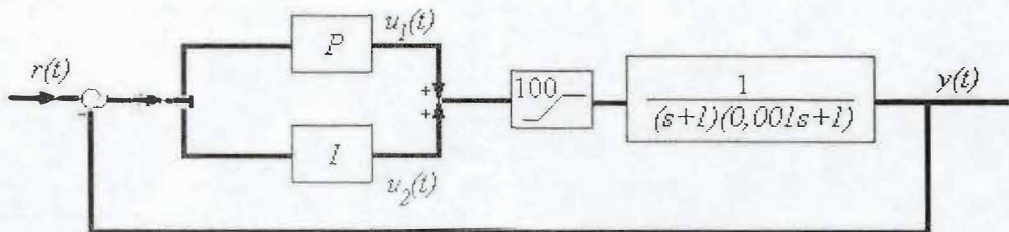


Fig. 1.10

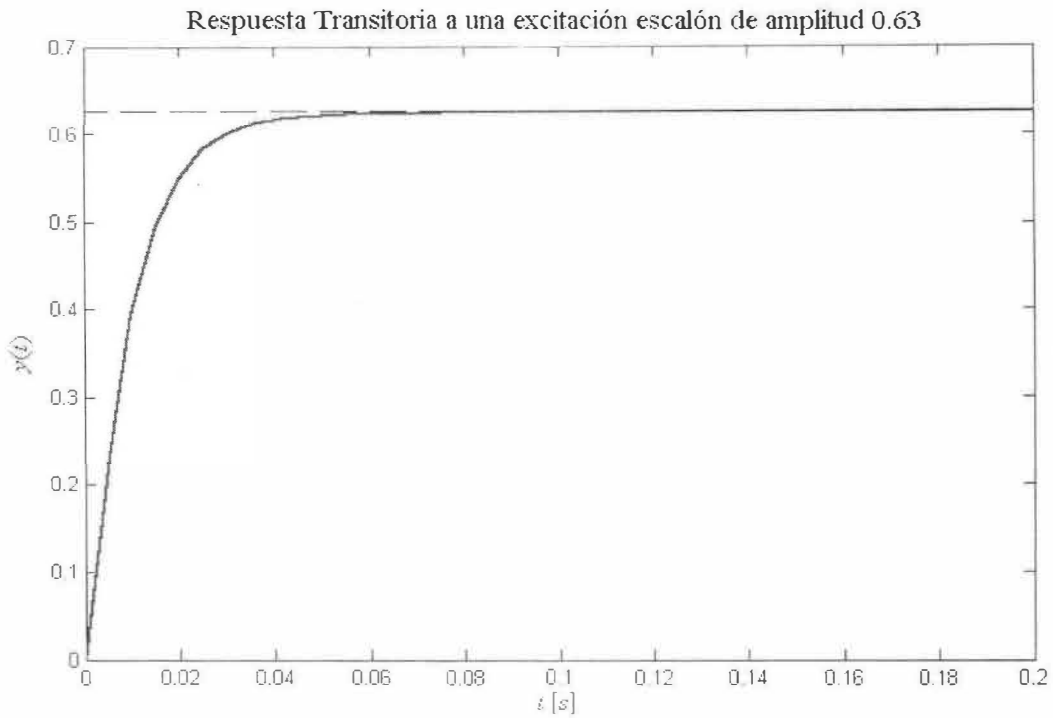


Fig. 1.11a: Respuesta transitoria a una excitación escalón de amplitud 0 dB

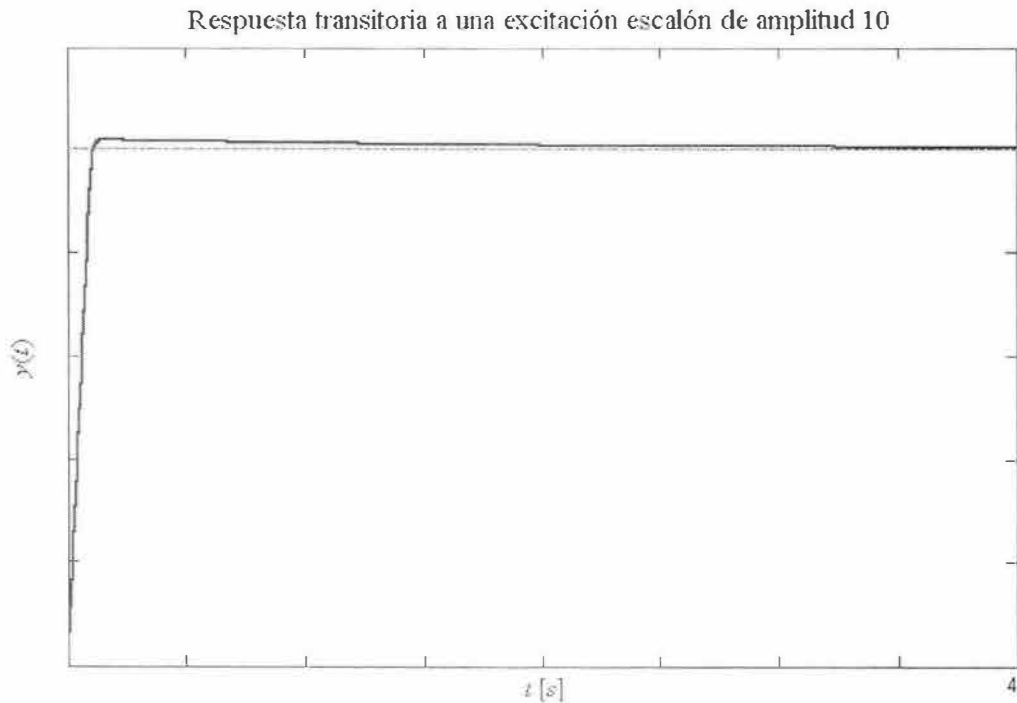


Fig. 1.11b: Respuesta transitoria a una excitación escalón de amplitud 10

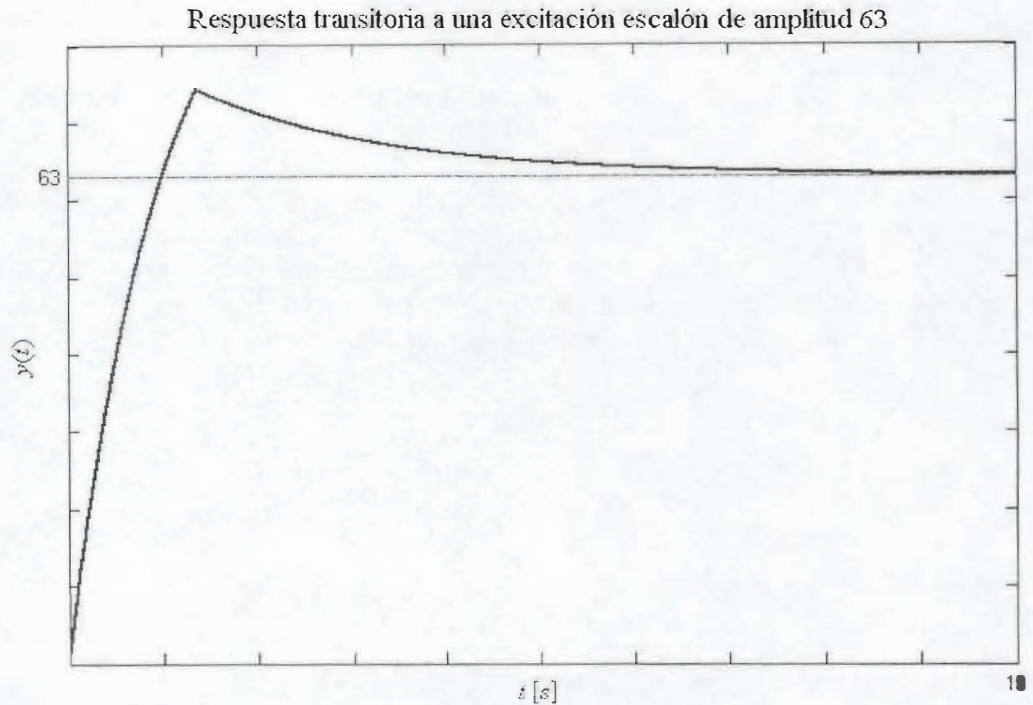


Fig. 1.11c: Respuesta transitoria a una excitación escalón de amplitud 63

1.4.-Bumpless

Normalmente, en procesos industriales, el sistema a controlar es llevado al punto de trabajo bajo la acción de control manual. Una vez alcanzada la zona de operación, el sistema pasa a ser controlado en forma automática (a lazo cerrado). Para que la transición de control manual a control automático se produzca sin sobresaltos debe verificarse que las variables del controlador presenten los estados adecuados. Es así que en los controladores industriales se implementan algoritmos denominados de 'bumpless', cuyo objetivo es ir adecuando los estados del controlador a medida que se ejerce la acción de control manual.

Estructuras PID

2.1 Introducción

A lo largo de varias décadas, el controlador PID ha demostrado un comportamiento robusto. Sin embargo, en su versión más simple (Ec. (1.4)), el controlador PID posee solo tres parámetros de ajuste y por consiguiente su comportamiento encuentra limitaciones dependiendo éstas de la complejidad del proceso a controlar y de las perturbaciones a rechazar. De acuerdo a las necesidades particulares suelen introducirse leves modificaciones en la estructura del controlador PID. En este capítulo se discute una de ellas que sin ser general involucra otras muy citadas. La estructura clásica del controlador PID (figura 2.1) está dada por la Ec. (1.4), que repetimos por comodidad.

$$u(t) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.1)$$

donde: $u(t)$ es la acción de control,
 $e(t)$ es la señal de error,
 K_p es la ganancia proporcional,
 T_i es la constante (o tiempo) integral, y
 T_d es la constante (o tiempo) derivativa.

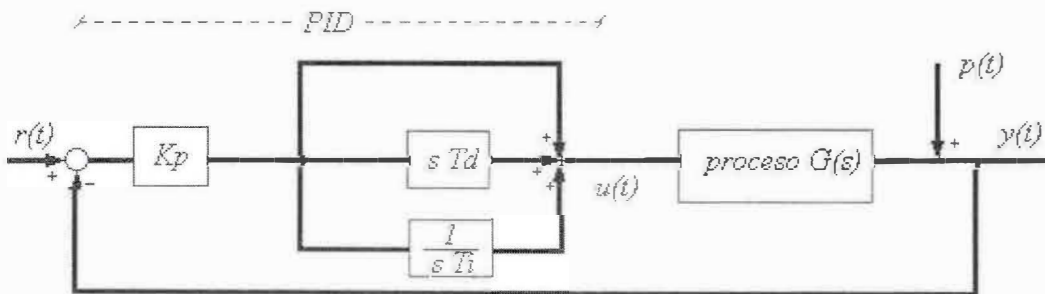


Figura 2.1: Estructura PID clásica en un lazo de control

La sintonía del controlador se reduce al ajuste de las constantes K_p , T_i y T_d a los fines de verificar las especificaciones preestablecidas. En muchas aplicaciones, estos tres parámetros no son suficientes para satisfacer en forma simultánea las especificaciones de rechazo a perturbaciones y de seguimiento. En general estas dos especificaciones están en contraposición. Efectivamente, en control de procesos es común requerir un comportamiento relativamente subamortiguado para rechazar perturbaciones (las cuales son normalmente pequeñas frente al valor de la referencia) de modo que la variable controlada entre rápidamente en la zona de tolerancia. Este comportamiento subamortiguado suele ser no tolerable para cambios en el setpoint, ya que puede dar origen a sobrepicos de valor absoluto importantes.

2.2 Modificación de la estructura PID

En un reciente trabajo, Eitelberg [10] ha propuesto una leve modificación a la estructura PID clásica (figura 2.1) que consiste en pesar de diferente manera la señal de referencia para los distintos tipos de acción (proporcional, integral y derivativa) (figura 2.2). En realidad una estructura más general de la cual ésta puede ser derivada fue propuesta con anterioridad por Gawthrop [11][12]

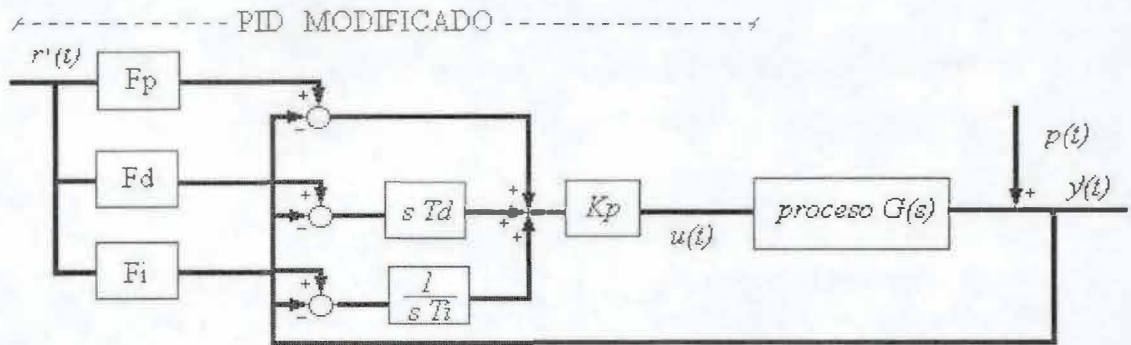


Figura 2.2. Estructura PID modificada en un lazo de control

De la observación de la figura 2.2 queda claro que la inclusión de los bloques de ganancia F_p , F_i y F_d no alteran las propiedades de regulación del sistema, ya que la señal de perturbación no pasa a través de dichos bloques. Sin embargo la relación entrada-salida del sistema se ve afectada, produciéndose un cambio con respecto a la establecida por el controlador PID clásico.

Resulta razonable elegir $F_i=1$ para que la magnitud controlada iguale a la señal de referencia en estado estacionario. De esta manera, sólo han sido incluidas dos ganancias con respecto a la estructura clásica, las cuales permiten aumentar los grados de libertad para cumplir requisitos de diseño. Puede observarse que si $F_p=F_i=F_d=1$ la nueva estructura se reduce a la clásica.

Para los casos particulares:

$$F_p=1, F_d=0, F_i=1 \quad \text{ó}$$

$$F_p=0, F_d=1, F_i=1 \quad \text{ó}$$

$$F_d=0, F_p=0, F_i=1.$$

se obtienen tres estructuras levemente diferentes a la clásica, pero muy empleadas, que tienen por objetivo básico no reducir el rango dinámico del controlador en aplicaciones donde la señal de referencia varía considerablemente en el tiempo, o cuando existen ruidos significativos en la medida de la variable controlada.

En el trabajo de Eitelberg se presentan dos ejemplos, simulados en computadora, de procesos controlados por medio de un PI. En ellos se diseña el controlador PI clásico para óptimo rechazo a las perturbaciones [25], y se muestra cómo a través del ajuste de F_p es posible modificar la respuesta transitoria del sistema para cambios de la señal de referencia. A continuación se realiza una interpretación más formal de los efectos introducidos por la modificación citada.

La ecuación de transferencia del sistema a lazo cerrado (figura 2.1) compensada con un PID de estructura clásica es:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{PID(s)G(s)}{1 + PID(s)G(s)} \quad (2.2)$$

siendo $G(s)$ la ecuación de transferencia del proceso a controlar y

$$PID(s) = \frac{K_p(1 + T_i s + T_d T_i s^2)}{s T_i} \quad (2.3)$$

la ecuación de transferencia del controlador PID de estructura clásica.

A su vez la ecuación de transferencia del sistema de la figura 2.2, es:

$$\frac{Y'(s)}{R'(s)} = \frac{K_p(1 + F_p T_i s + F_d T_d T_i s^2)}{T_i s} \frac{G(s)}{1 + PID(s)G(s)} \quad (2.4)$$

Puede observarse que el primer factor de la Ec. (2.4) es de la misma forma que la Ec. (2.3), razón por la cual la siguiente notación es empleada:

$$PID'(s) = \frac{K_p(1 + F_p T_i s + F_d T_d T_i s^2)}{T_i s} \quad (2.5)$$

luego la Ec. (2.4) se reduce a:

$$\frac{Y'(s)}{R'(s)} = \frac{PID'(s)G(s)}{1 + PID(s)G(s)} \quad (2.6)$$

$$\frac{Y'(s)}{R'(s)} = \frac{PID'(s)}{PID(s)} \frac{PID(s)G(s)}{1 + PID(s)G(s)} \quad (2.7)$$

La expresión (2.7) que puede ser interpretada como la correspondiente a dos bloques en cascada: uno que corresponde al sistema a lazo cerrado compensado con un PID de estructura clásica. Y otro que cancela perfectamente los dos ceros que introduce este controlador y ubica otros dos ceros en algún lugar del plano s . Dicho en otros términos los ceros de la función de transferencia entrada-salida, que originalmente en la estructura clásica tenían una ubicación fija, ahora pueden ser relocalizados variando F_p y F_d .

Análogamente, para el caso del controlador PI ($T_d=0$):

$$\frac{Y''(s)}{R''(s)} = \frac{PI'(s)}{PI(s)} \left(\frac{PI(s)G(s)}{1 + PI(s)G(s)} \right) \quad (2.8)$$

donde:

$$PI'(s) = \frac{K_p(1 + F_p T_i s)}{T_i s} \quad (2.9)$$

es decir que cambios, en la ganancia F_p permiten modificar la ubicación del cero de lazo cerrado introducido por el PI clásico a lo largo del eje real.

Ejemplo:

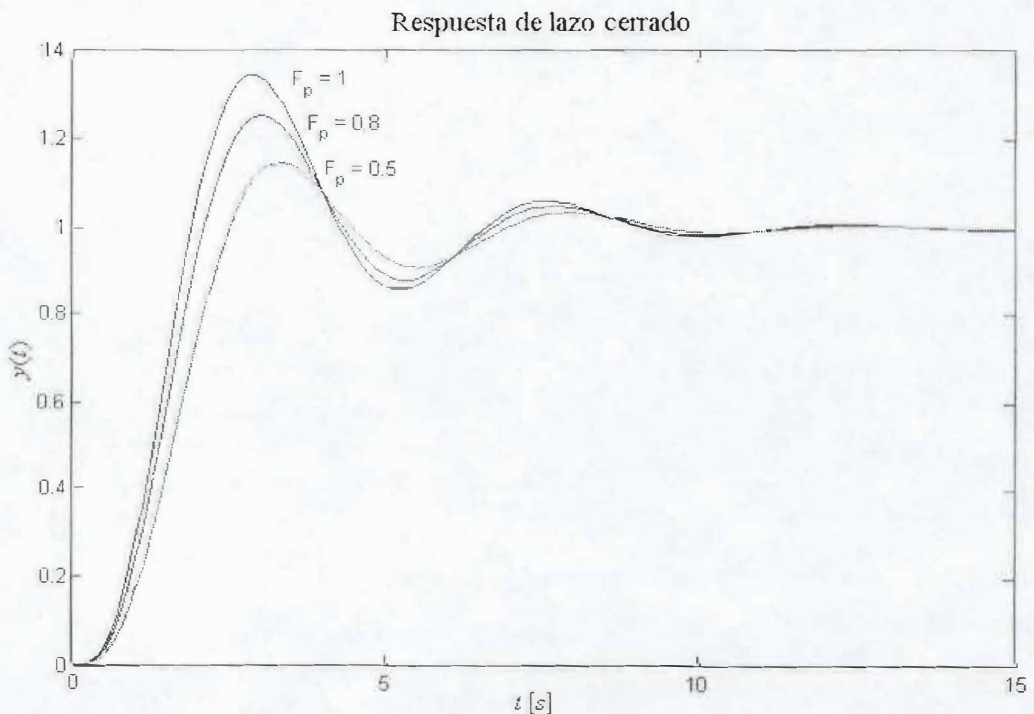
Supongamos un sistema que responde a la ecuación:

$$G(s) = \frac{1}{(1+s)(1+0,333s)^3} \quad (2.10)$$

que corresponde a uno de los ejemplos planteados en la referencia [10], es controlado con un PI para rechazar perturbaciones en forma óptima según el método propuesto en [25], resultando:

$$K_p=1.35 \text{ y } T_i=1/(0,894*1,35) \quad (2.11)$$

La figura 2.3 muestra distintas respuestas temporales ante el mismo cambio de la referencia, para diferentes valores de la ganancia F_p . Las diferentes respuestas pueden interpretarse a partir de las ecuaciones (2.8) y (2.9). A este efecto en la figura 2.4a se grafica la localización de raíces en el plano s de la función de transferencia entrada-salida cuando el sistema se compensa con el PI de estructura clásica, mientras que en las figuras 2.4b, c se muestran los diagramas cero polar para los casos en que F_p es igual a 0,8 y 0,5 respectivamente.



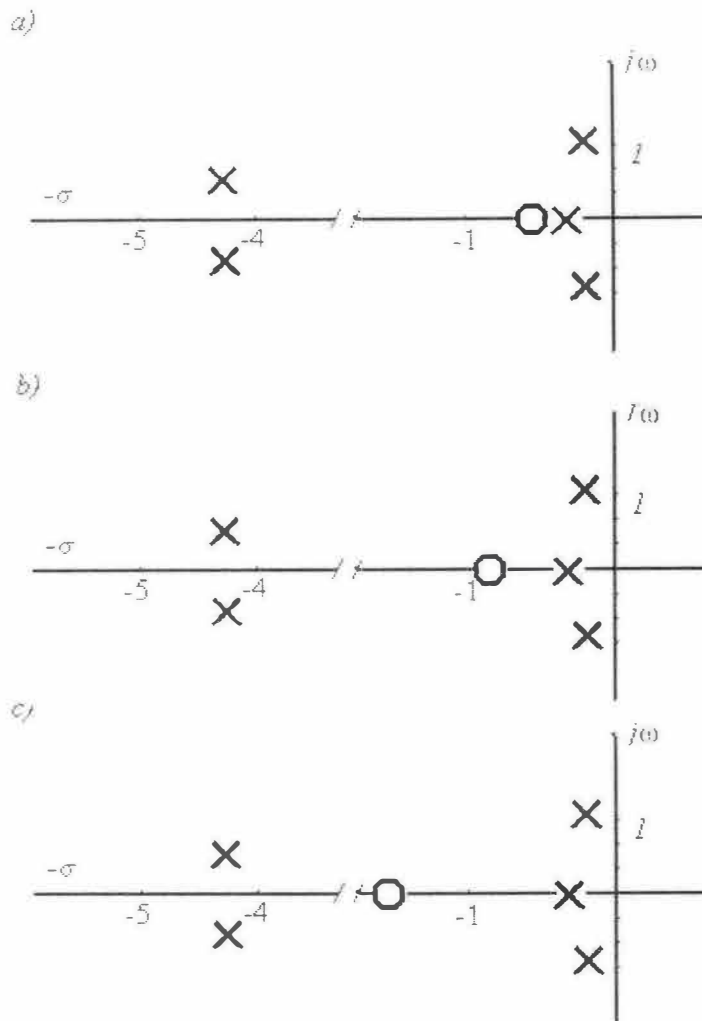


Fig. 2.4. Configuración cero-polar de la transferencia de lazo cerrado.

a) $F_p=1$, b) $F_p=0,8$, c) $F_p=0,5$

De la observación de las figuras puede interpretarse la amortiguación de la sobreelongación. Efectivamente, a medida que el cero se aleja de su posición inicial hacia valores más negativos, el polo p_1 (cuyo efecto estaba en buena parte cancelado por el cero) tiene mayor influencia sobre la respuesta temporal, contribuyendo a ésta con una exponencial de constante de tiempo $1/p_1$.

En general el desplazamiento del cero (o ceros) para el caso del PI (o PID) a lo largo del eje real (o plano complejo) va cancelando o acentuando el efecto de los polos de la función de transferencia entrada-salida y por consiguiente, modifica la respuesta transitoria ante cambios de la señal de referencia.

Para el caso del controlador PI, el grado de libertad introducido por la inclusión de F_p permite un ajuste simple, desde el punto de vista práctico, de la respuesta transitoria.

Si bien para el caso más general del controlador PID cabrían esperarse mejoras tan o más apreciables, ya que se han introducido más grados de libertad, también es cierto que el ajuste experimental no resultará ni tan simple ni intuitivo.

2.3 Sintonía del controlador PID de estructura modificada

El procedimiento para el diseño del controlador PID de estructura modificada (figura 2.2) puede ser realizado en dos fases:

a) la primera es la selección de los parámetros K_p , T_i y T_d a los fines de obtener un adecuado u óptimo rechazo a perturbaciones. En general esto da lugar a un comportamiento subamortiguado, que puede ser asignado a un par de polos complejos dominantes de lazo cerrado.

b) la segunda corresponde a la sintonía de las ganancias F_p y F_d a fines de obtener características de seguimiento próximas a las especificadas.

A continuación se describe una alternativa simple y útil para especificar F_p y F_d , para el caso en que el controlador PID clásico (K, T_i, T_d) es ajustado por el método de Ziegler y Nichols. Es supuesto también que el sistema bajo control es de fase mínima. En la referencia [23] puede encontrarse una metodología general para el diseño.

Las reglas de Ziegler y Nichols, tienen por principal mérito el requerir escasa información del proceso a controlar, siendo quizás las más divulgadas.

Cabe recordar, que las reglas de Ziegler y Nichols tienen por finalidad obtener buen rechazo a perturbaciones y normalmente dan respuestas transitorias sumamente subamortiguadas [32]. Como ya ha sido comentado, las perturbaciones normalmente son pequeñas y por consiguiente la sobreelongación de la respuesta transitoria cae dentro de la tolerancia permitida por las especificaciones. Sin embargo, el sobrepico resultante suele ser intolerable en valor absoluto cuando se modifica la señal de referencia en forma apreciable (figura 2.5).

Respuesta de un sistema de L.C. ante el cambio en el "set point" y una perturbación

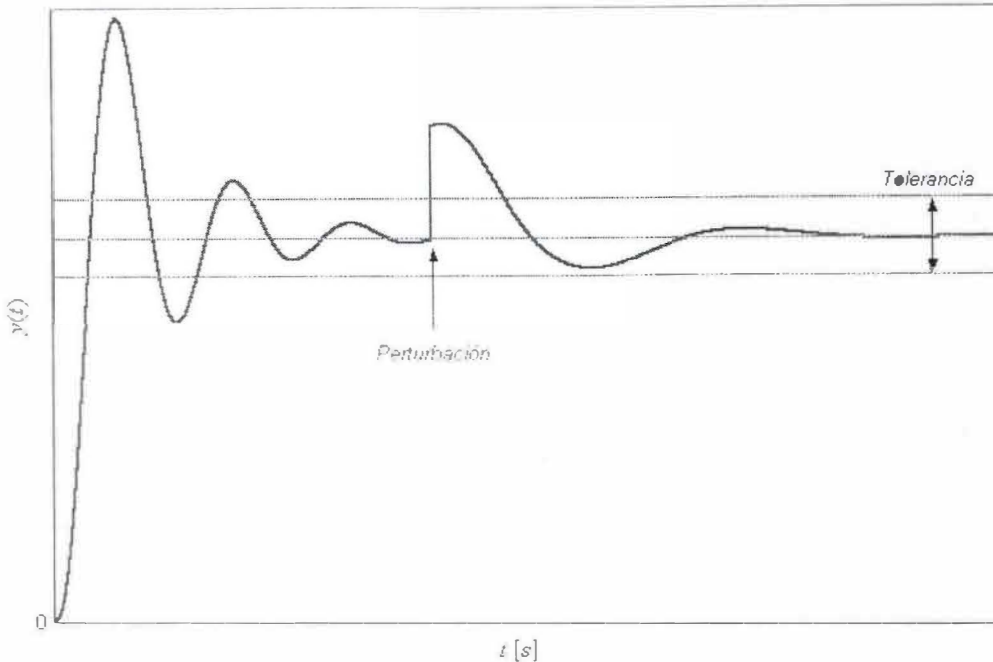


Figura 2.5. Respuesta genérica de un sistema a lazo cerrado ante un cambio en el "set point" y una perturbación.

En el método que se discute para calcular F_p y F_d , se supone que la respuesta subamortiguada de un sistema controlado a través de un PID según las reglas de Ziegler y Nichols puede ser aproximada a la de un sistema con un par de polos complejos conjugados dominantes.

El método consiste en elegir F_p y F_d de manera que los ceros resultantes tiendan a cancelar el efecto predominante de ese pseudo par de polos complejos conjugados. Así planteado el problema surgen algunas preguntas que encuentran respuesta en las próximas secciones, tales como:

- a) Si la información del proceso es de por sí pobre o nula, ¿cómo resulta posible realizar una estimación simple de la ubicación de los polos dominantes de un modelo del sistema a lazo cerrado?
- b) ¿qué sucede con las amplitudes de las señales en distintos puntos del lazo?, ¿se requiere mayor acción de control?
- c) ¿Qué sucede si el sistema a lazo cerrado se aparta de la aproximación de segundo orden realizada?

Con respecto al primer interrogante, si el sistema es de fase mínima, es posible realizar una estimación gruesa de la ubicación de los 2 polos del modelo del sistema a lazo cerrado [22] con la ayuda de una interpretación del método de Ziegler y Nichols realizada por Astrom [1] en base al método del margen de fase.

Según esta interpretación, si se diseña el PID para verificar un margen de fase de aproximadamente 30° a la pulsación crítica (ω_c), resulta:

$$\begin{aligned} K_p &= 0,87 K_c \\ T_i &= 0,55 P_c \\ T_d &= 0,14 P_c \end{aligned} \quad (2-12)$$

Vinculando estos coeficientes con los correspondientes a Ziegler y Nichols ($K_p=0,6K_c$, $T_d=0,125P_c$, $T_i=0,5P_c$), se observa que la única diferencia sustancial resulta ser que en el método de Ziegler y Nichols la ganancia K_p resulta ser 0,69 veces más chica.

En el apéndice A se demuestra que si se diseña el controlador PID por Ziegler y Nichols, puede considerarse en primera aproximación que el sistema de lazo cerrado presenta un par de polos complejos con una pulsación natural ω_n' próxima a $0,8\omega_c$.

$$\omega_n' \approx \omega_c' \approx 0,8\omega_c \quad (2.13)$$

De acuerdo al método propuesto los ceros que introduce la estructura PID modificada deben ser localizados sobre los polos del modelo del sistema a lazo cerrado. Luego ω_c' resulta ser la distancia al origen de los ceros complejos a asignar, lo cual permite calcular F_d a partir de las Ec. (2.5) y (2.13):

$$F_d = \frac{1}{(\omega_n')^2 T_d T_i} = \frac{1}{(0,8\omega_c')^2 0,125P_c 0,5P_c} = 0,633 \quad (2.14)$$

El hecho de que F_d sea independiente del proceso a controlar es sin lugar a dudas un interesante resultado desde el punto de vista práctico.

Luego, a través de la metodología planteada se ha reducido el ajuste al de un solo coeficiente (F_p), al igual que en el caso del controlador PI, el ajuste de F_p produce el movimiento de un cero a lo largo del eje real, mientras que para el caso del PID, este ajuste produce el desplazamiento de dos ceros complejos conjugados que mantienen una distancia constante al origen.

De verificarse las suposiciones realizadas, el ajuste de F_p permite cancelar el efecto de los polos complejos conjugados del modelo del sistema a lazo cerrado.

A los fines de calcular el coeficiente F_p puede realizarse una suposición adicional. Esta se basa en el hecho de que al diseñar por Ziegler y Nichols, la respuesta del sistema suele estar próxima a la denominada de amortiguamiento de 1/4, la cual, si es asociada con un sistema de segundo orden puro, corresponde a un $\xi = 0,21$ [32]. Si bien esta información puede tener un valor muy relativo [15], dependiendo del proceso a controlar, el valor de F_p calculado empleando esta suposición resulta un buen valor para iniciar el ajuste. Luego a partir de la ecuación (2.5):

$$F_p T_i = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (2.15)$$

por consiguiente:

$$F_p = \frac{2\xi}{\omega_n T_i} = \frac{2(0,21)}{0,8\omega_c' 0,5(2\pi)/\omega_c'} = 0,167 = cte \quad (2.16)$$

que es un resultado no menos interesante que el anterior, ya que, bajo la suposición realizada, F_p también resulta ser independiente del proceso.

Cabe aclarar que si bien F_p y F_d son independientes del proceso, esto no implica que la localización de los ceros sea independiente de éste. (Ec. 2.5) .

Ejemplo:

Considérese un proceso descrito por la siguiente función de transferencia:

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(s/2+1)(s/10+1)} \quad (2.17)$$

El diseño del controlador PID para este proceso, por medio del método de Ziegler y Nichols resulta:

$$K_p = 12 \quad T_i = 0,553 \quad T_d = 0,138$$

En la figura 2.6 se muestran las respuestas temporales, ante el mismo cambio de la señal de referencia de los sistemas correspondientes a las figuras 2.1 y 2.2, habiéndose empleado para el caso de la estructura PID modificada los valores de F_d y F_p de las expresiones (2.14) y (2.16). Puede observarse que con el método propuesto (curva b) se ha conseguido atenuar apreciablemente el sobrepico que se obtiene cuando se emplea el PID de estructura clásica diseñado por Ziegler y Nichols (curva a). Se observa también que pese a que la velocidad de respuesta resulta menor en el método propuesto, el tiempo de establecimiento ha mejorado apreciablemente.

En cuanto a la señal de comando u , se verifica que en el método propuesto, ésta presenta una disminución significativa (figura 2.7) con respecto al método clásico. Esto es debido a que, como se ve en la figura 2.6, la velocidad de cambio también es menor.

Por último, en las figuras 2.8a y b, se han graficado los diagramas de localización de raíces de las funciones de transferencia entrada-salida para ambos casos.

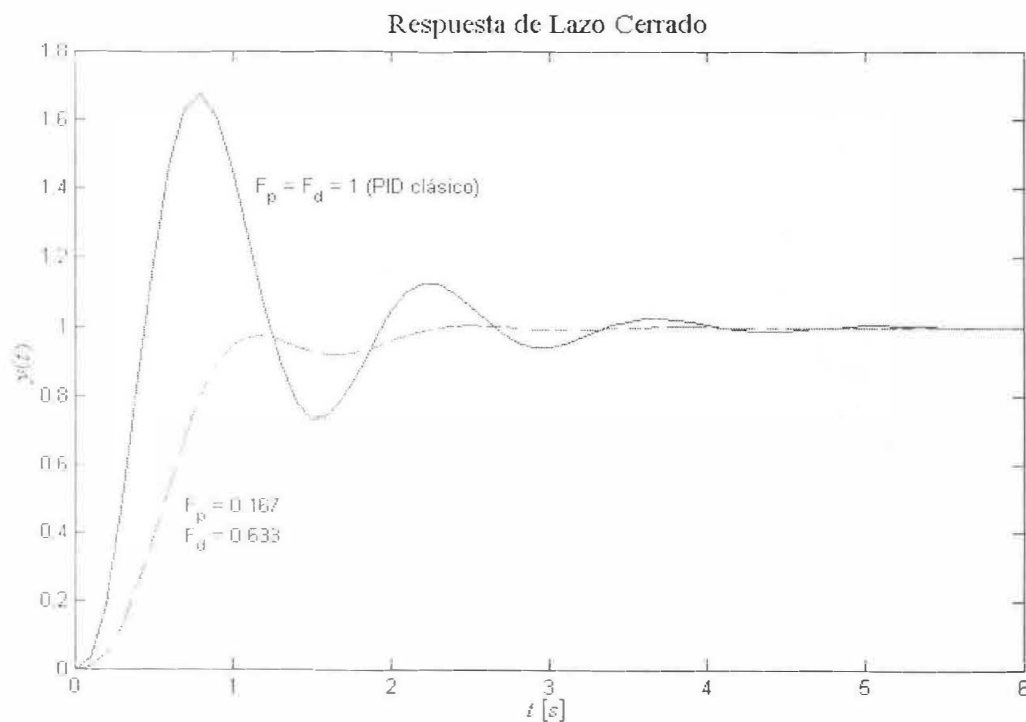


Figura 2.6. Respuesta de lazo cerrado: a) $F_p = F_d = 1$ (PID clásico) b) $F_p = 0,167$ $F_d = 0,633$

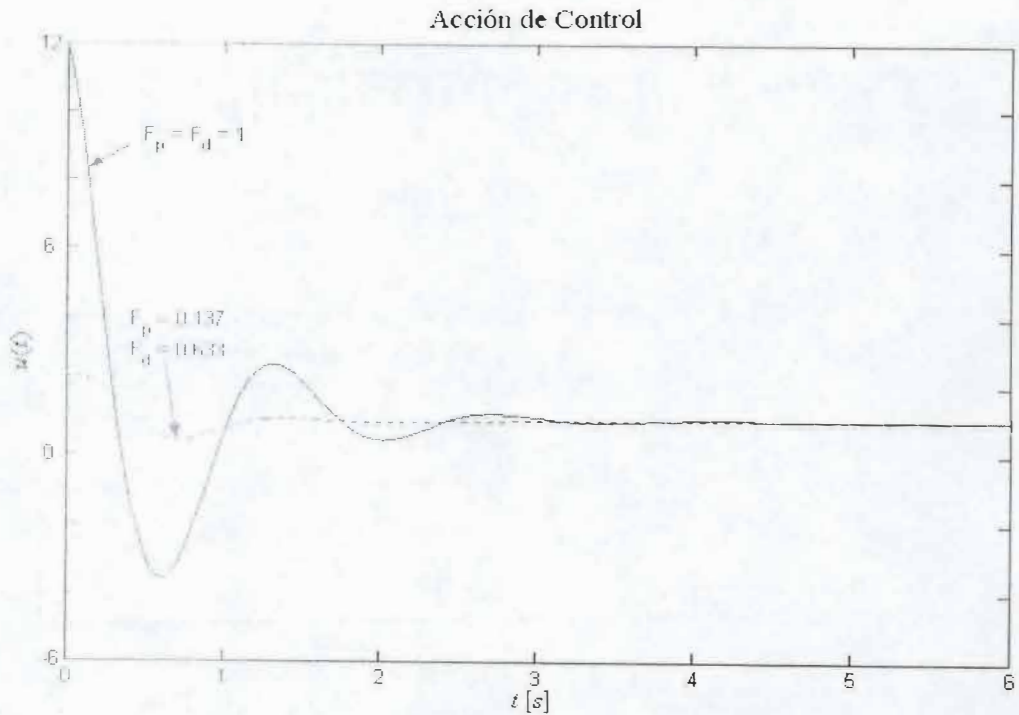


Figura 2.7. Acción de control: a) $F_p = F_d = 1$ (PID clásico) b) $F_p = 0.137$ $F_d = 0.633$

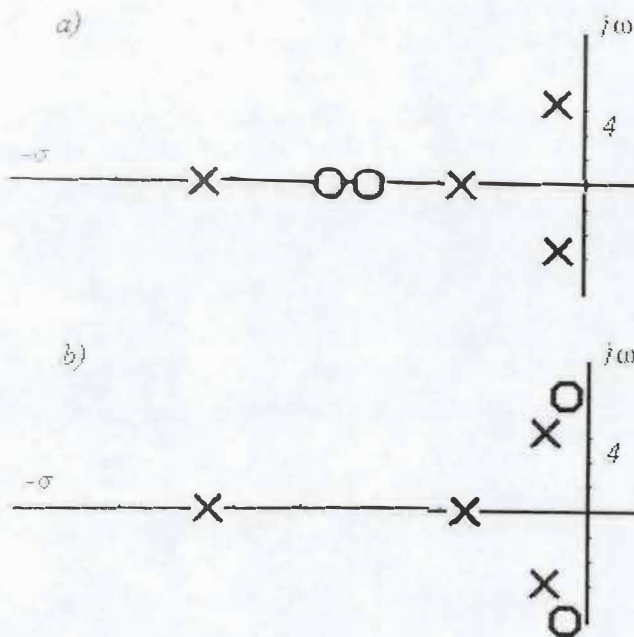


Figura 2.8. Localización de los polos y ceros de la función de transferencia de lazo cerrado

a) $F_p = F_d = 1$ (PID clásico)

b) $F_p = 0,137$ $F_d = 0,633$

Controladores PID digitales.

3.1 Introducción

La figura 3.1 indica un clásico esquema de control a lazo cerrado con compensación digital. D esquematiza el controlador digital, la llave L al convertidor análogo-digital (A/D) y H al convertidor digital-analógico (D/A) o reconstructor de señal.

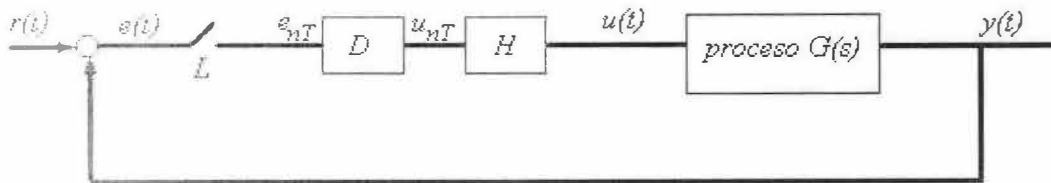


Figura 3.1 Esquema básico de control digital

Por simplicidad se emplea la siguiente notación:

$$e_{nT} = e(nT) \qquad u_{nT} = u(nT)$$

con n entero y T el período de muestreo.

El controlador digital es básicamente un procesador digital que cada T segundos resuelve un algoritmo recursivo (ecuación de diferencias). El diseño del controlador digital suele ser realizado empleando técnicas propias de los sistemas muestreados. Potencialmente, estas técnicas permiten obtener controles más versátiles que los que se pueden conseguir con compensadores analógicos. Sin embargo, existen aplicaciones donde los controladores analógicos han demostrado trabajar satisfactoriamente, razón por la cual en muchas de estas aplicaciones se prefiere diseñar los controladores digitales directamente como una aproximación de los controladores analógicos. Este es, por ejemplo, el caso del controlador PID cuya implementación digital es solo una aproximación numérica de su ecuación integro-diferencial (ecuación (1.4)).

La figura 3.2 indica esquemáticamente los dos caminos posibles para diseñar un controlador digital a partir de la información del sistema a controlar.

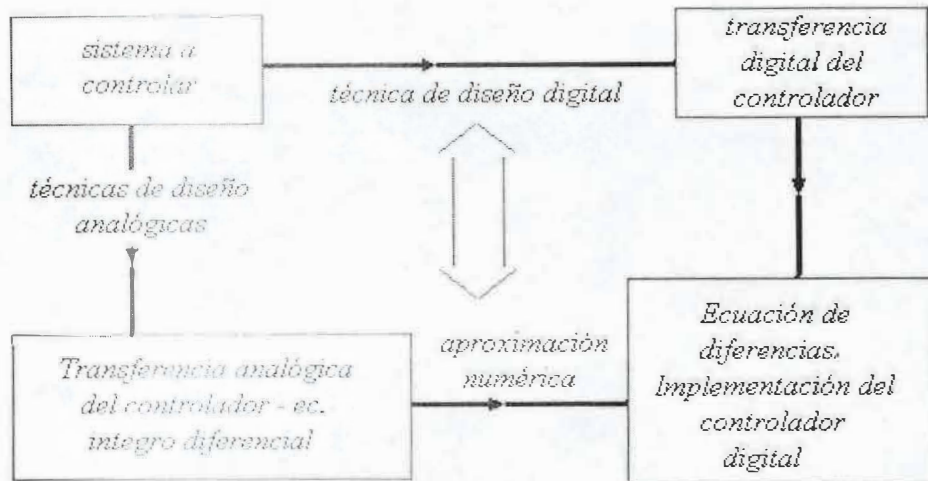


Figura 3.2

3.2 Aproximaciones numéricas

Las aproximaciones numéricas más comúnmente empleadas para discretizar la ecuación diferencial de un sistema analógico son:

- a) "regla rectangular hacia adelante o de Euler"
- b) "regla rectangular hacia atrás"
- c) "regla trapezoidal o de Tustin "

Estas reglas pueden interpretarse directamente en relación con las acciones integral y derivativa del controlador PID.

1-integral

a) "regla rectangular hacia adelante", según esta regla, la integral (3.1). es decir el área bajo la curva $K_I \cdot e(t)$ (figura 3.3), puede ser aproximada por la sumatoria (3.2).

$$u(t) = K_I \int_0^t e(t) dt \tag{3.1}$$

$$u_{nT} \cong K_I T \sum_{i=0}^{n-1} e_{iT} \tag{3.2}$$

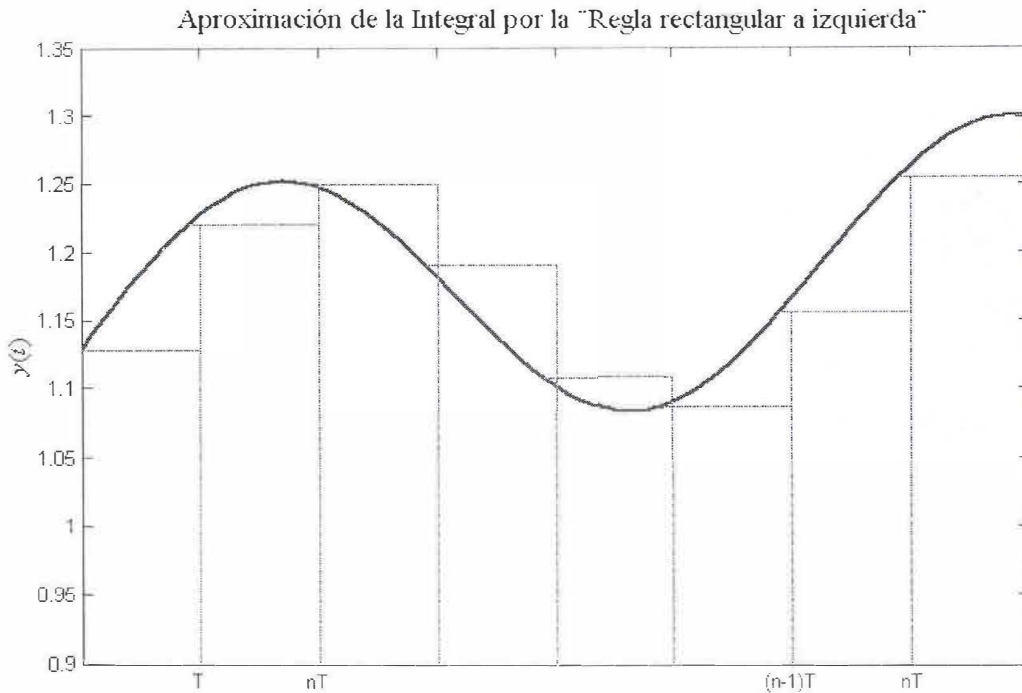


Figura 3.3. Aproximación de la integral por la "regla rectangular a izquierda"

La ecuación (3.2) (algoritmo de posición) no es útil para su aplicación directa ya que requiere almacenar todas las muestras pasadas de una señal para aproximar su integral en el instante $t=nT$. Normalmente se emplea el algoritmo recursivo denominado de velocidad en el que solo es necesario almacenar algunas muestras. A partir de la ecuación (3.2) es:

$$u_{nT} \cong K_1 T \sum_{i=0}^{n-2} e_{iT} + K_1 T e_{(n-1)T} \quad (3.3)$$

Esta expresión puede reducirse aplicando nuevamente la ecuación (3.2) a:

$$u_{nT} \cong u_{(n-1)T} + K_1 T e_{(n-1)T} \quad (3.4)$$

La ecuación (3.4) es de aplicación inmediata y requiere solamente la utilización de la última muestra de la señal $e_{(n-1)T}$ y del resultado de la integral en el paso previo

$u_{(n-1)T}$.

b) "regla rectangular hacia atrás", según esta regla, la integral (3.1) es aproximada por la ecuación (3.5) (figura 3.4).

$$u_{nT} \cong K_1 T \sum_{i=0}^n e_{iT} \quad (3.5)$$

luego:

$$u_{nT} \cong K_1 T \sum_{i=0}^{n-1} e_{iT} + K_1 T e_{nT} \quad (3.6)$$

$$u_{nT} \cong u_{(n-1)T} + K_1 T e_{nT} \quad (3.7)$$

Aproximación de la Integral por la "Regla Rectangular a Derecha"

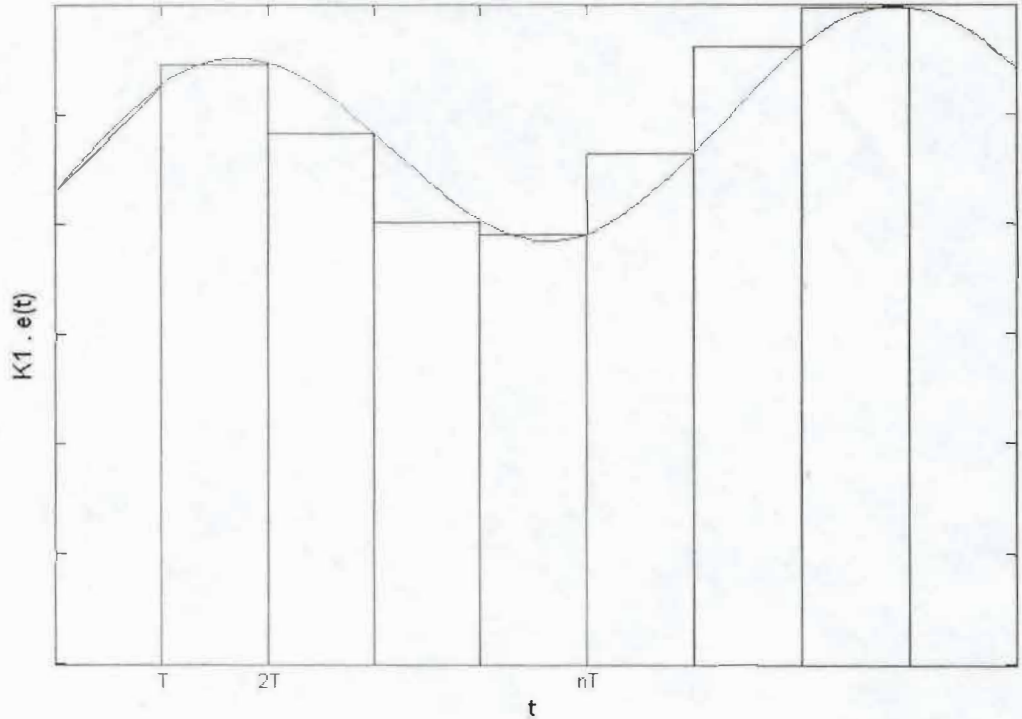


Fig. 3.4. aproximación de la integral por "la regla rectangular a derecha"

La diferencia con el caso anterior (ecuación (3.4)) radica en que se utiliza la muestra actual de la señal e_{nT} en lugar de la muestra anterior $e_{(n-1)T}$

c) "regla trapezoidal", según esta regla, la integral (3.1) es aproximada por la ecuación (3.8)(figura 3.5)

$$u_{nT} \cong (T/2) \cdot \sum_{i=0}^n [e_{(i-1)T} + e_{iT}] \quad (3.8)$$

luego:

$$u_{nT} \cong u_{(n-1)T} + (T/2)[e_{nT} + e_{(n-1)T}] \quad (3.9)$$

Aproximación de la Integral por la "Regla Trapezoidal"

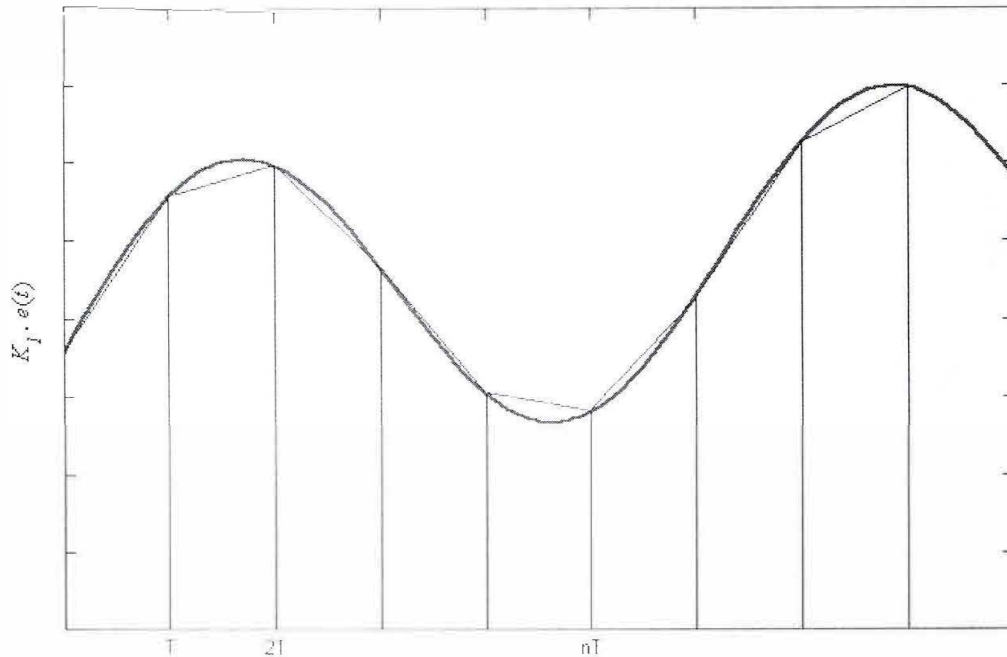


Figura 3.5. Aproximación de la integral por la "regla del trapecio"

Esta regla (ecuación 3.9) utiliza para el cálculo de la integral en el instante actual, el resultado de la integral en el paso previo ($u_{(n-1)T}$) y los valores actual (e_{nT}) y previo ($e_{(n-1)T}$) de la señal.

2-diferenciación

-“diferencia hacia atrás”: esta es la aproximación más difundida para aproximar la derivada de una señal. La misma esta dada por:

$$\left. \frac{de(t)}{dt} \right| \cong \frac{e(t) - e(t-T)}{T} \quad (3.10)$$

$$\left. \frac{de(t)}{dt} \right|_{t=nT} \cong \frac{e_{nT} - e_{(n-1)T}}{T} \quad (3.11)$$

La expresión (3.11) solo requiere, para aproximar el valor de la derivada de una señal en un dado instante de tiempo (nT), el conocimiento del valor de la señal en dicho instante (e_{nT}) y en el instante de muestreo previo ($e_{(n-1)T}$) (figura 3.6).

Aproximación de la Derivada

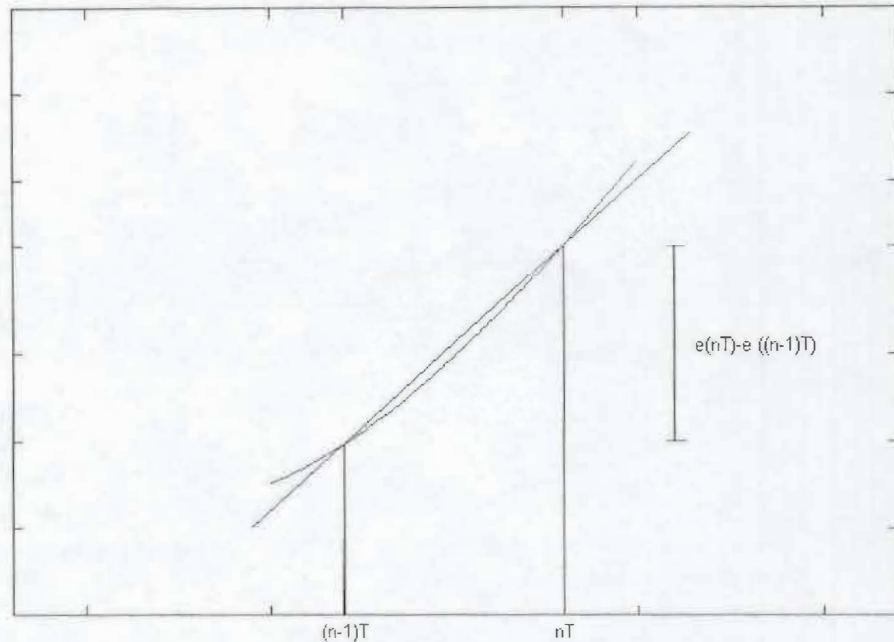


Figura 3.6. Aproximación de la derivada.

Las aproximaciones citadas son las más empleadas para discretizar la ecuación integro-diferencial del controlador PID (otras, pueden ser encontradas en la referencia [10'] [28]).

Puede demostrarse [3] [28], que la discretización de un sistema analógico mediante alguna de las reglas previamente discutidas equivale a realizar alguna de las siguientes aproximaciones en el dominio de la frecuencia compleja s:

$$s \cong e^{sT} - 1 \quad \text{regla de Euler} \quad (3.12)$$

$$s \cong \frac{e^{sT} - 1}{Te^{sT}} \quad \text{diferencia hacia atrás} \quad (3.13)$$

$$s \cong \frac{2 e^{sT} - 1}{T e^{sT} + 1} \quad \text{regla de Tustin} \quad (3.14)$$

A partir de las expresiones anteriores puede obtenerse la función de transferencia aproximada del sistema a discretizar y a partir de ésta la ecuación de diferencias del sistema digital.

Obviamente, todas las aproximaciones son válidas y presentan un comportamiento similar en la medida que el período de muestreo es chico frente a la dinámica del proceso a controlar; condición que suele verificarse en procesos industriales. En la referencia [10'] se realiza un análisis comparativo de diferentes aproximaciones cuando la citada condición no se cumple.

La aproximación de Euler presenta como inconveniente, frente a las otras, que puede dar origen a un sistema digital inestable a partir de la discretización de un sistema analógico estable.

Al emplear las aproximaciones previamente discutidas surge un inconveniente, el de distorsión de la escala de frecuencia. Por ejemplo, si se desea discretizar un filtro analógico pasa banda, el filtro digital que se obtiene a partir de alguna de las aproximaciones previas no tendrá los valores correctos de frecuencias características. Considérese, por ejemplo, la aproximación de Tustin para discretizar un sistema de función de transferencia $G(s)$, la función de transferencia del sistema aproximado se obtiene reemplazando la variable s de $G(s)$ de acuerdo a la expresión (3.14).

La respuesta en frecuencia del sistema aproximado está dada por:

$$G\left(\frac{2}{T} \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1}\right) = G\left(j \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right)\right) \quad (3.15)$$

Luego si el sistema analógico $G(s)$ presentaba comportamiento particular a una pulsación característica ω_1 el sistema aproximado presenta un comportamiento similar a una pulsación ω_1' , la cual verifica:

$$\omega_1' = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega_1 T}{2}\right) \quad (3.16)$$

Es importante notar que si el rango de frecuencias de interés verifica que $\omega T \ll 1$, prácticamente no se presenta este problema. Por otra parte, si se desea eliminar este efecto de distorsión de escala a una determinada frecuencia ω_1 , se puede emplear la siguiente transformación:

$$s' \cong \frac{\omega_1}{\tan(\omega_1 T / 2)} \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1} \quad (3.17)$$

3.3 Algoritmo PID digital

La ecuación integro-diferencial del controlador PID (ecuación 1.4) se ha repetido a continuación por comodidad:

$$u(t) = K_p \left\{ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right\} \quad (1.4)$$

Si para su discretización se utiliza la expresión (3.4) para la acción integral y la (3.11) para la acción derivativa, se obtiene:

$$u_{nT} = u_{(n-1)T} + k_1 e_{nT} + k_2 e_{(n-1)T} + k_3 e_{(n-2)T} \quad (3.18)$$

con

$$\begin{aligned}
 k_1 &= K\left(1 + \frac{T_d}{T}\right) \\
 k_2 &= -K\left(1 + \frac{2T_d}{T} - \frac{T}{T_i}\right) \\
 k_3 &= K\frac{T_d}{T}
 \end{aligned}
 \tag{3.19}$$

Si, para discretizar la ecuación del PID, en lugar de la ecuación (3.4) se emplea para la acción integral la ecuación (3.9) resulta:

$$u_{nT} = u_{(n-1)T} + k_1^* e_{nT} + k_2^* e_{(n-1)T} + k_3^* e_{(n-2)T} \tag{3.20}$$

con:

$$\begin{aligned}
 k_1^* &= K\left(1 + \frac{T_d}{T}\right) \\
 k_2^* &= -K\left(1 + \frac{2T_d}{T} - \frac{T}{T_i}\right) \\
 k_3^* &= K\frac{T_d}{T}
 \end{aligned}
 \tag{3.21}$$

Los métodos de sintonía del controlador PID discutidos en secciones previas, continúan siendo válidos para la versión discreta del controlador en la medida que el periodo de muestreo sea pequeño frente a la dinámica del sistema.

3.4 Efecto desestabilizador del período de muestreo

Los controladores digitales tienen un parámetro adicional con respecto a los analógicos que es el periodo de muestreo. Este debe ser elegido cuidadosamente a los fines de no deteriorar la performance del control. El límite superior del valor del período de muestreo está básicamente acotado por dos razones una, la más obvia, es la pérdida de información de la señal muestreada en la medida que T se incrementa, la segunda está asociada con la influencia que el período de muestreo tiene sobre la estabilidad de lazo cerrado del sistema muestreado.

Ejemplo:

Supóngase el sistema de función de transferencia:

$$G(s) = \frac{100}{(s+1)(s+2)(s+10)}$$

En la figura 3-7 se indica la respuesta al escalón del sistema de lazo cerrado compensado en forma analógica con un controlador PID, siendo $K=1,875$, $T_i=1,2$, $T_d=0,3$ (curva a). En forma superpuesta se indican las respuestas que se obtienen si el controlador analógico es discretizado según la ecuación (3.18), para dos períodos de muestreo diferentes, $T=0,05$ (curva b) y $T=0,1$ (curva c). En las diferentes curvas se pone

de manifiesto la influencia del periodo de muestreo sobre la estabilidad relativa del sistema de lazo cerrado.

Este efecto, propio de los sistemas muestreados, puede comprenderse a partir de la figura 3.8. En la parte a) de la figura se muestra un esquema de control digital básico donde, por simplicidad, se ha supuesto que el controlador vale 1. En la parte b) se indica la señal error e_{nT} y la señal $u(t)$ que se obtiene al reconstruir la señal muestreada e_{nT} con un reconstructor de orden cero.

Evidentemente el contenido armónico de la señal $u(t)$ presenta componentes de alta frecuencia que se manifiestan en los cambios abruptos en los instantes de muestreo. Normalmente, G presenta un comportamiento pasabajos y en la señal de salida $y(t)$ no se manifestará apreciablemente este contenido armónico de alta frecuencia. En otras palabras, puede suponerse que la señal de salida se debe básicamente a las componentes de baja frecuencia de $u(t)$, estas componentes de baja frecuencia corresponden a una señal $u(t)$ que puede aproximarse como se indica en la figura.

De esta manera el proceso de muestreo y reconstrucción de la señal puede ser modelado por un retardo puro de medio período de muestreo entre la señal de error y la acción de control, lo cual explica el deterioro de la estabilidad a medida que se incrementa el período de muestreo T .

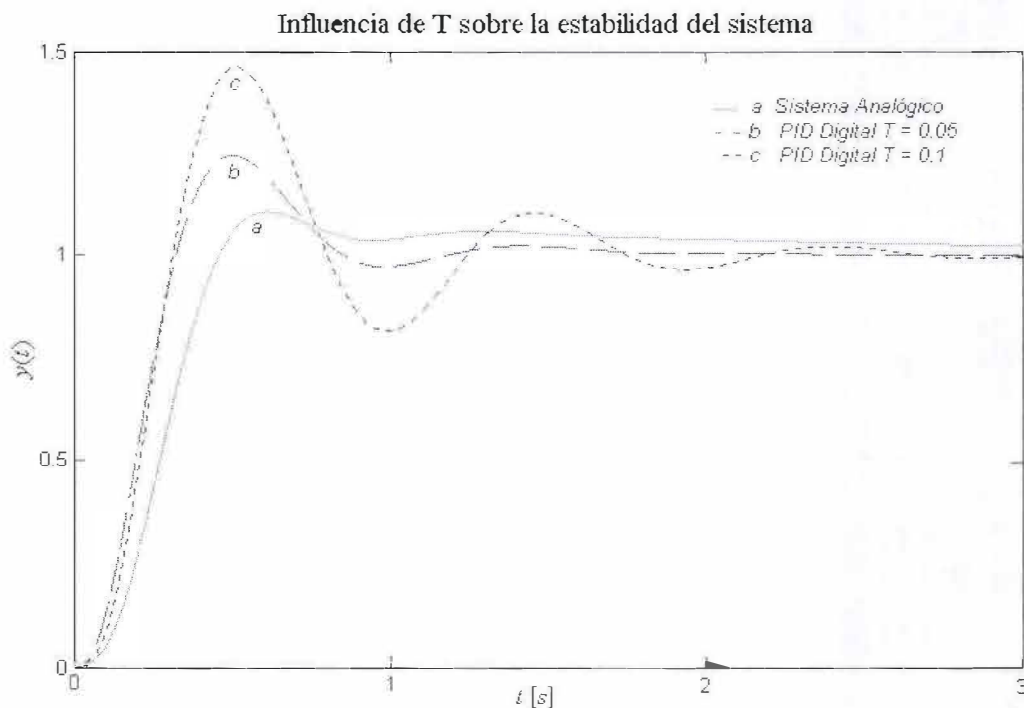
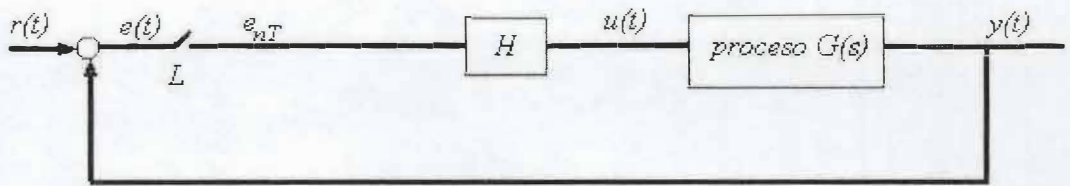


Figura 3.7. Influencia de T sobre la estabilidad del sistema: a) sistema analógico b) PID digital, $T = 0,05$ c) PID digital, $T = 0,1$



Señales e(t), u(t) y u'(t)

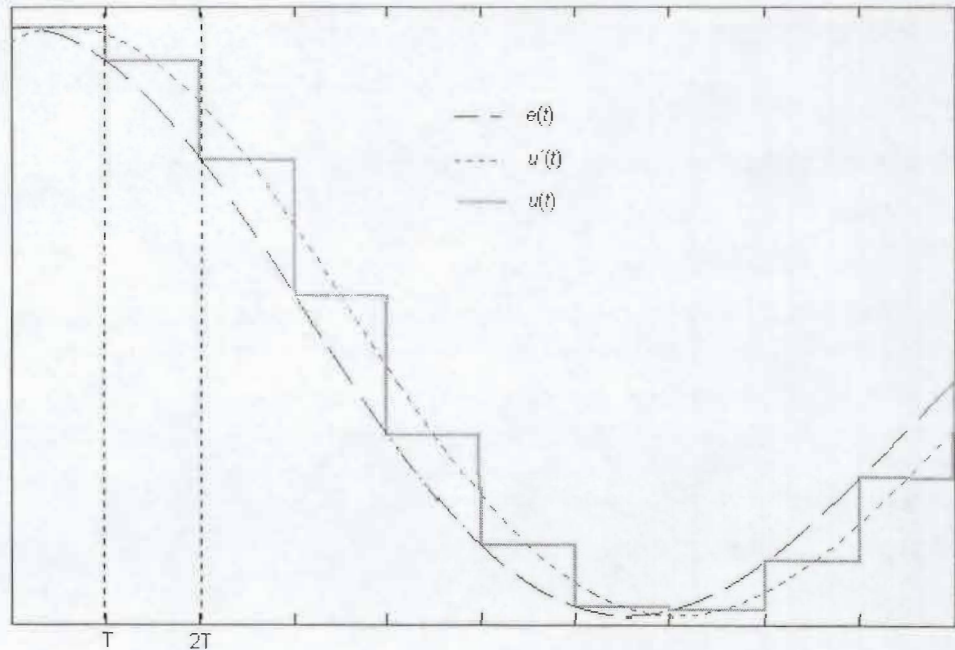


Figura 3-8. a) Esquema básico de control digital b) Señales e(t), u(t) y u'(t)

A los efectos de seleccionar el período de muestreo T de manera de no introducir un efecto desestabilizador apreciable puede seguirse el siguiente razonamiento. Como es conocido, la función de transferencia del conjunto muestreador y reconstructor de señal de orden cero es:

$$H(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{sT} \tag{3.22}$$

la cual para períodos de muestreo pequeños puede ser aproximada por:

$$H(s) = \frac{1 - 1 + sT - (sT)^2/2 + \dots}{sT} \cong 1 - \frac{sT}{2} \tag{3.23}$$

luego el aporte de fase que introduce el reconstructor a una determinada pulsación ω , suponiendo $\omega T \ll 1$, es:

$$\Phi = \arctg(-\omega T/2) \cong -\omega T/2 \tag{3.24}$$

A los efectos de que el reconstructor no introduzca una inestabilidad apreciable en el lazo puede imponerse que este desfase a la frecuencia del margen de fase (ω_{MF}) este en el orden de -5° a -15° . Esto conduce a que:

$$\omega_{MF} T = 0,17 \text{ a } 0,72 \quad (3.25)$$

Expresión a partir de la cual puede calcularse el periodo de muestreo.

3.4.1. Otros efectos a tener en cuenta para seleccionar T

Como se ha mencionado, es conveniente que T sea lo suficientemente pequeño para:

- que la aproximación empleada en la discretización sea correcta,
- que no se afecte la estabilidad del lazo,
- que no se pierda información de la señal muestreada.

Efectivamente, por el teorema de muestreo de Shanon la frecuencia de muestreo debe ser por lo menos, el doble que la máxima frecuencia de la señal muestreada.

Sin embargo, el período de muestreo no puede ser reducido todo lo que se quiera" ya que existen, entre otras, limitaciones debidas a la velocidad de cálculo del procesador digital y dificultades debidas al 'redondeo' en las operaciones. Estas dificultades numéricas se reducen principalmente a:

-la acción integral responde a la siguiente ecuación:

$$u_{nT} = u_{(n-1)T} + k_i T e_{nT} \quad (3.26)$$

Esta acción actúa cuando e_{nT} es distinto de cero, pero debido a la cuantización, la señal de control que sale del convertidor digital-analógico D/A vale cero mientras que el error esté dentro de un intervalo $(-\epsilon, \epsilon)$, ésto hace que mientras

$$|e_{nT}| < \frac{T_i}{T} \epsilon \quad (3.27)$$

no se produzca integración y haya una acumulación de errores. La reducción de T aumenta el factor que multiplica al nivel de cuantización ϵ , aumentando la zona muerta equivalente que presenta el algoritmo (ecuación (3.16)).

-El otro efecto se produce sobre la acción derivativa (normalmente sobre la salida):

$$\frac{T_d}{T} (e_{(n-1)T} - e_{nT}) \quad (3.28)$$

En este caso la señal $e(t)$ entra al controlador a través del convertidor A/D y por lo tanto sólo puede tomar valores discretos distanciados en lo que se llama nivel de cuantización. Esto hace que, para el controlador, la señal e_{nT} varia a saltos, los cuales quedan multiplicados por el factor (T_d/T) . Por lo tanto, T no puede hacerse tan pequeño como se quiera.

Otros factores a tener en cuenta en la selección del periodo de muestreo T son:

- espectro de las perturbaciones
- tipo de actuador empleado
- equipo de medida
- costo computacional.

En muchos casos prácticos el período de muestreo se selecciona en base al tiempo de crecimiento de la respuesta del proceso a un escalón, eligiéndose T entre la sexta y vigésima parte del tiempo de crecimiento.

3.5 Algoritmos anti reset-windup

Como se ha indicado en el capítulo 1, de no tomarse los recaudos necesarios, en la práctica puede aparecer el fenómeno de “reset windup”. Este aparece al arrancar el sistema, o en cualquier otra situación en la que aparece un error grande durante un tiempo prolongado. Sucede entonces que el integrador aumenta su salida para reducir el error aun cuando la señal de control este saturada. Esto hace que cuando el sistema se acerca al punto de referencia el término integral haya crecido demasiado y se sobrepase el valor deseado, ya que la única forma de reducir el valor del término integral es mediante un cambio de signo a su entrada (señal de error).

Hay diferentes tácticas para evitar este fenómeno denominadas “algoritmos anti reset windup (ARW)”, todas ellas de fácil implementación digital:

- limitar el término integral en un valor determinado
- cortar la acción integral durante la saturación

ejemplo: considérese el esquema de control indicado en la figura (3.9) con los siguientes valores para el controlador PI:

$$k=0,4 \quad T_i=5 \quad T_d=0,5$$

en la figura (3.10) puede observarse la salida del sistema y la acción de control para los siguientes casos:

curva a: no existe restricción en la salida del controlador

curva b: la salida del controlador está limitada en $\pm 0,2$. El controlador no tiene acción antireset-windup.

curva c: la salida del controlador se encuentra limitada en $\pm 0,2$ y se emplea algoritmo antireset-windup consistente en mantener la acción integral en $\pm 0,2$ cuando la salida del controlador satura.

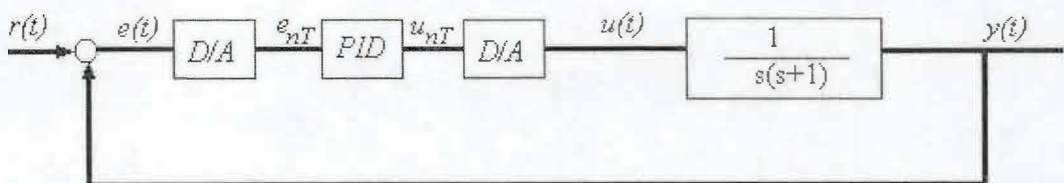


Figura 3.9

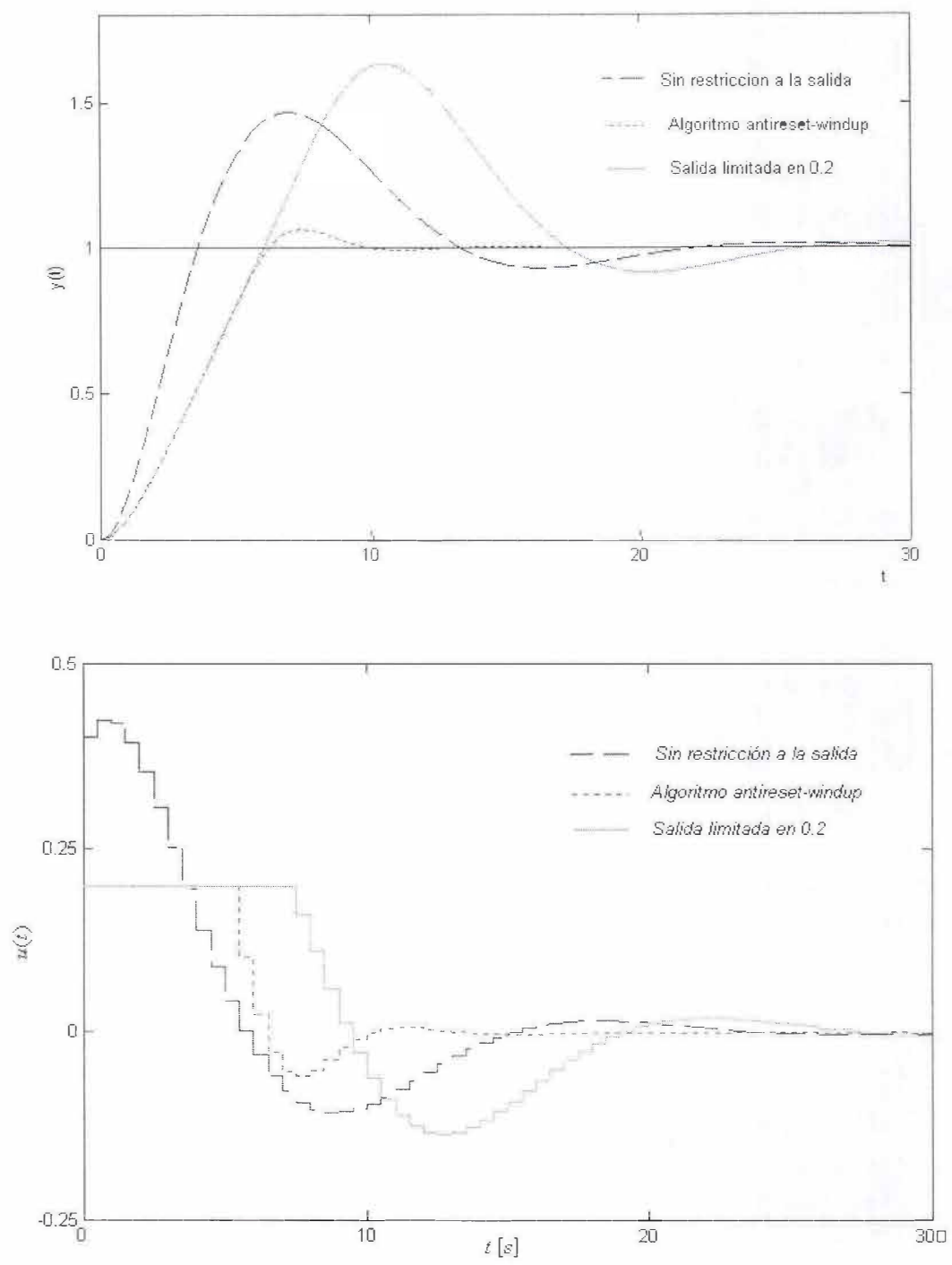


Figura 3.10

- restar al valor integrado una cantidad proporcional al exceso de actuación, por ejemplo:

$$u_{nT} = u_{(n-1)T} + k_i \int e_{nT} - |u_{nT} - u_{\max}|$$

4.1 Introducción

En el lenguaje diario la acción de “adaptar” es interpretada como la de cambiar de comportamiento acorde a las circunstancias. Intuitivamente, un controlador adaptable es aquel capaz de modificar su comportamiento en respuesta a cambios en la dinámica del proceso a controlar o de las perturbaciones.

En los últimos años, el control adaptable ha encontrado un fuerte soporte teórico que unido al sorprendente desarrollo de los microprocesadores, ha permitido que las grandes empresas introduzcan, en gran escala, los controladores adaptables en el mercado.

Es conveniente a esta altura distinguir entre técnicas de control adaptables y autoajustables (“autotuner”). Según las primeras, la adaptación de los parámetros del controlador se realiza permanentemente (cada periodo de muestreo). A diferencia de éstas, las técnicas de control autoajustables realizan la sintonía del controlador sólo a requerimiento del usuario, quedando los parámetros del controlador constantes hasta que un nuevo ajuste es requerido. Generalmente, si la dinámica del proceso o de las perturbaciones no varían significativamente en el tiempo, las técnicas de autoajuste son preferidas sobre las adaptables.

Dentro de las técnicas adaptables, pueden citarse:

- a) Ganancia tabulada
- b) Modelo de referencia
- c) “self tuning”

a) Ganancia tabulada

Esta técnica de control adaptable fue una de las primeras en ser utilizadas y se basa en la tabulación de los parámetros del controlador para distintos puntos de trabajo o condiciones propias de operación. Su nombre se debe a que en los primeros trabajos reportados el controlador empleado presentaba sólo acción proporcional.

La figura 4.1 representa un esquema básico de control empleando la técnica de ganancia tabulada. El controlador determina, a través del censado de variables características del sistema, el juego conveniente de parámetros del controlador.

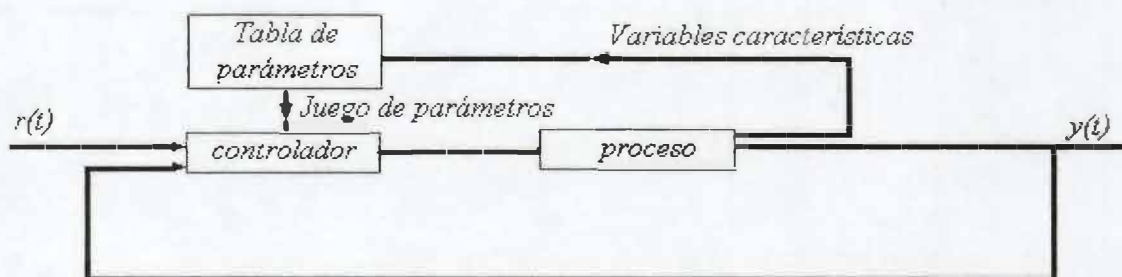


Figura 4.1. Esquema básico de control adaptable por “ganancia tabulada”

El método de ganancia tabulada es una compensación de lazo abierto. Efectivamente no existe ninguna realimentación que permita corregir los errores de tabulación o cambios, a lo largo del tiempo, de las características del sistema bajo control.

Un problema clave en el diseño del control consiste en la selección de las variables características sobre las cuales se toma la decisión de cambio del juego de parámetros del controlador. Esta selección debe estar basada sobre el conocimiento de la física del sistema.

Una vez que las variables han sido seleccionadas, los parámetros del regulador deben ser calculados para una serie de puntos de operación en base a una adecuada estrategia de control. El comportamiento dinámico y la estabilidad del sistema es generalmente evaluada por simulación, debido a la complejidad inherente a las no linealidades involucradas en los cambios de zonas de operación.

Este esquema de control presenta como ventaja la rapidez con que los parámetros pueden ser adaptados.

Sistemas con ganancia tabulada han sido y son muy empleados. Una de las aplicaciones más comunes está asociada al control de sistemas de vuelo, los cuales deben actuar en muy diferentes condiciones de altitud y velocidad.

b) Modelo de referencia

En la figura 4.2 se muestra un esquema básico de control adaptable por modelo de referencia. Según esta técnica las especificaciones de diseño son preestablecidas a través de un “modelo” que presenta las características requeridas de lazo cerrado. En base a un algoritmo recursivo del error “de modelo” (diferencia entre la salida del modelo y la del sistema de lazo cerrado) se ajustan los parámetros del controlador para que el comportamiento del sistema de lazo cerrado converja al del modelo. Es decir, que existen básicamente dos lazos de regulación, uno interno consistente en un clásico lazo de realimentación y otro externo encargado de anular el error “de modelo” a partir del ajuste de los parámetros del controlador del lazo interno.

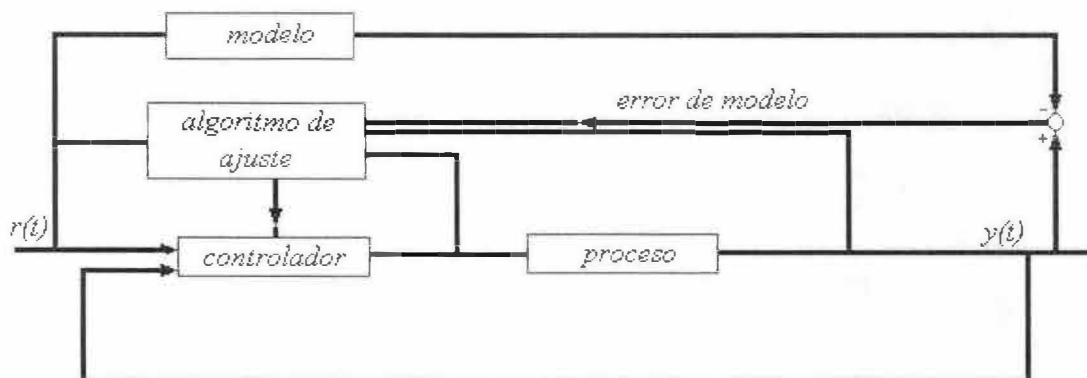


Figura 4.2. Esquema básico de control adaptable por modelo de referencia

Un problema clave y en absoluto trivial es la determinación del algoritmo de ajuste que asegure un sistema estable con errores tendiendo a cero. Una de las alternativas más comunes es la de, suponiendo que los parámetros del sistema varían en forma lenta, hacer la corrección de los parámetros proporcional al gradiente del error “de modelo” cuadrático.

c) Regulador “self tuning”

Un esquema de control adaptable empleando la técnica de “self tuning” es indicado en la figura 4.3. Un estimador de tiempo real procesa muestras de la entrada y salida del proceso bajo control. En base a este procesamiento realiza una identificación del mismo cada período de muestreo. A partir de la información suministrada por el estimador, los parámetros del controlador son rediseñados cada período de muestreo en base a una determinada estrategia de control.

A los fines de que la identificación sea la correcta, es necesario perturbar en forma permanente al proceso con una señal lo suficientemente rica en contenido armónico para que excite todos los modos del sistema.

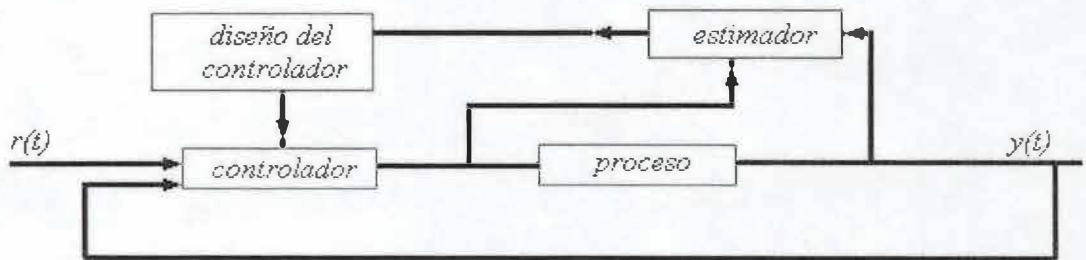


Figura 4.3. Esquema básico de control adaptable por “self tuning”

Entre las diferencias más marcadas que existieron en sus orígenes entre las estrategias de modelo de referencia y de self tuning puede decirse que para el primer caso los parámetros del controlador son determinados en forma directa a partir de un algoritmo de error, mientras que en el caso de self tuning, primero se determinan en forma explícita los parámetros del sistema y a partir de estos los del controlador. Posteriormente, se han definido algoritmos indirectos para la estrategia de modelo de referencia e implícitos para estrategias self tuning con lo cual esta diferencia se ha diluido.

Otra diferencia, en sus orígenes, fue la finalidad con que se generaron. La estrategia de modelo de referencia estaba dirigida a sistemas continuos en el tiempo, determinísticos y principalmente a servosistemas, mientras que la estrategia de self tuning estaba dirigida a sistemas de regulación con perturbación estocástica y basado en un análisis de tiempo discreto.

La diferencia fundamental entre las dos técnicas está basado en los métodos de diseño de lazo interno y en el mecanismo de ajuste de los parámetros.

4.2 Algunos controladores industriales adaptables

A continuación se citan algunos de los controladores adaptables o auto ajustables que han logrado introducirse en el mercado internacional.

Controlador autoajutable Satt-Control

Este controlador de la compañía sueca Satt-Control es básicamente un controlador digital PID (con opción a un esquema más amplio de control digital directo)

con capacidad de autoajuste. El diseño del controlador se realiza en base a una adaptación del método de Ziegler y Nichols.

Quizás, el aspecto más interesante de este controlador es su capacidad para determinar la ganancia y período crítico (K_c y T_c) sin riesgo alguno para el proceso bajo control. Estos parámetros son obtenidos a partir de una medida del sistema a lazo cerrado bajo la acción de control de un relé de 'altura' variable. Efectivamente, como se demuestra en el apéndice B, bajo estas condiciones es posible obtener una oscilación de amplitud controlada a la salida del proceso. En base a la amplitud y período de esta oscilación resulta:

$$K_c = \frac{4M}{\pi A} \tag{4.1}$$

$$P_c = T_{osc} = \frac{2\pi}{\omega_{osc}} \tag{4.2}$$

Siendo A la amplitud de la oscilación, M la altura del relé y T_{osc} el período de oscilación. En base a esta información el diseño del controlador se reduce a:

$$\begin{aligned} K_p &= K_c / 2 \\ T_i &= T_c / 2 \\ T_d &= T_c / 8 \end{aligned} \tag{4.3}$$

La mayor ventaja de este controlador es que no requiere de parámetros iniciales, sólo es requerido que durante la determinación de K_c y P_c el proceso se encuentre en la región de operación, condición que puede ser conseguida simplemente a través de control manual. Una vez determinados estos parámetros y calculados los valores del controlador, el regulador pasa a modo automático.

EXACT. Regulador adaptable de Foxboro.

Este regulador esta basado en el análisis de la respuesta transitoria del sistema a lazo cerrado, tanto a perturbaciones como a cambios en el set point. Una vez detectada una perturbación, una lógica heurística es empleada para medir los picos e_1 , e_2 , e_3 , y el período T_p de la señal de error resultante (figura 4.4 y 4.5)

Señal de error ante una perturbación

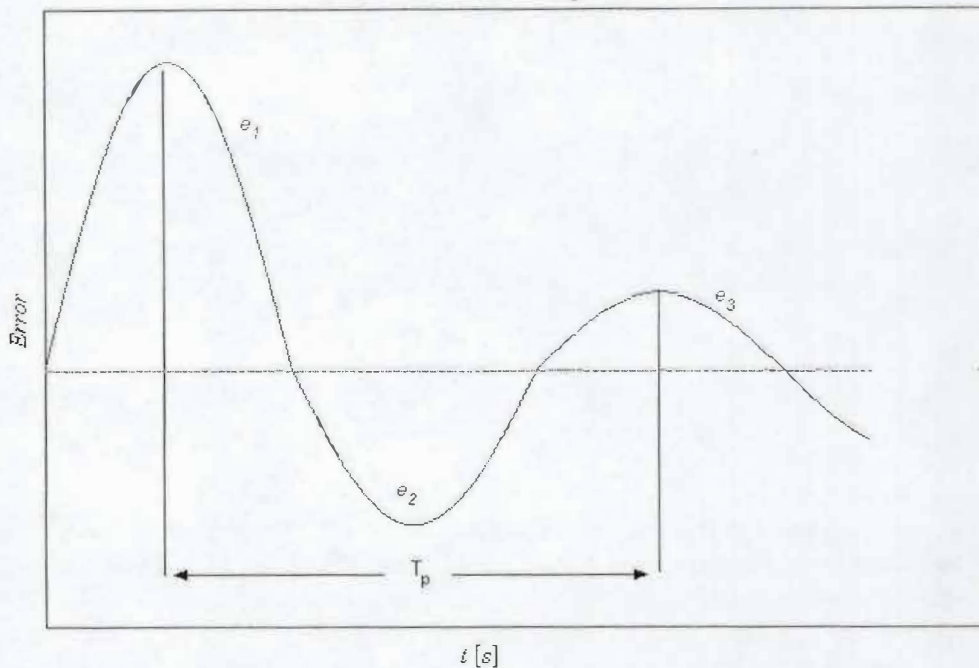


Figura 4.4. Señal error ante una perturbación

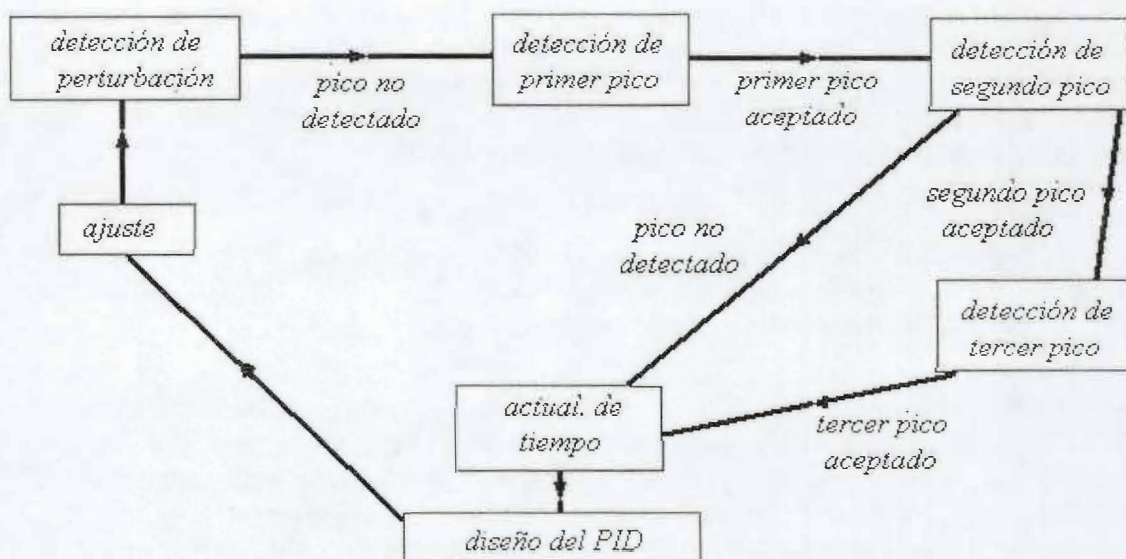


Figura 4.5. Lógica heurística empleada por el sistema EXACT

El diseño del controlador está basado sobre especificaciones de amortiguamiento, sobrepaso y las relaciones T_i/T_p y T_d/T_p .

La amortiguación es definida por:

$$d = \frac{e_3 - e_2}{e_1 - e_2} \quad (4.4)$$

Y sobrepaso por:

$$z = -\frac{e_2}{e_1} \quad (4.5)$$

En casos típicos se requiere que tanto d como z sean menores que 0,3. Las relaciones T_i/T_p y T_d/T_p , según Ziegler y Nichols, serían:

$$\begin{aligned} \frac{T_i}{T_p} &= 0,5 \\ \frac{T_d}{T_p} &= 0,12 \end{aligned} \quad (4-6)$$

Estas relaciones se basan en estudios empíricos. Para procesos con tiempos muertos dominantes estas relaciones son disminuidas, mientras que en procesos con un polo dominante son aumentadas. Como información previa, la técnica de sintonía requiere valores iniciales para el regulador y el conocimiento de la 'escala de tiempos' del proceso. Este último requerimiento es a los efectos de determinar el máximo tiempo durante el cual la lógica heurística espera el segundo sobrepaso. También es requerida alguna medida del nivel de ruido para determinar las tolerancias de la lógica heurística. Son parámetros adicionales optativos: el amortiguamiento, el sobrepaso y la máxima constante derivativa.

El regulador posee un modo de operación denominado 'pre-tune' el cual puede ser empleado si no se dispone información previa. En este modo de operación el proceso es sometido a una perturbación en escalón cuya amplitud es establecida por el operador. A partir de esta excitación son determinados los valores iniciales para el controlador, la escala de tiempos y el nivel de ruido. Este modo de operación sólo puede ser invocado una vez que el sistema se encuentra en estado estacionario.

Electromax V. Regulador adaptable Leeds y Northrup.

Este regulador es un controlador monolazo basado en una estructura PID. La adaptación esta basada en una técnica self tuning por asignación de polos, bajo la suposición que el sistema es de segundo orden.

El regulador puede trabajar en tres modos de operación: fijo, autosintonía y autoadaptable. En el primer modo el regulador funciona como un PID convencional. En el modo de autosintonía una perturbación es introducida, un modelo del proceso es estimado y los parámetros del PID son calculados en base a esta estimación. Si el operador da su consentimiento, los parámetros del controlador son adaptados. En el modo autoadaptable los parámetros son ajustados permanentemente.

En el modo de auto sintonía la estimación de lazo cerrado es realizada a partir de cambios automáticos en el set point los cuales son periódicos para asegurar la calidad de la estimación. Los parámetros estimados son mostrados al operador que tiene la opción de rechazarlos si no los considera adecuados. La operación es abortada si el operador rechaza por quinta vez los parámetros estimados.

En el modo auto adaptable la estimación del modelo de segundo orden es realizada por el método de 'variable instrumental'. La operación es abortada si se superan límites preestablecidos.

Como la estimación es realizada en lazo cerrado, es necesario disponer de valores iniciales para el controlador. También es requerido el tiempo de crecimiento del proceso a los fines de poder definir la perturbación necesaria para la estimación.

Si se diseña el PID para verificar un margen de fase de aproximadamente 30° a la pulsación crítica ω_c resulta [1]:

$$\begin{aligned} K_p &= 0,87 K_c \\ T_i &= 0,55 P_c \\ T_d &= 0,14 P_c \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

Vinculando estos coeficientes con los correspondientes de Ziegler y Nichols ($K_p = 0,6K_c$, $T_d = 0,125P_c$, $T_i = 0,5P_c$), se observa que la única diferencia sustancial resulta ser que en el método de Ziegler y Nichols la ganancia K_p resulta ser 0,69 veces más chica.

Si se diseña, entonces, el controlador PID para verificar un margen de fase de 30° a la frecuencia crítica, resulta que la pulsación natural ω_n de los polos dominantes de lazo cerrado tiene un valor cercano al de ω_c ya que el margen de fase es pequeño. Sin embargo si el diseño es realizado por medio del método de Ziegler y Nichols, la ganancia de lazo es reducida en un factor 0,69 y por consiguiente la pulsación natural de los polos del modelo de lazo cerrado será menor a ω_c .

En un sistema de fase mínima, la ganancia y fase de su función de transferencia se encuentran relacionadas por el primer teorema de Bode:[9]

$$\Phi(\omega_d) = \frac{\pi}{2} \left. \frac{dA}{du} \right|_{u=0} + \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left. \frac{dA}{du} \right|_{u=0} - \left. \frac{dA}{du} \right|_{u=0} \ln \coth \left| \frac{u}{2} \right| du \quad (\text{A.2})$$

Donde $\Phi(\omega_d)$ es el corrimiento de fase a la pulsación particular ω_d A es la ganancia en Nepers y u es igual a $\ln(\omega/\omega_d)$

Si la pendiente dA/du es constante sobre un rango de frecuencias en las proximidades de ω_d la fase puede ser aproximada por el primer término de la ecuación (A.2)[9].

$$\Phi(\omega_d) = \frac{\pi}{2} \left. \frac{dA}{du} \right|_{u=0} \quad (\text{A.3})$$

Si se supone que el diseño del controlador se basa en la única información disponible consistente en el conocimiento de un solo punto de la curva de Nyquist ($\omega_c K_c$), la ecuación A.3 puede ser empleada en primera aproximación para calcular la pendiente de la curva de ganancia a la pulsación crítica ω_c . Esta aproximación implica que en la región donde el margen de fase es de 30° la ganancia varía 10db/dec.

Si se considera ahora, que el diseño es realizado por Ziegler y Nichols [34], debe considerarse que la ganancia K_p es reducida en un factor 0,69 y por consiguiente la pulsación en la cual la curva ganancia a lazo abierto se intercepta con el eje de 0db es menor que ω_c . Una estimación de este punto de corte ω_c' puede realizarse suponiendo

que la curva de amplitud del diagrama de Bode no cambia de pendiente inmediatamente por debajo de la pulsación ω_c . A partir de la figura A.1, puede plantearse por semejanza de triángulos la siguiente ecuación:

$$\frac{10db}{\log \omega_c - \log(0,5\omega_c)} = \frac{6,777db}{\log(x\omega_c) - \log(0,5\omega_c)} \quad (A.4)$$

Donde x es el factor por el cual hay que multiplicar la pulsación ω_c para obtener ω_c' . Operando resulta:

$$x = 0,8 \quad (A.5)$$

Por consiguiente, si se diseña por Ziegler y Nichols, puede considerarse en primer aproximación que el sistema presenta a lazo cerrado un par de polos complejos con una pulsación natural ω_n' próxima a $0,8\omega_c$

$$\omega_n' \cong \omega_c' \cong 0,8\omega_c \quad (A.6)$$

Método de Amstron y Hagglund para la determinación de los valores críticos K_c y ω_c

Como se ha mencionado en secciones anteriores, tanto el método de Ziegler y Nichols como los de margen de fase presentan una importante limitación de orden práctico, cuando no se conoce la estructura del sistema a controlar, ya que en estas condiciones, para la determinación de la ganancia crítica K_c y de la pulsación de oscilación $\omega_c = 2P_i/P_o$, es necesario someter al proceso a ensayos que muchas veces pueden ser excesivamente exigentes.

El proceder clásico consiste en llevar al sistema al borde de la oscilación con el empleo de un compensador proporcional en cascada, y en esas condiciones determinar por medición la ganancia y pulsación críticas. Sin lugar a dudas, un proceder severo para la mayoría de los procesos.

Astrom y Hagglund [1][4][5][6] han propuesto un método para la determinación de K_c y ω_c en condiciones mucho menos exigentes para el proceso que las citadas. Este método se basa en que cualquier sistema que presente un desfase mayor que 180° , puede oscilar con amplitud controlada cuando es compensado con alguna no linealidad.

Efectivamente supongamos que el proceso a controlar presenta características integradoras y que es conectado como se indica en la figura B.1 con un bloque no lineal en cascada. Verifiquemos la posible existencia de una autooscilación.

La señal del control u , puede expresarse como suma de dos términos:

$$u = K(e)e + d(e) \tag{B.1}$$

Donde $K(e)$ representa una ganancia cuasilineal y $d(e)$ un término de distorsión. Si el proceso es suficientemente integrador, como se ha supuesto, el efecto del término de distorsión sobre la salida será despreciable.

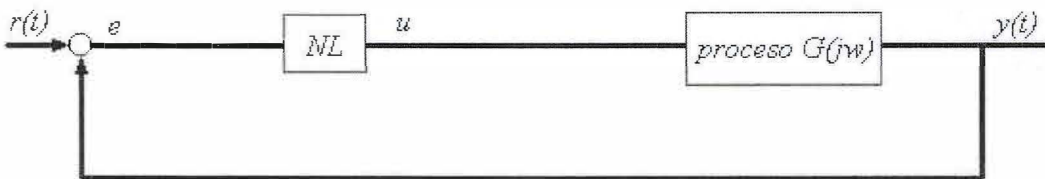


Figura B.1

El factor $K(e)$, función de la amplitud del error, es conocido como función descriptiva [26] y puede ser calculado empleando los conceptos de la serie de Fourier.

Así ante una excitación $e = A \text{sen}(\omega t)$, la señal u puede expresarse como:

$$u = h_1 \cdot \text{sen}(\omega t) + h_2 \cdot \text{cos}(\omega t) + \dots \tag{B.2}$$

donde:

$$h_1 = \int f(A \text{sen}(\omega t)) \text{sen} \omega t \, d\omega t \tag{B.3}$$

$$h_2 = \int f(A \text{sen}(\omega t)) \text{cos}(\omega t) \, d\omega t \tag{B.4}$$

siendo A la amplitud de la supuesta oscilación.

Definiendo:

$$g(A) = h_1 / A \tag{B.5}$$

$$b(A) = h_2 / A \tag{B.6}$$

la función descriptiva queda expresada a través de:

$$K(e) = g(A) + jb(A) \tag{B.7}$$

Para que existan autooscilaciones en un sistema como el de la figura B.1, se debe cumplir que:

$$G(j\omega) = -1 / K(e) \tag{B.8}$$

Analicemos un caso más particular. Supongamos que el controlador no lineal es un bang-bang o controlador de máximo esfuerzo. Su función descriptiva resulta:

$$K(e) = g(A) = 4M / \pi A \tag{B.9}$$

donde M es la amplitud del controlador (figura B.2).

La verificación de la existencia de auto oscilaciones (ecuación B.8) puede hacerse en forma gráfica, dibujando el diagrama polar de $G(j\omega)$ en el plano (Re, Im) y superpuesto a él el diagrama de $-1/K(e)$. En la figura B-3 se ha graficado el factor $-1/K(e)$ para un controlador bang-bang y la curva polar de un posible proceso $G(j\omega)$. Como puede verificarse si el sistema presenta una rotación de fase superior a -180° siempre existe una oscilación que corresponde al punto de intersección de las dos curvas. El punto de intersección tiene información de la pulsación de la oscilación (ω_{osc}) a través de la curva de $G(j\omega)$ y de su amplitud (A), (para el caso del bang-bang) a través de las ecuaciones B.8 y B.9

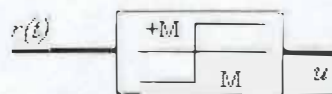


Figura B.2. Controlador bang-bang

Determinación gráfica de A y ω_{osc}

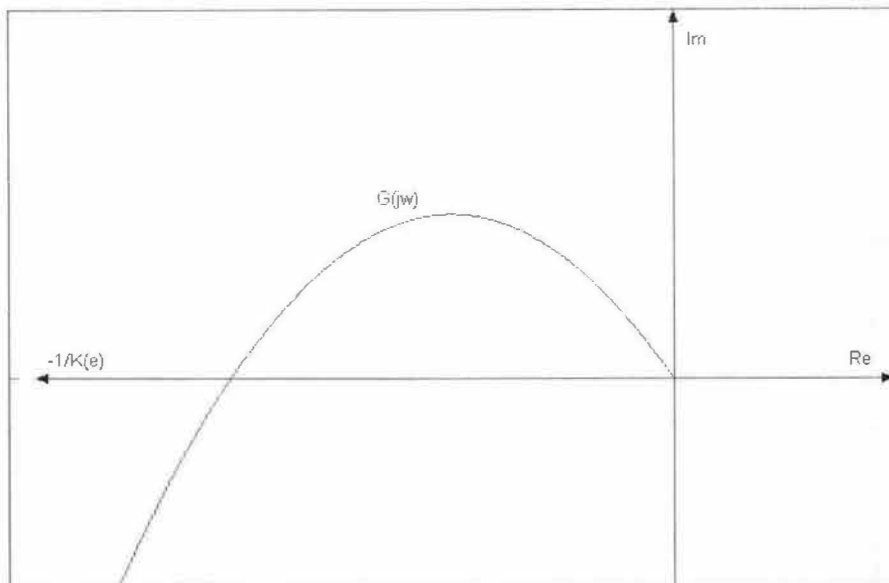


Figura B.3. Determinación gráfica de A y ω_{osc}

Es importante destacar que tanto la frecuencia de oscilación ω_o como la función descriptiva que lleva al sistema a la condición de oscilación corresponden a la pulsación y ganancia crítica necesarias para el cálculo de los controladores PID por el método de Ziegler y Nichols o por el método de margen de fase.

Si la no linealidad empleada es un bang-bang la amplitud de oscilación resulta:

$$A = 4M / \pi K(e) \tag{B.10}$$

Es decir que puede ser controlada con la altura M del bang-bang, y por consiguiente puede realizarse una medida de K_c y ω_c en condiciones que no son en absoluto severas para el proceso a controlar.

Para evitar problemas de ruido Astrom y Hagglund proponen emplear como no linealidad un bang-bang con histéresis o con zona muerta.

- [1] K. J. Astrom, "Ziegler-Nichos Auto Tuners", Rep: LUTFD2 / (TFRT-3167) / 01-125. Department of Automatic Control, Lund Inst. of Technology, Mayo de 1982.
- [2] K. J. Astrom. "Theory and applications of adaptive control. A survey". *Automática*. Vol. 19.no 5. pp.471-486. 1983
- [3] K. J. Astrom, "Computer Controlled Systems", Prentice-Hall 1984.
- [4] K. J. Astrom, T. Hagglund, " Automatic Tuning of Simple Regulators". Proc. IFAC 9th. World Congr. Budapest. 1984
- [5] K. J. Astrom, T. Hagglund, "A frequency domain approach too analysis and design of simple feedback loop". Proc. 23^d IEEE Conf. on Decision and Control. Las Vegas. pp. 299-304. 1984.
- [6] K. J. Astrom, T. Hagglund, "Autoomatic Tuning of Simple Regulators with Specifications on Phase an Amplitud Mergine" *Automatica*, vol 20 N 5, pp. 645-651, 1984
- [6] K. J. Astrom, T. Hagglund, "Aautoomatic Tuning of Simple Regulators with Specifications on Phase and Amplitud Margine" *Automatica*, vol 20 N 5, pp. 645-651, 1984.
- [7] K. J. Astrom, "Adaptive Feedback Control", *Proceedings of IEEE*, vol. 75, NO 2, pag. 185-216, Febrero de 1987.
- [8] E. H. Bristol, " Pattern recognition: an alternative to parameter Identification in adaptive control". *Automatica*. Vol 13, pp. 197-202. 1977.
- [9] H. Chestnut, R. Mayer, "Servomechanisms and regulating system design", vol. 1, John Wiley, 1959.
- [10] E. Eitelberg, "A regulating and tracking PID controller", *Int. J. Control*, vol. 45, NO. 1, 1987.
- [10] G. F. Franklin & D. Powell, "Digital Control of dinamic systems" Addison Wesley, 1980.
- [11] P. J. Gawthrop, "Self tuning PI and PID controllers", *IEEE Conference on Aplications of Adaptive and Multivariable Control*, Hull, Inglaterra, 1982.
- [12] P. J. Gawthrop, "Self tuning PID controllers: Algorithms and Implementation", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC. 31, NO, Marzo de 1986.
- [13] J. P. Gerry, "A comparison of PID Control Algorithms", *Control Engineering*, pag. 102-105, Mayo de 1987.
- [14] T. Hagglund, "A PID tuner based on phase margin specification", Rep: LUTDF2/(TFRT-7224)/1-020, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology. Septiembre de 1981

[15] T. Hagglund, K. J. Astrom, "A new method for design of PID regulators". Rep: LUTFD2/(TFRT-7273)1-032/(1984). Department of Automatic Control. Lund Institute of Technology.

[16] T. Hagglund, K. J. Astrom, "Automatic tuning of PID controllers based on fominant polo design" IFAC Workshop on Adaptive Control of Chemical Processes". Frankfurt. 1985.

[17] P. Harriot. "Porcess control". Mc Graw-Hill. 1964.

[18] W. M. Hawk, "A self-tuning, self contained PID controller". Proc. American Control Conf. 1983. pp. 838-843.

[19] C. D. Johnson. "Process Control Instrumentation Technology". J Wwiley & Sons. 1982.

[20] L. Kevinczky. "How to design and implement an industrial adaptive PID regulator". Proc. II Congreso Latinoamericano de Control" AADECA. IFAC. Buenos Aires.

[21] R. J. Mantz, E. Tacconi. "Controlador PID autoajustable". Proc. JIEE. Vol. 10. pp. 67-74.

[22] R. J. Mantz, E. Tacconi. "Coomplementary rules to Zieglers and Nichols'rules for a reegulating and tracking controller". Int. J. Control, vol 49, no 5, pp. 1465-1471. 1989.

[23] R. J. Mantz, E. Tacconi. "A regulating and tracking PID controller". Ind. and Engineering Chemistry Research 29 (7), 1990, pp. 1249-1254.

[24] H. Morris. "How adaptive are adaptivee Process controllers?". Control Engineering. Marzo de 1987. pp. 96-100.

[25] Y. Nishikaea, N. Sannomiya, O. Otha, H. Tanaka. "A method for autotuning of PID control parameters". Aautomatica 20, pp. 321-332, 1984.

[26] K. Ogata, "Ingenieria de Control Moderna", Prentice Hall 1972.

Actividad de Aprendizaje No.3: Analizar los algoritmos para implementar las lazos de control.

Documento: Acciones de control PID¹.

1. CONTROL PROPORCIONAL.

En un sistema de control proporcional, a diferencia del de 2 posiciones, el EFC puede desplazarse en forma continua entre sus 2 posiciones extremas. La corrección ordenada por el controlador es proporcional a la magnitud del error; por ejemplo, si en un intercambiador de calor como el de la figura 7.1 disminuye la temperatura del agua, el controlador proporcional aumenta la abertura de la válvula de vapor, en una cantidad proporcional a la disminución de dicha temperatura y, cuando la temperatura comienza a establecerse, el controlador también comienza a cerrar la válvula, llevándola a la posición original cuando la temperatura regresa al valor de referencia, como se aprecia en la figura 7.3.

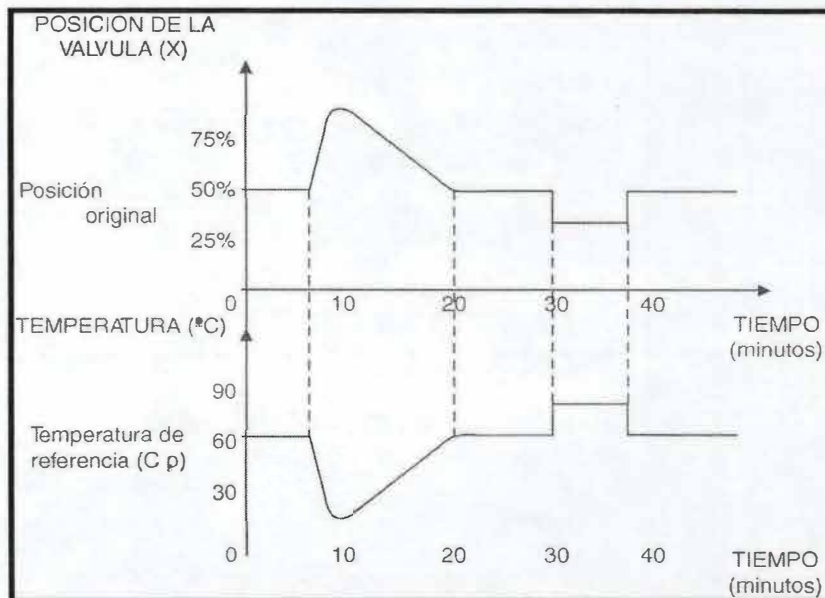


Figura 7.3 Variación de la posición del EFC (Válvula) al cambiar la temperatura del agua en un intercambiador de calor.

La salida (p) de un controlador proporcional, expresada en porcentaje está dada por:

$$P = K_p e_p + P_o$$

e_p = error porcentual de la variable controlada.

P_o = Salida de controlador en % cuando el error es cero.

K_p = Ganancia proporcional en (% / %).

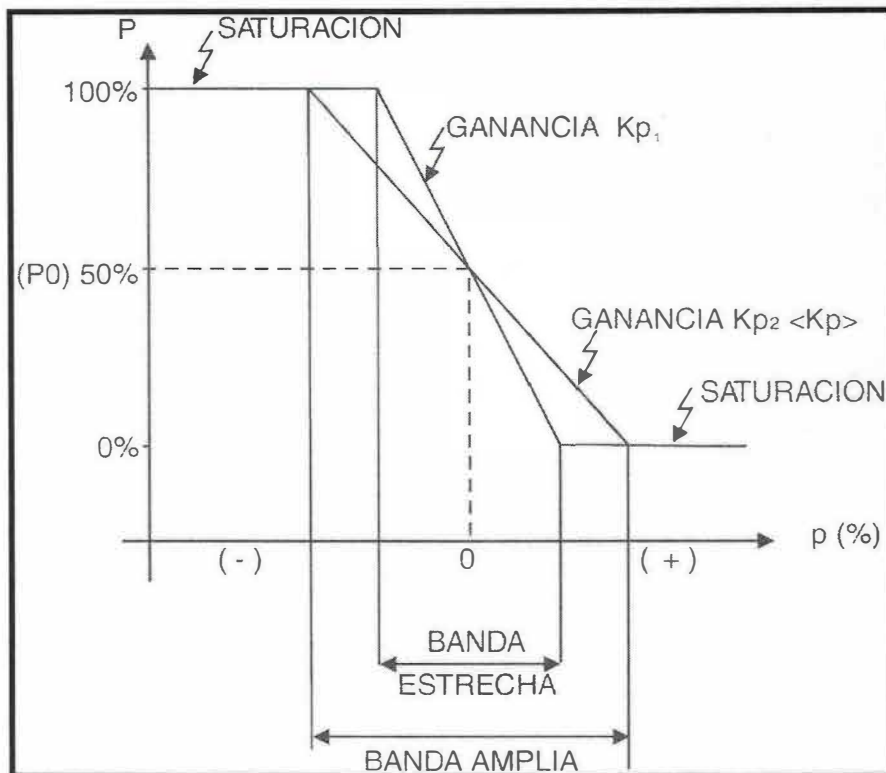


Figura 7.4. Salida de un controlador proporcional en función del error

En la figura 7.4 se representa la gráfica de la salida de un controlador (p) en función del error porcentual, para 2 ganancias diferentes, suponiendo que la salida cuando el error es nulo (P_o) es del 50%. Se puede apreciar que cuando el error excede ciertos límites la salida se satura en el 0% o en el 100%, dependiendo del signo del error.

BANDA PROPORCIONAL

La banda proporcional (B_p) de un controlador es el inverso de la ganancia proporcional y se expresa en porcentaje:

$$BP = \frac{100}{K_p} \%$$

Entre menor sea el valor de la BP mayor es la sensibilidad del controlador (ver figura 7.4). Físicamente, la BP se puede definir como el error porcentual que provoca una variación de la salida del controlador (p) desde el 0% hasta el 100%, por ejemplo, si la BP es del 40%, quiere decir que un error del 40% en la variable controlada provoca un cambio en la salida del controlador del 0% al 100% (o del 100% al 0%, según el signo del error). La BP normalmente está entre el 20% y el 200%.

ERROR OFFSET

En el modo de control proporcional la variable controlada generalmente presenta, aunque no siempre, un error que se denomina error offset.

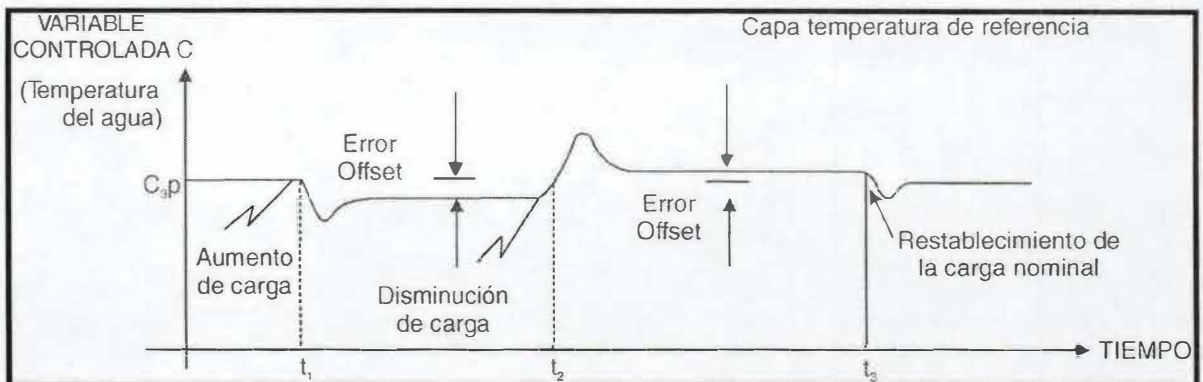


Figura 7.5 Efecto del cambio de carga sobre el valor de la variable controlada en el modo de control proporcional

En la figura 7.5 se muestra la gráfica de la variable controlada en función del tiempo para un sistema de control proporcional. Inicialmente el valor de la variable es igual al de referencia, suponiendo que se tiene una carga nominal. Si se toma como ejemplo el intercambiador de calor de la figura 7.1 entonces la variable controlada es la temperatura de salida del agua, por ello de ahora en adelante se hace referencia a dicha temperatura. Si en el instante t_1 se aumenta la carga, la temperatura comienza a disminuir y sigue disminuyendo hasta cuando haga efecto la corrección ordenada por el controlador; luego la temperatura se recupera y después de cierto tiempo alcanza un nuevo valor estacionario, pero inferior al valor de referencia en una cantidad que es el error offset para la carga existente en ese momento, como se puede apreciar en la figura 7.5. La existencia del error offset se explica porque cuando aumenta la demanda de agua, debe aumentar también el caudal de vapor, es decir, que debe aumentar la abertura de la válvula. De acuerdo a la ecuación (7.1) para un controlador proporcional.

$$P = K_p e_p + P_o \quad (7.1)$$

Para que pueda aumentar la abertura de la válvula debe existir un error offset (e_p), o de lo contrario la válvula seguiría en la misma posición inicial.

Si posteriormente, en el instante t_2 se produce una disminución de la carga a un valor inferior a la carga nominal, la temperatura del agua comienza a aumentar y sigue aumentando hasta que haga efecto la corrección ordenada por el controlador; después de cierto tiempo la temperatura alcanza un nuevo estacionario, pero superior al valor de referencia en una cantidad que es el error offset para esa nueva carga. Como ahora la carga es inferior a la nominal, el error offset tiene signo contrario al del caso anterior.

Si en el instante t_3 se vuelve a la carga nominal, entonces una vez pasa el transitorio el error offset se anula.

De lo que se acaba de explicar se puede deducir que la magnitud del error offset depende de: La carga existente en cada momento.

$$B_p = \frac{1}{K_p} \times 100$$

La ganancia K_p del controlador, ya que de acuerdo a la ecuación (7.1) entre mayor sea la ganancia menor es el error offset. Claro que la ganancia no se puede aumentar demasiado porque como se verá después, ganancias elevadas producen oscilaciones en la variable controlada.

Debido al error offset, en procesos donde se presentan grandes cambios de carga no es conveniente seleccionar un controlador con la sola acción proporcional. En tales casos, además de la acción proporcional, se debe agregar por lo menos la acción integral.

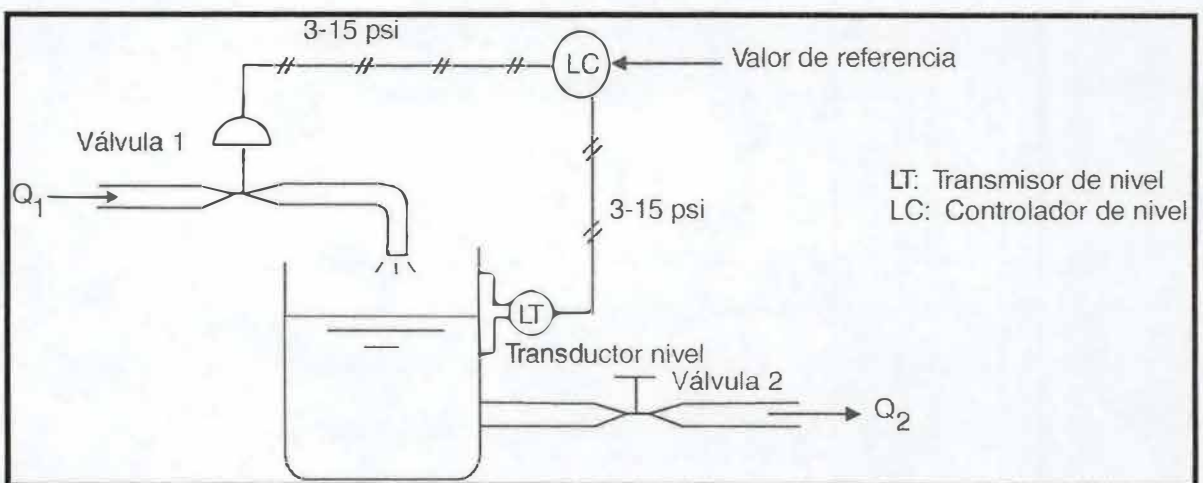


Figura 7.6 Sistema de control de nivel proporcional.

El controlador proporcional de la figura 7.6 tiene una ganancia proporcional (K_p) de 5% / % con un caudal tanto de entrada (Q_1) como de salida (Q_2) de 250 mts³/

hora la salida del controlador es del 50% y el error offset es nulo. El rango admisible para el nivel está entre 10 y 20 metros. Laválvula 1 responde en forma lineal a la señal del controlador, con una constante de proporcionalidad (K_v) de 5 $\text{mts}^3 / \text{hora} / \%$. Si se aumenta el caudal de salida (Q_2) a 300 $\text{mts}^3 / \text{hora}$. Calcular:

a) El nuevo valor para la salida del controlador. (b) El error offset.

a) Al aumentar el caudal de salida, el caudal de entrada tiene que aumentar también al mismo valor, o de lo contrario el tanque se desocuparía; entonces:

$$Q_1 = 300 \text{ mts}^3 / \text{hora.}$$

$$Q_1 = (K_v) \cdot p$$

$$p = \frac{Q_1}{K_v} = \frac{300 \text{ mts}^3 / \text{hora}}{5 \text{ mts}^3 / \text{hora} / \%} = 60\% \quad (\text{nuevo valor para la salida del controlador})$$

$$b) p = K_p \cdot e_p + P_o$$

$$e_p = \frac{p - P_o}{K_p} = \frac{(60 - 50) \%}{5} = 2\% \quad (\text{error offset})$$

Respuesta de un sistema con modo de control proporcional a un cambio en la carga.

La figura 7.7 muestra varias respuestas típicas de un sistema con modo de control proporcional, al producirse un aumento de carga. Se supone que la variable controlada es una temperatura, aunque la respuesta es la misma, independiente del tipo de variable controlada del que se trate.

C_{3p} = TEMPERATURA DE REFERENCIA

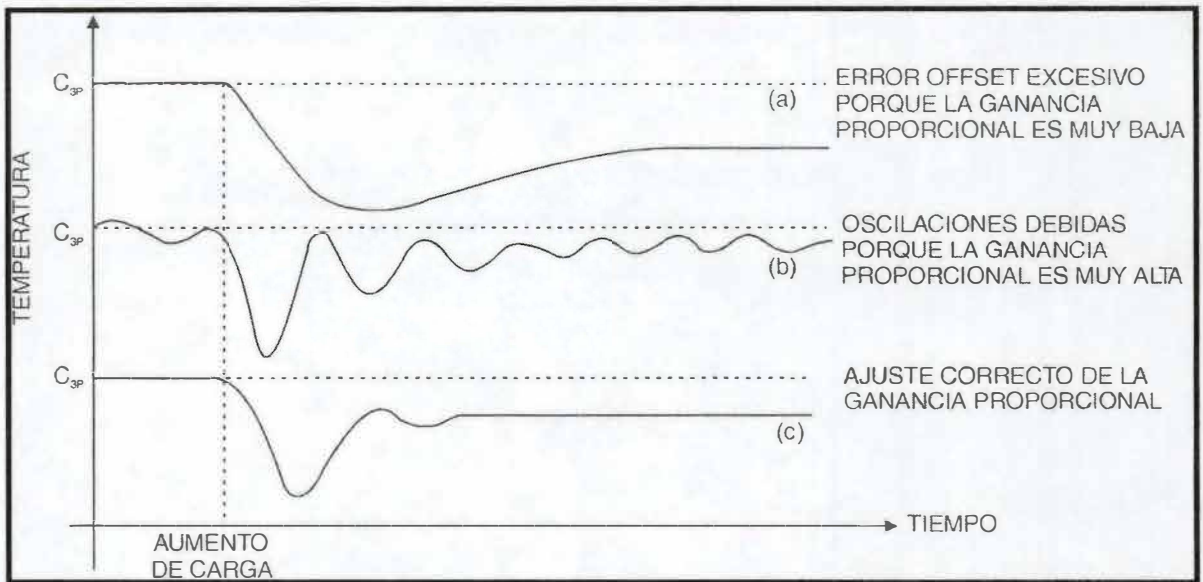


Figura 7.7 Variación de la temperatura (variable controlada), para diferentes valores de la ganancia proporcional, al producirse un cambio de carga.

Los controladores analógicos, neumáticos y electrónicos, traen un dial para ajustar la banda proporcional y por ende la ganancia proporcional que es la inversa de la primera. En la figura 7.7 se puede observar el efecto del valor de la ganancia proporcional sobre la respuesta del sistema. En la figura 7.7 (a) se escoge un valor muy bajo para la ganancia proporcional, obteniéndose una respuesta lenta y un error offset excesivo. En la figura 7.7(c) se ha ajustado la ganancia proporcional a un valor adecuado obteniéndose una respuesta rápida con un error moderado.

Respuesta de un sistema con modo de control proporcional a un cambio en el valor de referencia.

En la figura 7.8 se muestran respuestas típicas a distintas ganancias, de un sistema con modo de control proporcional, al producirse un cambio en el valor de referencia.

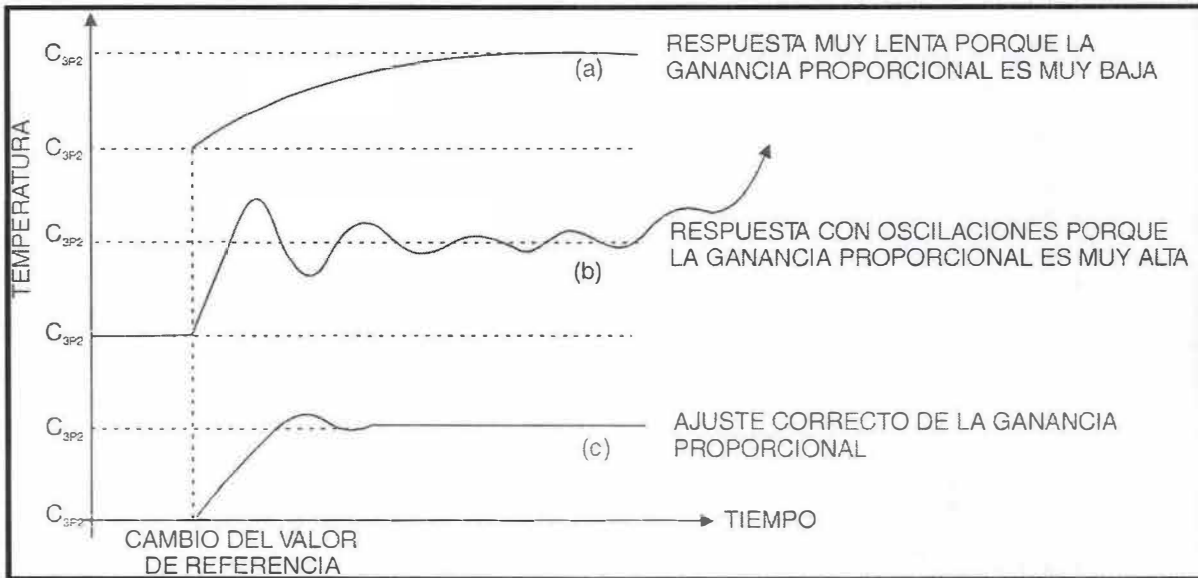


Figura 7.8 Efecto de la ganancia proporcional en la respuesta del sistema a un cambio del valor de referencia.

En la figura 7.8 (a) se ha escogido un valor muy bajo para la ganancia proporcional, por lo cual la respuesta es lenta. En la figura 7.8 (b) se ha escogido un valor muy alto para la ganancia proporcional, obteniéndose una respuesta rápida pero condenado al sistema a sufrir oscilaciones permanentes. En la figura 7.8 (c) se ha ajustado el valor correcto para la ganancia proporcional, obteniéndose una respuesta en un tiempo aceptable y libre de oscilaciones.

2. CONTROL INTEGRAL.

La corrección ejercida en el modo de control integral es proporcional a la integral del error con respecto al tiempo:

$$I = K_I \int e_p dt + P_o \quad (7.2)$$

I = Salida del controlador en porcentaje

K_I = Ganancia integral en (% - min) o en (% / <% - seg>)

E_p = Error porcentual

P_o = Salida inicial del controlador en porcentaje.

En el modo de control integral la corrección varía de acuerdo a la “historia” del error, porque la forma matemática que tiene en cuenta el “pasado” del error es la integración; por ello se dice que el control integral es un control con “memoria”.

La figura 7.9 muestra la forma como se altera la variable controlada y la posición de la válvula en un sistema bajo control integral, a producirse un aumento de carga.

La virtud del modo de control integral radica en que elimina el error offset, como se puede observar en la figura. Sin embargo la acción integral nunca se utiliza sola, sino junto con otra u otras acciones de control en los controladores PI y PID, porque puede producir oscilaciones permanentes si la ganancia K_1 tiene un valor elevado o si en el sistema se presentan retardos de tiempo considerables.

3. CONTROL DERIVATIVO

En el modo de control derivativo la corrección ejercida es proporcional a la velocidad a la que cambia el valor del error, es decir, a la derivada del error con respecto al tiempo:

$$D = K_D \frac{d e_p}{dt} + p_o \quad (7.3)$$

p = salida del controlador en porcentaje

K_D = Ganancia derivativa en $\langle (\% - \text{min}) / \% \rangle$ o en $\langle (\% - \text{seg}) / \% \rangle$

e_p = Error porcentual

P_o = Salida del controlador cuando el cambio en el error es nulo

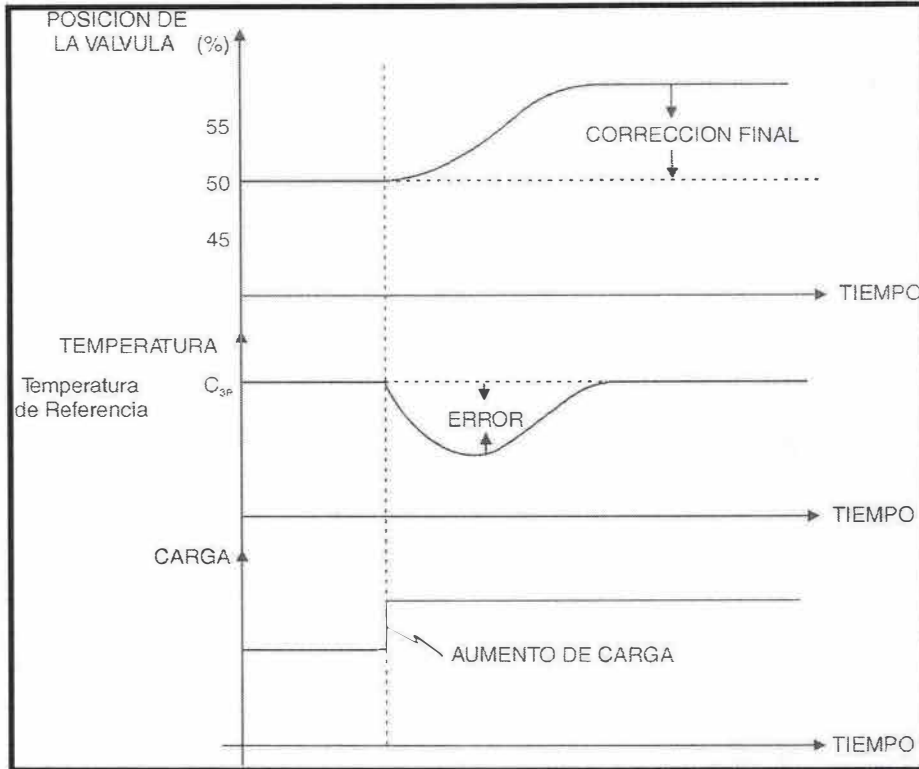


Figura 7.9 Respuesta a un aumento de carga de un sistema bajo control integral.

El modo de control derivativo se conoce como un control anticipatorio porque al tener en cuenta la velocidad a la que está cambiando el error, se “anticipa” al error, previendo la tendencia de dicho error hacia el futuro y corrigiendo de acuerdo a ella.

La acción de control derivativa nunca se utiliza sola, sino junto con otra u otras acciones de control en los controladores PD y PID porque cuando el error es constante no produce ninguna corrección.

La virtud de la acción derivativa radica en que tiende a estabilizar la variable controlada, por ello cuando se tienen problemas de inestabilidad o de oscilaciones permanentes se debe recurrir a este modo de control.

4. CONTROL PROPORCIONAL – INTEGRAL.

En un controlador proporcional – integral (PI) se suman estas dos acciones de control, siendo una salida:

$$P = K_p e_p + K_p K_i \int e_p dt + P_o$$

Se puede observar en esta situación que la ganancia proporcional (K_p) afecta a las 2 acciones de control, mientras que la ganancia integral (K_i) afecta únicamente a la acción integral.

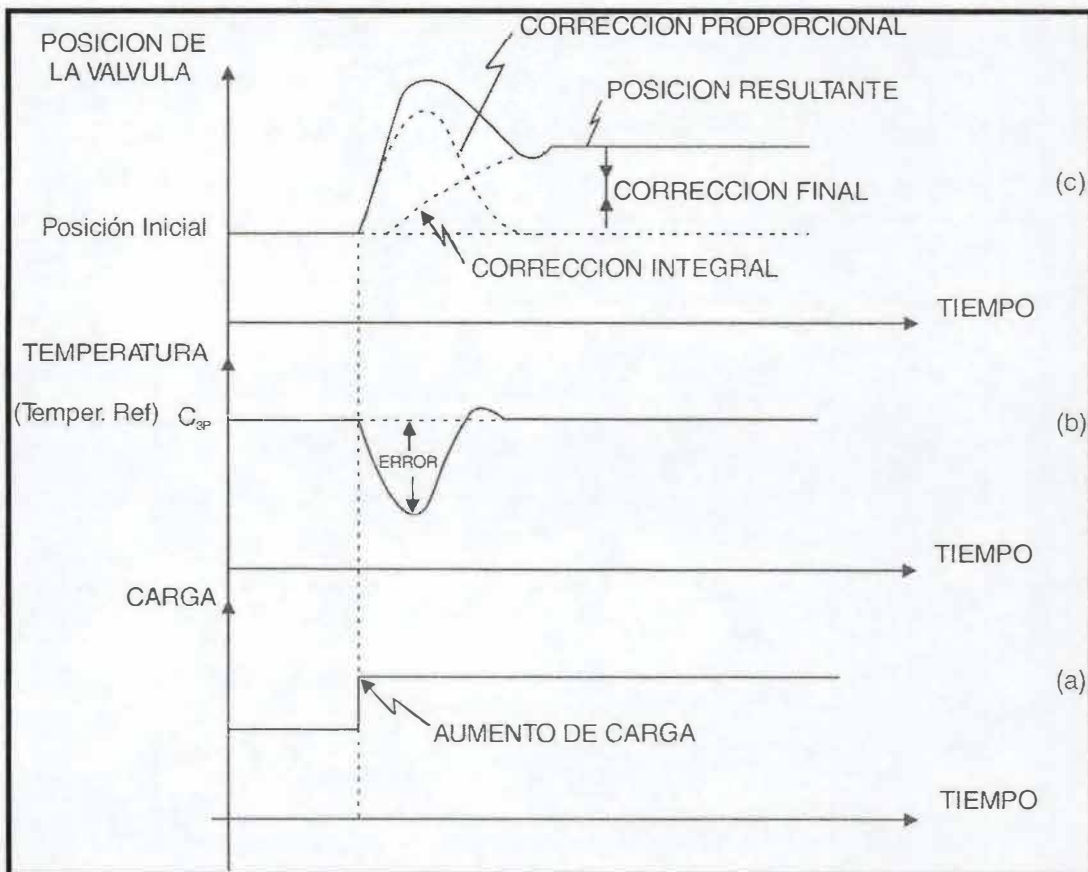


Figura 7.10 Cambios en la variable controlada y en la posición de la válvula al producirse un aumento de carga en un sistema de control P_i .

La escala del dial para el ajuste de la acción integral viene marcada en repeticiones por minuto, término que se explica a continuación:

Si se supone que en un sistema bajo control PI se produce un error constante (ver figura 7.11) , se origina una corrección proporcional constante y una corrección integral que aumenta a velocidad constante. El número de repeticiones por minuto \textcircled{R} , en este caso, es el número de veces que la acción integral “repite” el valor de la corrección proporcional durante un tiempo de un minuto. De acuerdo a la figura 7.11:

$$R = \frac{P_I}{P_p}$$

Siendo P_p el valor constante de la corrección proporcional y P_I el valor que alcanza la corrección integral en un tiempo de 1 minuto.

Por ejemplo, si el número de repeticiones por minuto es igual a 3, ello significa que en un minuto la corrección integral alcanza a ser 3 veces mayor que la corrección proporcional, suponiendo un error constante.

Se puede demostrar fácilmente que en un controlador PI la ganancia integral K_I expresada en % (% - min) es igual al número de repeticiones por minuto \textcircled{R} :

$$R = \frac{P_I}{P_p} = \frac{K_p K_I \int_0^t (\Delta e_p) dt}{K_p (\Delta e_p)} = \frac{K_p K_I (\Delta e_p) t}{K_p (\Delta e_p)}$$

Como el tiempo se está midiendo en minutos y $t = 1$ minuto

$$R = K_I \quad K_I \text{ en } [\% / (\% - \text{min})]$$

Cada fabricante suministra las instrucciones precisas y los pasos a seguir para calibrar el controlador, con el objeto de lograr el punto óptimo en cuanto a tiempo de respuesta, estabilidad y exactitud.

Sobrecorrección durante el arranque de un proceso.

Durante el arranque de un proceso bajo control PI se presenta una sobrecorrección (overshoot) que origina un rebasamiento de la variable controlada por encima del valor de referencia.

En la figura 7.12 se compara la acción de control P con la acción PI durante el arranque de un proceso. Inicialmente en ambos casos la válvula se abre totalmente (100%). En el control P la válvula permanece abierta hasta que la variable controlada cae dentro de la banda proporcional, momento en el cual se hace efectiva la acción proporcional (ver figura 7.12 –a–). Pero en el control PI la

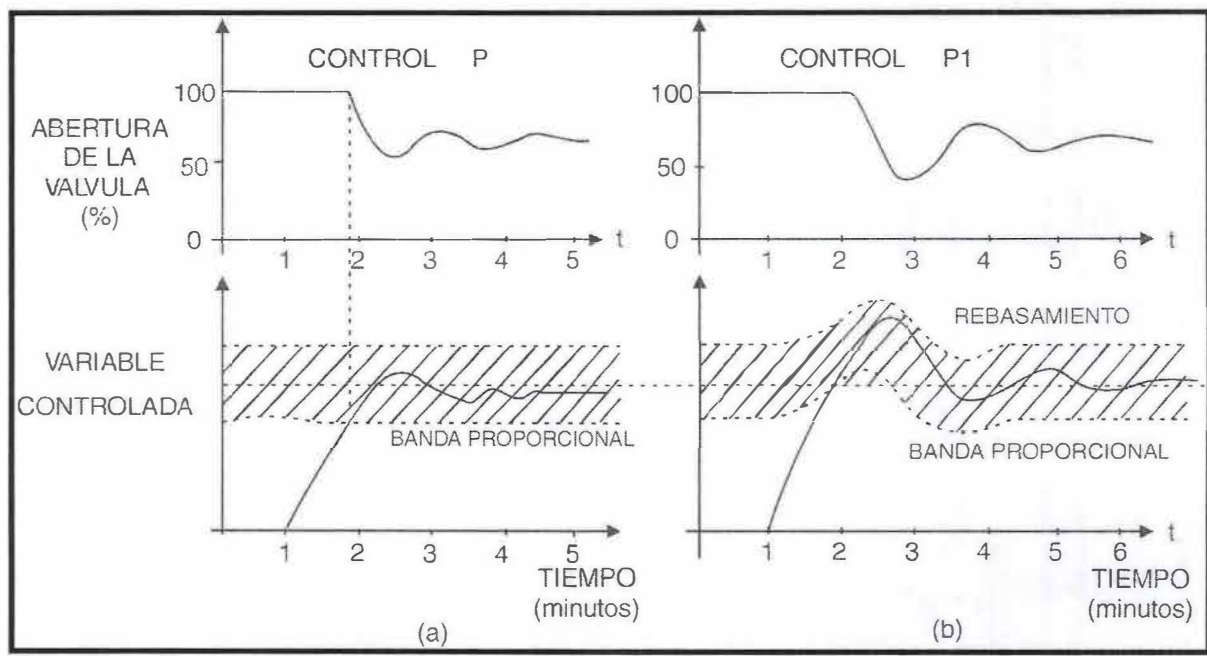


Figura 7.12 Comparación entre el arranque de un proceso bajo control P (a) y bajo control PI (b).

válvula continúa totalmente abierta durante más tiempo, debido a la acción integral que retarda el momento de hacer efectiva la corrección proporcional, resultando un rebasamiento considerable del valor de referencia, como se aprecia en la figura 7.12 (b). Durante el arranque el efecto de la acción integral equivale a desplazar la banda proporcional, como se muestra también en la figura 7.12 (b).

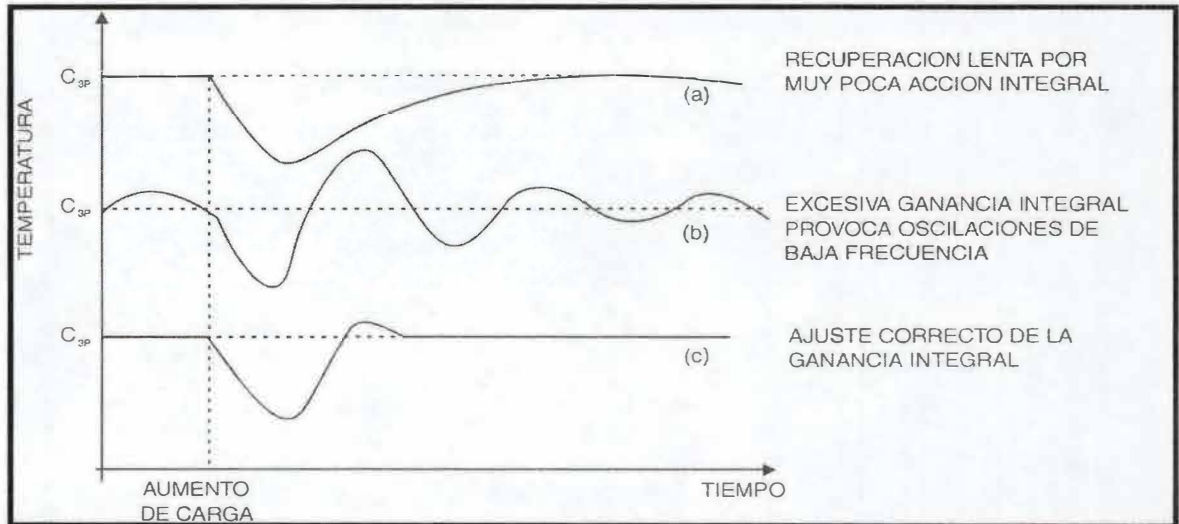


Figura 7.13 Respuesta de un sistema bajo control PI a un aumento de carga, con diferentes valores para la ganancia integral.

En la figura 7.10 se mostró una respuesta típica a un cambio de carga de un sistema bajo control PI. Ahora se muestra en la figura 7.13 la forma como la variación de la ganancia integral afecta la respuesta a un cambio de carga, suponiendo que en todos los casos se tiene ajustada la ganancia proporcional en el valor correcto. Como se puede apreciar, un valor bajo de la ganancia integral provoca una respuesta muy lenta mientras que un valor alto de dicha ganancia provoca oscilaciones permanentes de baja frecuencia.

Respuesta a un cambio en el valor de referencia.

En la figura 7.14 se muestra cómo afecta el valor de la ganancia integral, a la respuesta de un sistema bajo control PI cuando se produce un cambio en el valor de referencia, suponiendo que la ganancia proporcional se ha ajustado en un valor correcto. Se puede apreciar cómo un valor bajo de la ganancia integral origina un rebasamiento moderado pero de una duración excesiva, mientras que un valor alto de dicha ganancia causa oscilaciones de baja frecuencia permanentes.

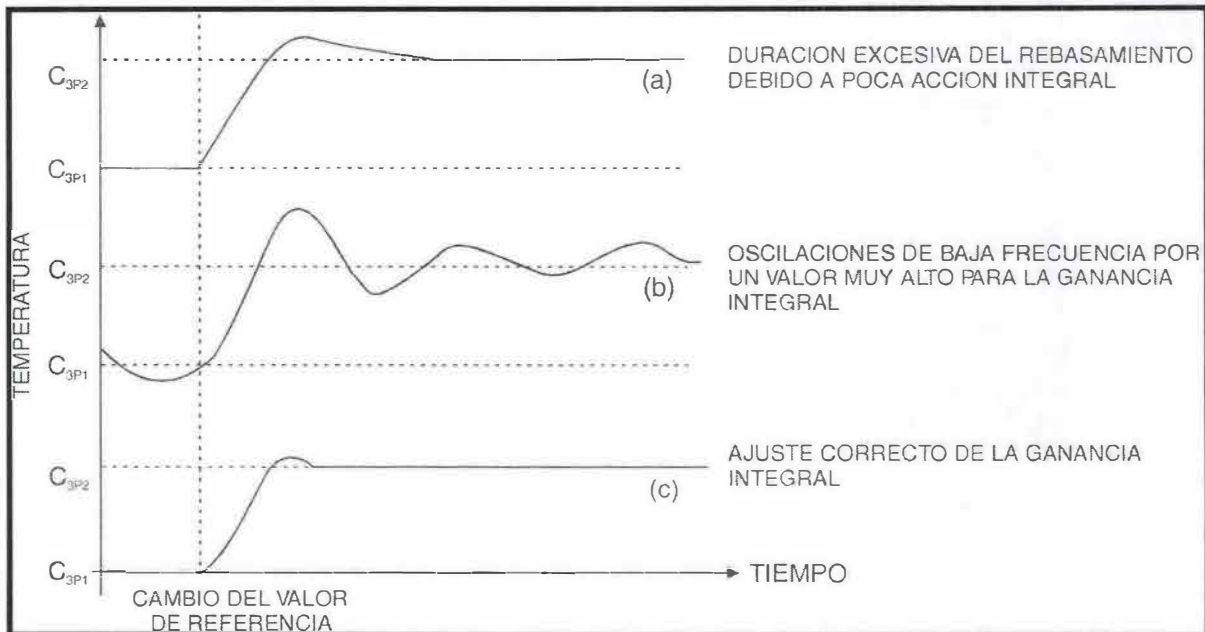


Figura 7.14 Respuestas de un sistema bajo control PI a un cambio en el valor de referencia para diferentes valores de la ganancia integral.

5. CONTROL PROPORCIONAL – DERIVATIVO.

La salida de un controlador proporcional – derivativo (PD) es la suma de estas 2 acciones de control:

$$P = K_p e_p + K_D K_D \frac{d^e p}{dt} + P_o$$

Cuando el error es constante la acción derivativa no produce ningún efecto, en estos casos sólo actúa el control proporcional; por consiguiente el control PD no suprime el error offset.

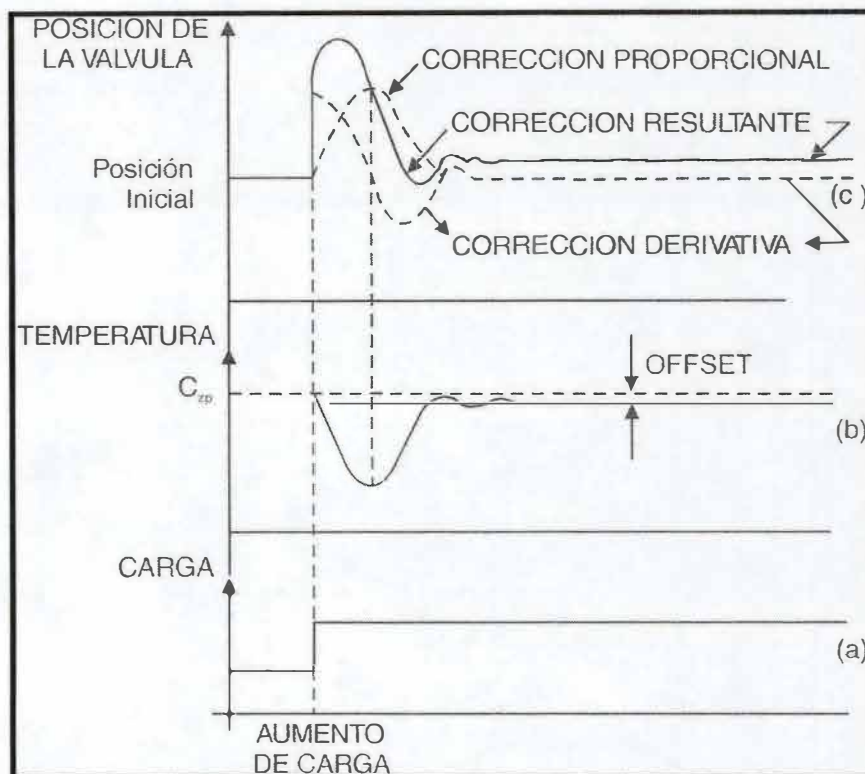


Figura 7.15 Cambios en la variable controlada y en la posición de la válvula al producirse un aumento de carga en un sistema bajo control PD.

En la figura 7.15 se puede apreciar la combinación de las 2 acciones de control cuando se produce un aumento de carga. El control derivativo es proporcional a la velocidad de cambio de la variable controlada. Como el control derivativo se opone a cualquier cambio de la variable controlada, tiene un efecto estabilizador en el comportamiento del sistema pero no elimina el error offset.

TIEMPO DERIVATIVO

El controlador PD, electrónico o neumático, empleado en procesos industriales, incorpora un dial para calibrar la acción derivativa con la escala en minutos.

Mediante ese dial se ajusta el tiempo derivativo, que es otra manera de denominar la ganancia derivativa (K_D) cuando se expresa en minutos, y cuyo significado se explica con ayuda de la figura 7.16.

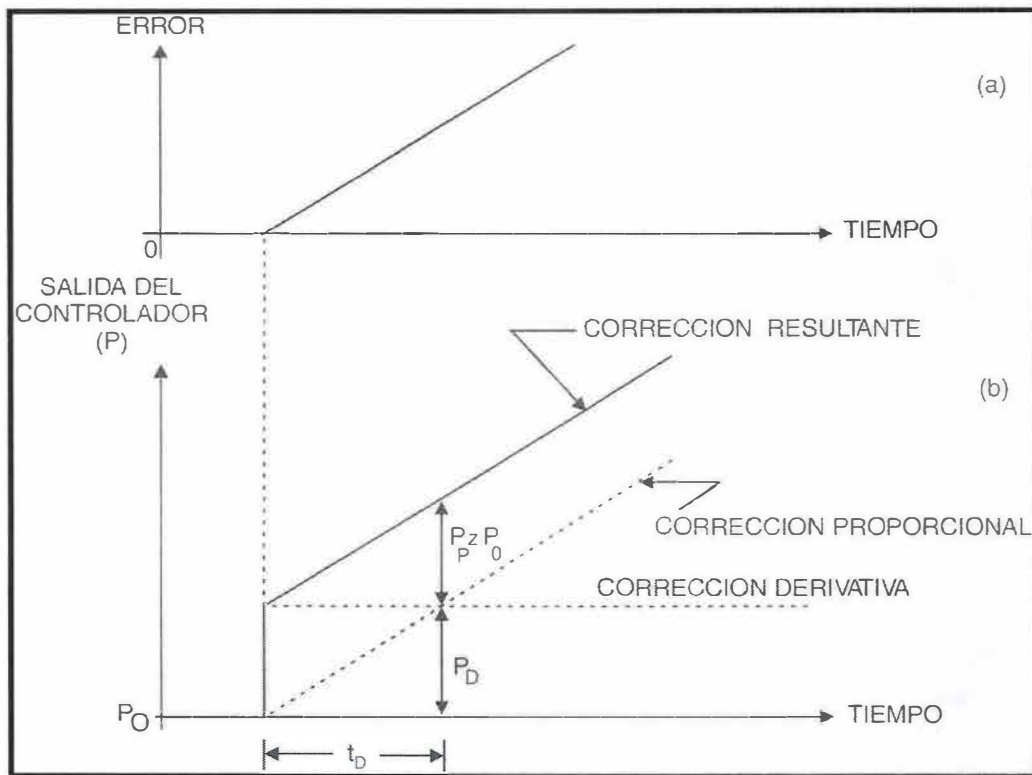


Figura 7.16 Acción PD cuando el error varía a velocidad constante.

Si se supone que el error aumenta la velocidad constante (figura 7.16 (a)), se produce una corrección derivativa constante y una corrección proporcional que se incrementa a una velocidad constante (figura 7.16 (b)). El tiempo derivativo t_D es el tiempo que tarda la corrección proporcional en igualar a la corrección derivativa.

Como se muestra en la figura 7.16 (b), para un tiempo t_D : $P_p = P_D$

Respuesta a un cambio en la carga.

En la figura 7.17 se puede apreciar que un valor muy grande del tiempo derivativo ocasiona oscilaciones de alta frecuencia y baja amplitud, mientras que un valor muy grande de la ganancia proporcional ocasiona oscilaciones de baja frecuencia como se aprecia en la figura 7.17 (b). La figura 7.17 (c) muestra la respuesta cuando las 2 acciones se han ajustado correctamente.

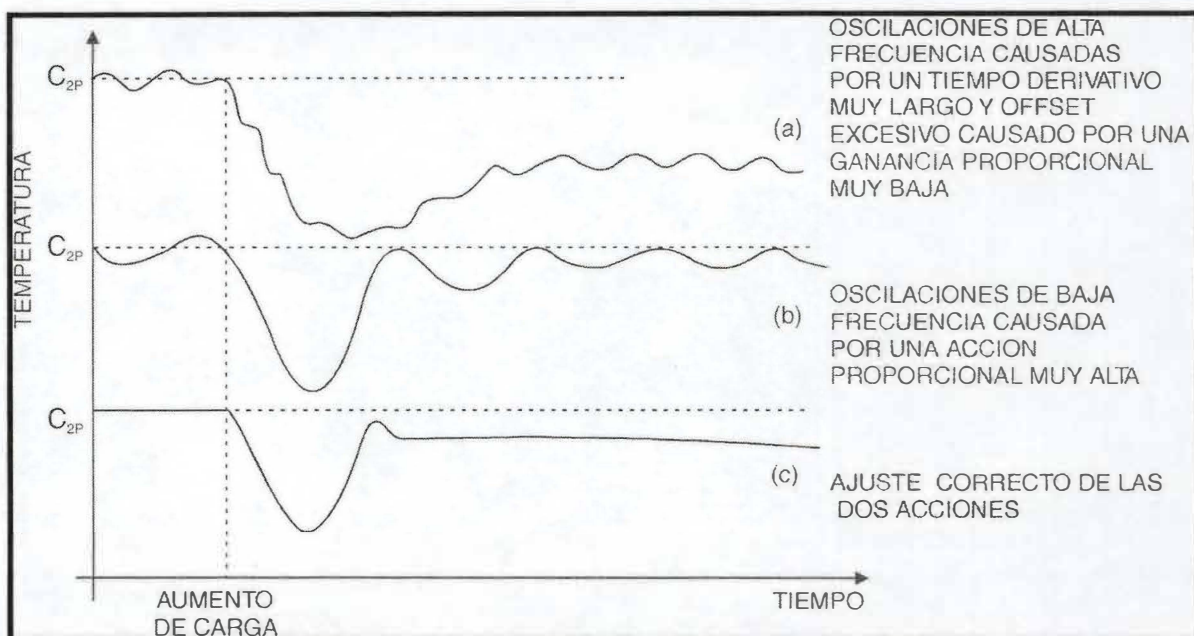


Figura 7.17 Influencia de la ganancia proporcional y del tiempo derivativo en la respuesta de un sistema bajo control PD a un aumento de carga.

Respuesta a un cambio en el valor de referencia.

La figura 7.18 permite apreciar, igual que la figura anterior, que un valor excesivo para el tiempo derivativo origina oscilaciones de alta frecuencia y baja amplitud, mientras que un valor muy grande para la ganancia proporcional origina oscilaciones de baja frecuencia. La figura también muestra el tipo de respuesta

que se debe obtener en un sistema bajo control PD a un cambio del valor de referencia, cuando las 2 acciones de control están ajustadas correctamente.

6. CONTROL PROPORCIONAL – INTEGRAL – DERIVATIVO.

El control proporcional – integral – derivativo (PID) combina estos 3 modos de control. La salida de un controlador PID está dada por la siguiente ecuación.

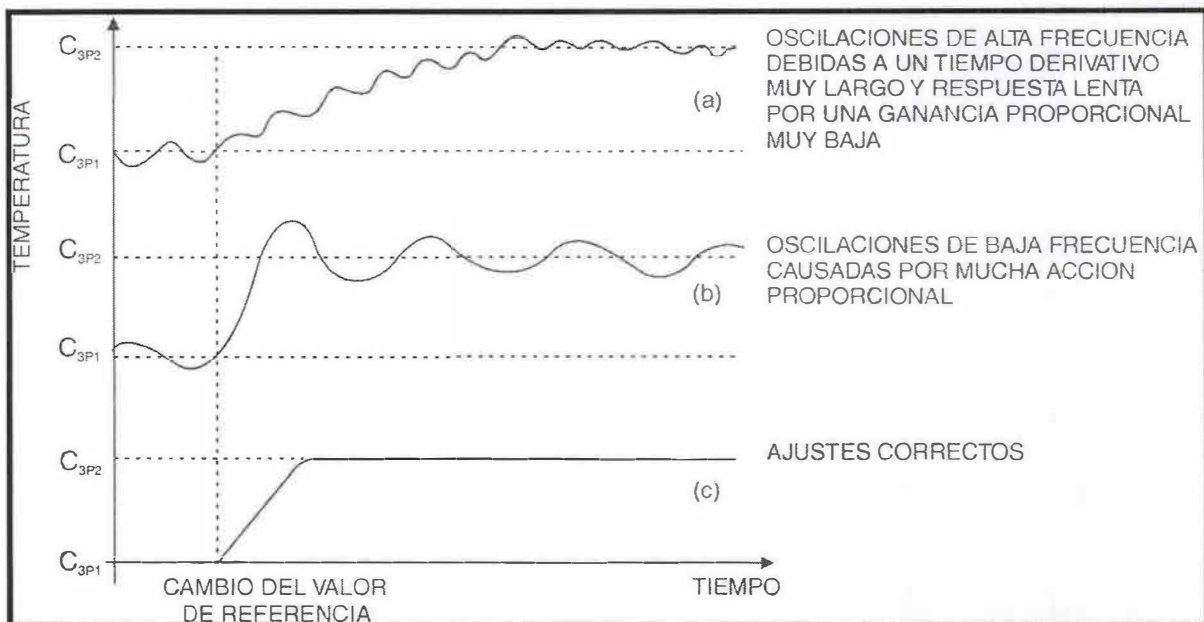


Figura 7.18 Influencia de la ganancia proporcional y del tiempo derivativo en la respuesta de un sistema bajo control PD a un cambio del valor de referencia.

$$p = K_P e_P + K_P K_I \int_0^t e_P dt + K_P K_D \frac{de_P}{dt} + P_O$$

El control PID es el más potente de todos los modos de control; estando correctamente ajustado tiene las siguientes ventajas:

1. Respuesta rápida
2. La acción integral permite eliminar el error offset.

3. La acción derivativa hace posible lograr una mayor estabilidad.

En un controlador PID se deben calibrar.

La banda proporcional expresada en porcentaje.

La ganancia integral en repeticiones por minuto.

El tiempo derivativo en minutos.

Los fabricantes suministran en sus manuales instrucciones precisas para calibrar los controladores antes de ponerlos en operación.

La influencia de las distintas acciones en la respuesta de un sistema bajo control PID, se puede deducir fácilmente teniendo en cuenta los análisis que se hicieron para cada una de esas acciones de control por separado y para los sistemas bajo control PD y PI. Por ello ahora no hace falta repetir cómo influye cada una de esas acciones de control.

PROBLEMAS.

1. La banda proporcional (BP) de un controlador proporcional es del 80% y su salida cuando el error es nulo es del 60%. La variable controlada es una temperatura cuyo valor de referencia es de 50°C y su rango es de 0-100°C. Cuál es el valor de la salida del controlador en porcentaje cuando la temperatura es de 48 °C. (Hay que tener en cuenta en este caso que si el error es negativo, la salida del controlador debe aumentar puesto que K_p es negativa). R/ 62.5%
2. Se controla una temperatura por medio de un controlador proporcional cuya BP es del 50%. Cuando la carga es nominal el error es nulo y la salida del controlador es del 70%. Si ocurre un aumento de carga determinado, el controlador tiene que aumentar su salida al 80% para no dejar caer la temperatura. Cuál es el valor de error FOCET en este caso.
3. En un controlador PI se ha ajustado la BP en un valor del 40% y el número de repeticiones por minuto en un valor de 2. La salida inicial del controlador es del

- 50%. Si durante 30 segundos se presenta un error constante del 2%. a) Cuál es el valor de la salida del controlador en porcentaje al final de esos 30 segundos. b) siendo el controlador electrónico, indicar el valor de esa misma señal de salida en mA, si su rango es de 4-20 mA.
4. En un controlador PD se ha ajustado la BP al 50% y el tiempo derivativo en 0.5 minutos. La salida del controlador con error nulo es del 50%. Si se produce un error que se incrementa a una velocidad constante del 2% minuto, se pregunta a) Cuál es el valor de la salida del controlador en % al cabo de 90 segundos. b) como el controlador es neumático, indicar ese valor en psi, si el rango para la señal da salida es de 3-15 psi.
5. Un controlador PI tiene una BP del 120% y una salida inicial del 50%. Al producirse un error constante del 1.5% la salida del controlador alcanza un valor del 66% al cabo de 66 segundos. Cuál es el vabr de las repeticiones por minuto para ese conductor.
6. Un controlador PD tiene una BP del 100% y una salida con error nulo del 60%. Al producirse un error que se incrementa a una velocidad constante del 2% minuto, la salida del controlador alcanza un valor del 60% al cabo de 2 minutos. Cuál es el tiempo derivativo para este controlador.

Servicio Nacional de Aprendizaje, SENA.
Regional Valle del Cauca.

Centro de Electricidad y Automatización Industrial, CEAI.
Agencia de Cooperación Internacional del Japón, JICA.

II Curso Internacional de Supervisión y Automatización Totalmente Integrada.

Unidad de aprendizaje:
Diseño y mantenimiento de Sistemas Automáticos de Control
de Procesos Continuos.

Actividad de Aprendizaje No. 3:
Analizar los algoritmos de control para implementar las lazos de control.

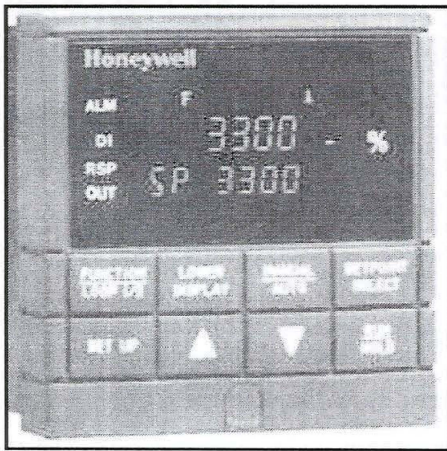
Acciones de control.

Adaptado de diferentes fuentes por Ing. Jorge Moreno, CEAI-SENA.

Controladores.

Dispositivo, de diversa tecnología, que procesa el error formado por la diferencia del valor del punto de referencia, SP, y el valor actual de la variable de proceso, PV. El error es procesado de acuerdo con tipo de acción de control, dando lugar a la variable manipulada, MV, con lo que se procura mantener mínima desviación y máxima estabilidad en el proceso.

Los modos de actuación que determinan la salida del controlador se denominan modos de regulación y son debidos, a su vez, a la incorporación de diferentes acciones de control. Entre estas:

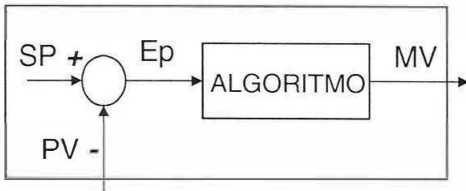


- Control Todo o Nada: El controlador hace que el elemento final de control se mueva de una a otra de sus posiciones extremas.

- Regulación proporcional: El controlador hace que el E.F.C. se mueva en forma proporcional a la señal error.

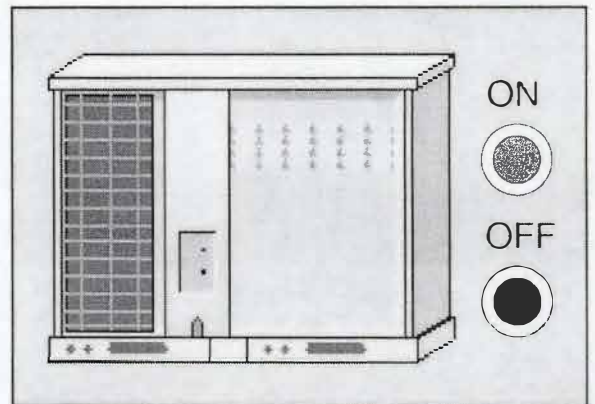
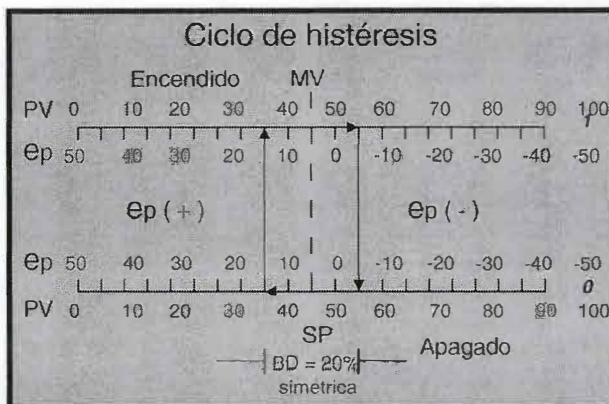
- Regulación Integral: El controlador hace que el E.F.C. se mueva a una velocidad que es proporcional a la señal de error.

- Regulación Derivativa: El controlador hace que el E.F.C. se mueva de acuerdo con la velocidad de cambio del error.



Controlador ON - OFF

Los ajustes del controlador se realizan mediante cambios hechos en los parámetros de referencia y banda diferencial. El E.F.C. permanece en su última posición para valores de la variable comprendidos en la banda diferencial y es usado en aquellos procesos donde hay gran capacitancia y es considerable el desajuste.



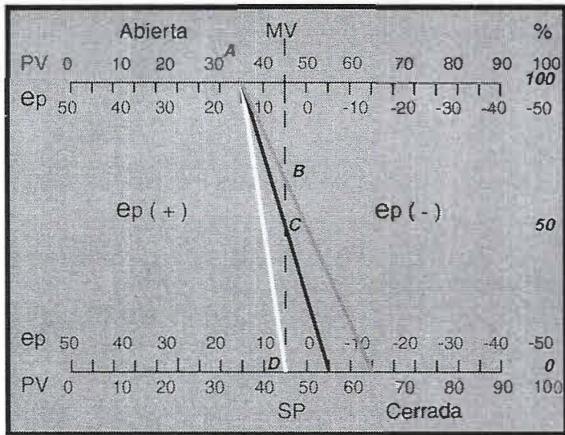
Algoritmo de Control On - OFF

- Si : $PV \geq SP + (BD / 2) \Rightarrow MV = 0$
- Si : $PV < SP - (BD / 2) \Rightarrow MV = 1$

¿Que consideraciones se pueden realizar referente a la calidad del equipo, al tiempo de ciclo e indicación? En el análisis considere cambios en la consigna y en la banda diferencial del controlador.

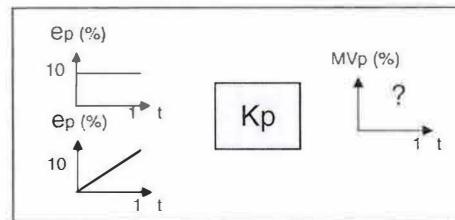
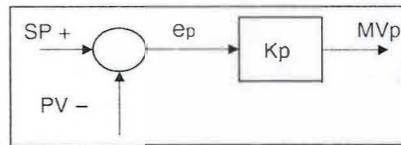
Controlador Proporcional

Los ajustes del controlador se realizan mediante cambios hechos en los parámetros de referencia y Ganancia proporcional (banda proporcional). El E.F.C. adopta una posición proporcional al error entre los valores 0 – 100 % por lo que es usado en aquellos procesos donde se requieren respuestas rápidas, proporcionadas y con posible desajuste.



- Banda proporcional (BP): Porcentaje de cambio de la PV que provoca una una carrera completa del E.F.C.

- Gan. Prop. (K_p): Inverso de la BP. $K_p = \frac{100}{BP \%}$



Algoritmo de Control Proporcional

- $MV_p(t) = K_p e_p(t) + B$

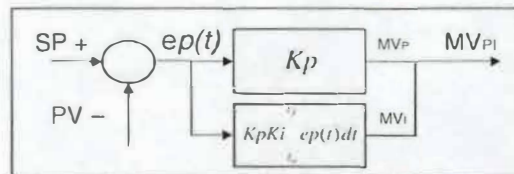
¿Que consideraciones se pueden realizar referentes al error, transitorio, desajuste y estabilidad? ¿ Cual será el comportamiento en el proceso ante cambios en la K_p ?

Controlador Proporcional - Integral

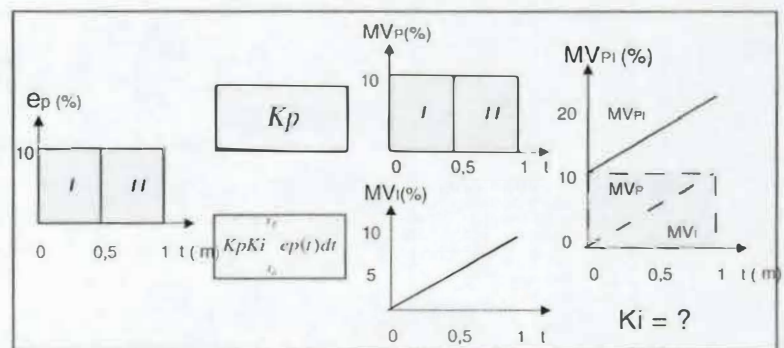
En la acción PI, los ajustes del controlador se realizan mediante cambios hechos en el parámetro denominado Ganancia integral (tiempo integral). El E.F.C. adopta una posición cuya velocidad es proporcional al error entre los valores 0 – 100 % por lo que es usado en aquellos procesos donde se desea corregir el desajuste inevitable ante la acción proporcional.

Algoritmo de control PI

- $$MV_i(t) = k_p e_p + \frac{k_p}{T_i} \int_0^t e_p(t) dt$$



- Ganancia integral (Ki):** Numero de veces que la acción integral repite la acción proporcional durante 1 minuto. Se expresa en unidades de repeticiones por minuto (R.P.M.).



- Tiempo integral (Ti):** Inverso de la Ki. Se expresa en unidades de minutos por repetición (M.P.R.).

¿Que consideraciones se pueden realizar referentes al error, transitorio, desajuste y estabilidad? ¿Cual será el comportamiento en el proceso ante cambios en la Kp y en la Ki ?

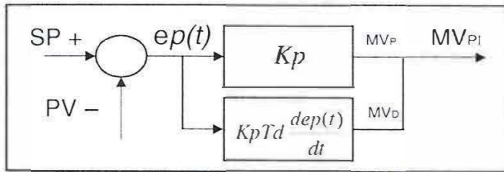
Controlador Proporcional - Derivativo

En la acción PD, los ajustes del controlador se realizan mediante cambios hechos en el parámetro denominado tiempo derivativo (Ganancia derivativa). El E.F.C. adopta un desplazamiento instantáneo proporcional a la velocidad de cambio del error. No tiene en cuenta la magnitud ni el signo de la desviación por lo que es usado en procesos donde se desea estabilidad. En algunos casos no se expresa en función de la desviación, sino de la medida.

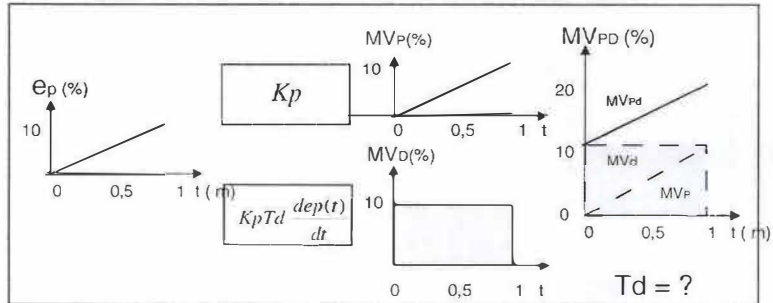
Algoritmo de control PD

- $$MV_D(t) = k_p * e_p(t) + K_p T_d \frac{de_p(t)}{dt}$$

Tiempo derivativo (T_d): Tiempo que tarda la corrección proporcional en igualar la derivativa. Para un cambio en la desviación en forma de rampa, el T_d es el intervalo de tiempo en que la respuesta (movimiento en rampa del E.F.C.) va anticipada, por efecto de la acción derivativa, a la que se obtendría solo por la acción proporcional.



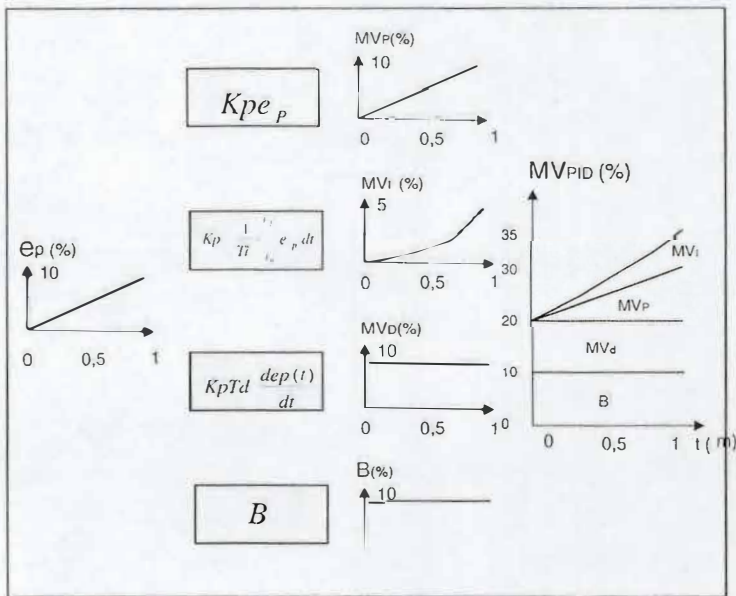
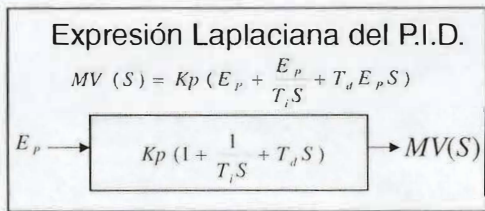
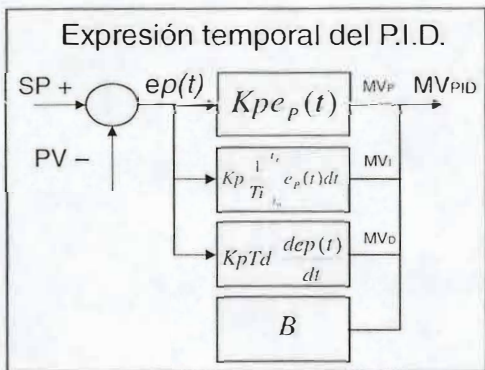
¿Que consideraciones se pueden realizar referentes al error, transitorio, desajuste y estabilidad? ¿Cual será el comportamiento en el proceso ante cambios en la K_p y el T_d ?



Controlador Proporcional - Integral – Derivativo.

Expresión resultante de la suma aritmética de las acciones Proporcional, Integral y Derivada.

$$MV_{PID} = K_p (e_p + \frac{1}{T_i} \int_{t_0}^{t_f} e_p dt + T_d \frac{de_p}{dt}) + B$$





Servicio Nacional de Aprendizaje, SENA.
Regional Valle del Cauca.

Centro de Electricidad y Automatización Industrial, CEAI.
Agencia de Cooperación Internacional del Japón, JICA.

II Curso Internacional de Supervisión y Automatización Totalmente Integrada.

Unidad de aprendizaje:
Diseño y mantenimiento de Sistemas Automáticos de Control
de Procesos Continuos.

Actividad de Aprendizaje No. 3:
Analizar los algoritmos de control para implementar los lazos de control.

Métodos de ajuste de controladores.

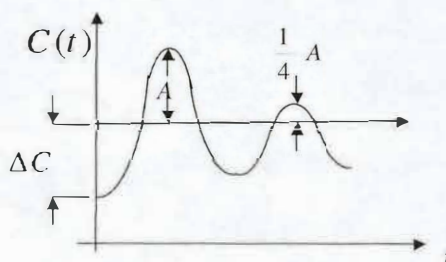
Adaptado de diferentes fuentes por Ing. Jorge Moreno, CEAI-SENA.

Métodos experimentales de ajuste de controladores.

Estabilidad. Característica del sistema que hace que la variable (PV) vuelva al punto de referencia (SP) después de una perturbación.

Criterio de estabilidad en el control.

Criterio de área mínima. Indica que el área de la curva de recuperación de la variable (PV) debe ser mínima.



Se ha encontrado que el área es mínima cuando la relación (R) de amplitudes de las crestas de los dos primeros ciclos sucesivos es 0.25 ($\frac{1}{4}$). Este criterio es un compromiso entre la estabilidad de la respuesta del controlador y la rapidez de la PV a un valor estable.

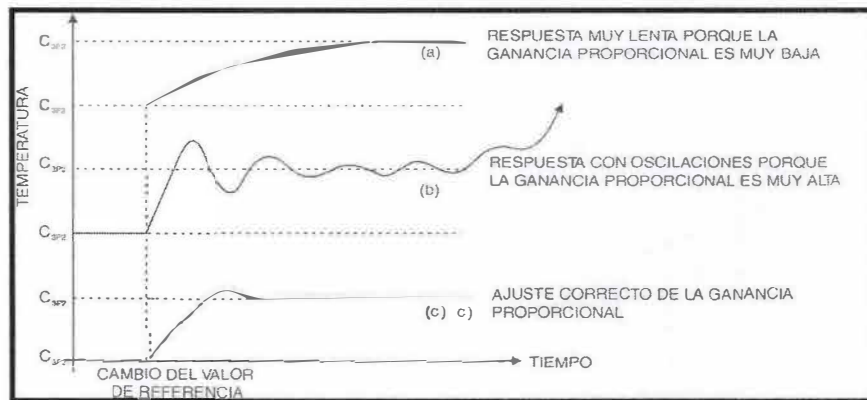
Si $R > \frac{1}{4}$: Mayor estabilidad y aumento en el tiempo de normalización de la PV.

Si $R < \frac{1}{4}$: Menor estabilidad y disminución en el tiempo de normalización de la PV.

Métodos experimentales de ajuste de controladores.

Existen varios métodos para ajustar los controladores con los cuales se busca que estos se acoplen adecuadamente con los demás elementos que conforman el lazo de control para que, ante una perturbación, se obtenga una curva de recuperación de la PV que satisfaga el criterio deseado (ej. Área mínima).

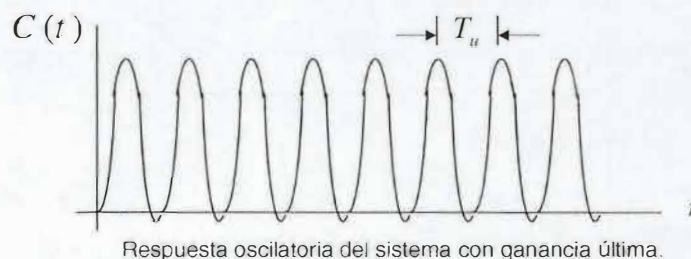
Tanteo. En este método se requiere que el lazo de control este implementado y trabajando en forma normal. El procedimiento se basa en realizar ajustes de los parámetros de sintonía en forma gradual, desde los valores de mínima hasta los de máxima acción, hasta que se cumpla con las especificaciones. La prueba del lazo se realiza moviendo el punto de referencia (SP) sobre y bajo el valor inicial, lo suficiente para crear una perturbación considerable, y observando que la velocidad, el desajuste y la estabilidad del lazo correspondan a los especificados.



Métodos experimentales de ajuste de controladores.

Ganancia límite. Este método que fue desarrollado por Ziegler y Nichols en 1941, permite calcular los tres parámetros de sintonía de un controlador PID a partir de los datos obtenidos en la PV en lazo cerrado. El procedimiento consiste en:

- Anular las acciones integral y derivada del controlador.
- Ajustar la ganancia proporcional (K_p) en el valor mas bajo posible.
- Crear pequeños cambios en el punto de referencia (SP) y observar si la PV en el proceso empieza a oscilar en modo continuo. En caso contrario, ajustar nuevamente la ganancia anterior.
- Denominar a la ganancia que produce las oscilaciones continuas como K_{pu} y al periodo de estas oscilaciones como T_u (min).



Métodos experimentales de ajuste de controladores.

Los ajustes de los parámetros de sintonía del controlador PID que producirán una respuesta con relación al criterio de área mínima se calculan por medio de la siguiente tabla.

<i>Acción controladora</i>	<i>Ganancia proporcional (Kp)</i>	<i>Tiempo integral (Ti)</i>	<i>Tiempo Derivado (Td)</i>
<i>Proporcional (P)</i>	$K_{pu} / 2$	-	-
<i>Proporcional Integral (PI)</i>	$K_{pu} / 2.2$	$T_u / 1.2$	-
<i>Proporcional Integral Derivada (PID)</i>	$K_{pu} / 1.7$	$T_u / 2$	$T_u / 8$

Métodos experimentales de ajuste de controladores.

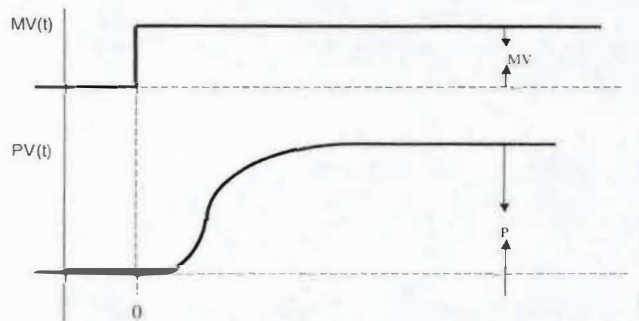
Observaciones :

- La respuesta con criterio de área mínima ($\frac{1}{4}$) no es deseable para cambios de tipo escalón en el punto de control, por que produce sobrepasos del 50%.
- La respuesta con criterio de área mínima ($\frac{1}{4}$) es muy deseable para las perturbaciones, por que evita una gran desviación inicial del punto de control sin que se tenga demasiada oscilación.
- El conjunto de parámetros de ajuste requerido para obtener la respuesta con criterio de área mínima ($\frac{1}{4}$) no es único. Las puestas a punto que proponen Ziegler y Nichols son valores de campo que producen una respuesta rápida en la mayoría de los circuitos industriales.

Métodos experimentales de ajuste de controladores.

Curva de reacción. Este método consiste en abrir el lazo de control antes de la válvula para operarla en forma manual. El procedimiento consiste en:

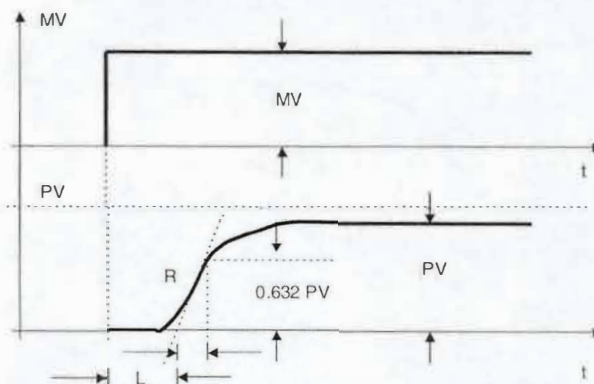
- Abrir el lazo de control una vez cuando el desajuste sea nulo y se encuentre en estado estable.
- Crear un pequeño cambio en escalón en la válvula (MV)
- Graficar con la mejor precisión posible la respuesta obtenida en la variable (PV).



Curva de reacción del proceso o respuesta escalón de circuito abierto.

Métodos experimentales de ajuste de controladores.

- Trazar una línea tangente (R) al punto de inflexión de la curva de PV.
- Medir los valores de la pendiente de la línea tangente (R) y el tiempo de retardo L en minutos, tomado entre el instante en el que se introduce el escalón y el de corte de la línea tangente con el eje temporal.
- Medir el cambio en la MV (ΔMV).



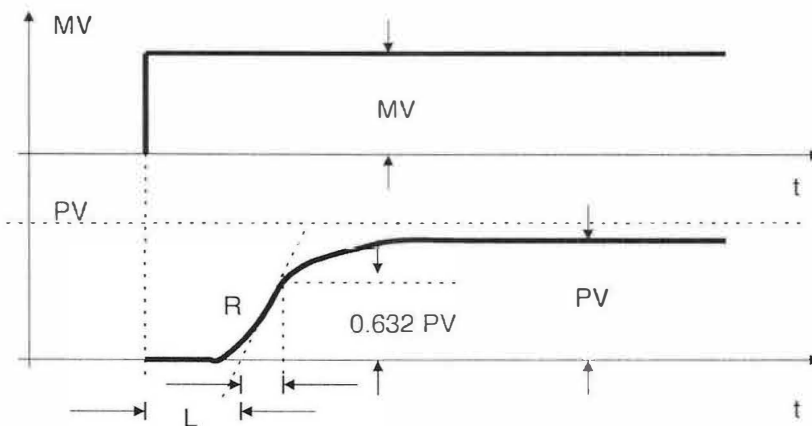
Métodos experimentales de ajuste de controladores.

Los ajustes de los parámetros de sintonía del controlador PID que producirán una respuesta con relación al criterio de área mínima se calculan por medio de la siguiente tabla.

Tipo de controlador	Ganancia Proporcional	Tiempo de Integración	Tiempo de Derivación
Proporcional (P)	$K_p = \Delta MV / 110 RL$	-	-
Proporcional Integral (PI)	$K_p = \Delta MV / 110 RL$	$T_i = L / 0.3$	
Proporcional, Integral Derivativo (PID)	$K_p = \Delta MV / 83 RL$	$T_i = L / 0.5$	$T_d = 0.5 L$

Métodos experimentales de ajuste de controladores.

Los ajustes de los parámetros de sintonía del controlador PID que producirán una respuesta con relación al criterio de área mínima se calculan por medio de la siguiente tabla.



INDICE

	pp.
1.- Configuración clásica de control retroalimentado.....	1
2.- Esquemas de control en cascada.....	2 -6
2.1.- Ejemplo de sistemas de control en cascada.....	7-9
2.2.- Consideraciones principales para la implementación de control en cascada.....	10
2.3.- Ejemplo de diseño de un sistema de control en cascada.....	11-13
3.-Esquemas de control de relación.....	14-15
3.1.- Ejemplos típicos de sistemas de control de relación.....	15-20
4.- Esquemas de control en alimentación adelantada.....	21-25
5.- Esquemas de control por “override”	
5.1.-Protección de un sistema recalentador.....	26
5.2.-Protección de un sistema compresor.....	27
5.3.- Protección de un sistema de distribución de vapor.....	28
6.- Esquema de control “Duplex” o control de rango partido (split range control)	29-30

OTROS ESQUEMAS DE CONTROL.

1.- CONFIGURACIÓN CLÁSICA DE CONTROL RETROALIMENTADO

En ocasiones el esquema de control por retroalimentación simple debe ser modificado para enfrentar condiciones especiales de perturbación en el sistema y las características pobres en estabilidad y rapidez de respuesta que éstas pueden reproducir. Dichas modificaciones en la configuración del esquema por retroalimentación simple dan lugar a otras estructuras de control cuyos principales ejemplos se expondrán a continuación.

Antes sin embargo, recordamos el diagrama de bloque y los componentes del esquema por retroalimentación simple (ver fig. 1)

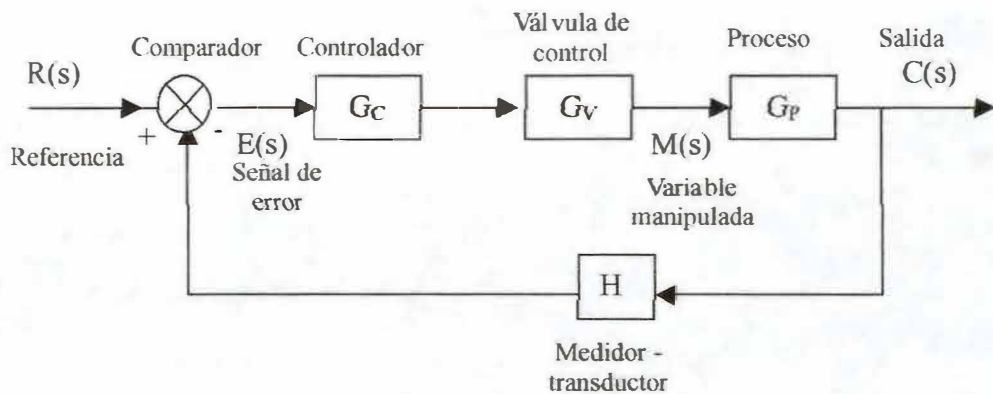


Fig. 1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL ESQUEMA EN RETROALIMENTACIÓN SIMPLE

2.- ESQUEMAS DE CONTROL EN CASCADA

Una primera extensión del esquema de retroalimentación sencillo consiste en añadir un nuevo lazo de retroalimentación contenido dentro del lazo original que regule el comportamiento de alguna variable intermedia en el proceso. El principal propósito de este nuevo esquema es eliminar los efectos de perturbaciones menores haciendo la respuesta de regulación del sistema más estable y más rápida.

Consideremos por ejemplo el sistema mostrado en la fig. 2a

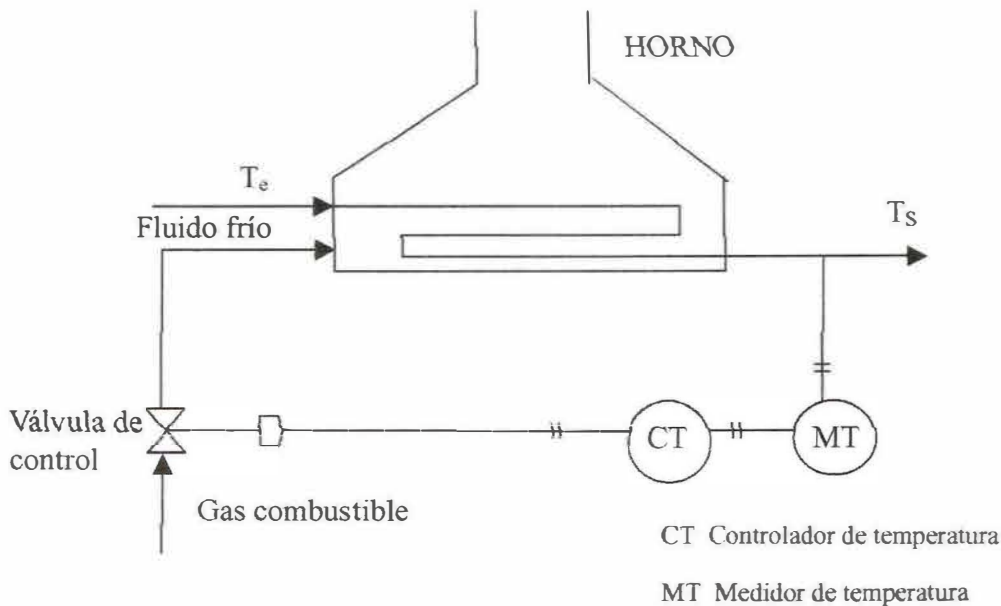


Fig. 2a ESQUEMA DE CONTROL EN RETROALIMENTACIÓN

Constituido por el horno en el cual se quema gas, para calentar una cierta corriente y elevar su temperatura desde T_e hasta T_s . Supongamos que disminuye de pronto la presión de alimentación del gas combustible. La caída de presión a través de la válvula será menor de manera que disminuirá el flujo de gas.

Con el controlador de temperatura por retroalimentación simple, no se hará ninguna corrección hasta que después de la disminución de las llamas y la consecuente pérdida de

transferencia de calor en el horno , la temperatura final a la salida se ve finalmente disminuida. De esta forma, toda la operación del horno se ve alterada por la perturbación.

Con el sistema de control en cascada (ver fig. 2b), el controlador de flujo sobre la corriente de gas combustible detectará inmediatamente la disminución de gas y abrirá la válvula de control para hacer que el flujo vuelva a su valor requerido. El horno no se ve afectado entonces por la perturbación

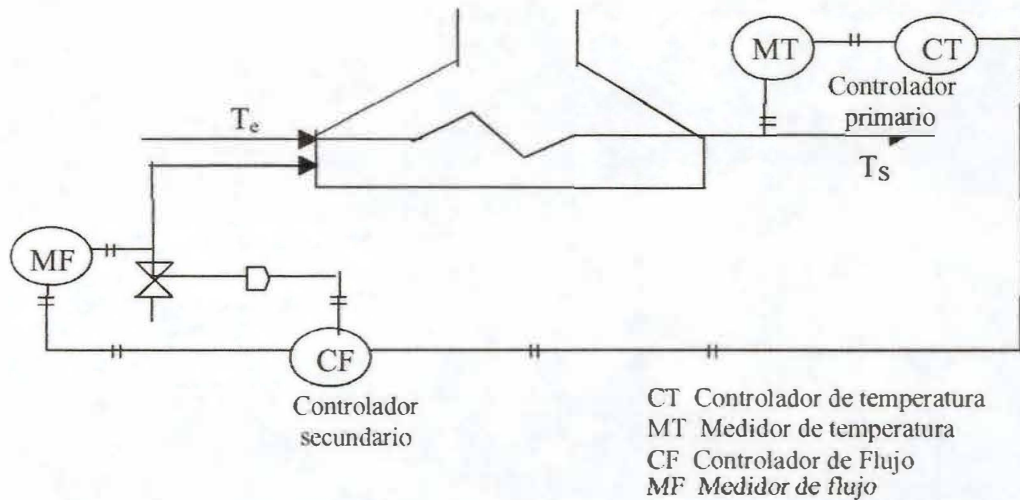


Fig. 2b ESQUEMA DE CONTROL EN CASCADA

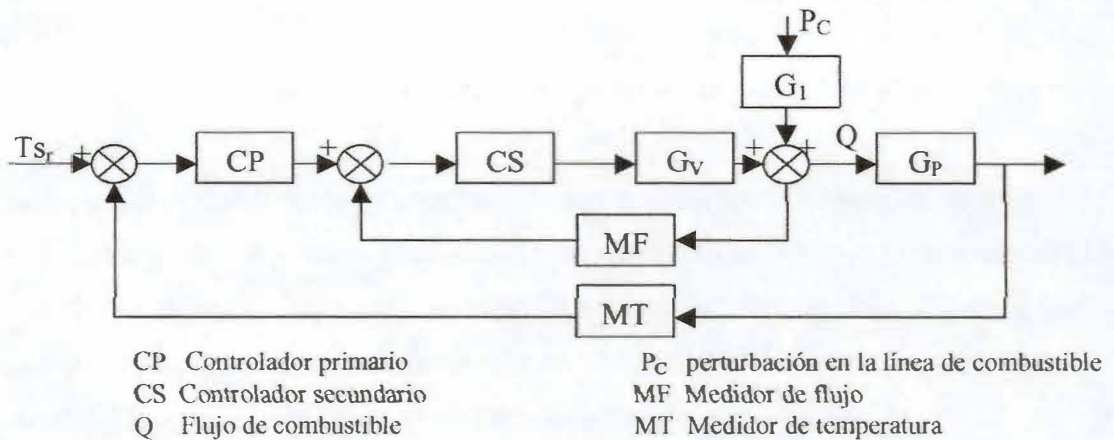


FIG.3 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE CONTROL EN CASCADA DE LA FIG 2b

El diagrama de bloques correspondiente a esta última situación se muestra en la figura 3. Así, el control en “cascada” tiene dos controladores por retroalimentación.

El controlador de lazo principal, que regula la variable controlada en el proceso, es llamado controlador primario o maestro, y su señal fija la referencia al otro controlador. Este último, llamado controlador secundario o esclavo, determina el ajuste de la variable intermedia a través del lazo interno, y actúa directamente sobre la válvula de control.

En la figura 4 se muestra el diagrama de otro sistema en el que comunmente se usa el esquema de control en cascada. Se trata de un reactor con camisa de enfriamiento en el cual se quiere controlar la temperatura de reacción .

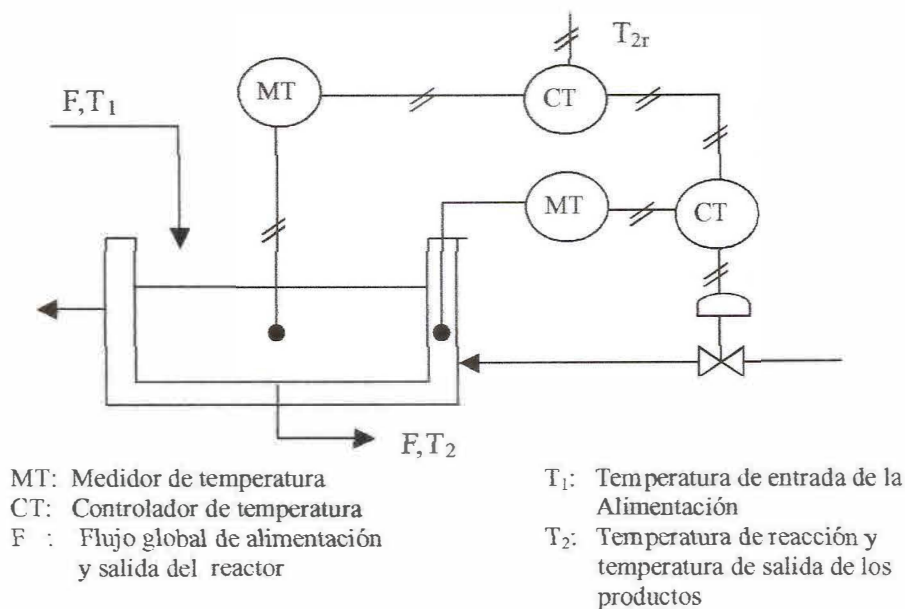


Fig. 4 REACTOR CON SISTEMA DE CONTROL EN CASCADA

El sistema de control de temperatura en el reactor está aislado de las perturbaciones en la temperatura o la presión de suministro del agua de enfriamiento, debido al sistema en cascada . El controlador secundario reajusta el flujo de agua a través de la válvula de control. Este ajuste depende del valor de la temperatura en la camisa respecto del que debería tener, (referencia fijada por el controlador primario) para asegurar una corrección óptima en la temperatura del reactor .

Se han designado con letras las funciones de transferencia correspondientes a cada bloque, y las variables involucradas. Es fácil demostrar , usando álgebra de bloques (o flujogramas) que las funciones de transferencia globales respecto de la perturbación L_2 son:

$$\frac{C_1(s)}{L_2(s)} = \frac{G_1 G_2(s)}{1 + G_{C_1} G_V G_2 G_1 H_1(s)}, \quad (1)$$

para el sistema por retroalimentación simple, y

$$\frac{C_1(s)}{L_2(s)} = \frac{G_1 G_2(s)}{1 + G_{C_1} G_{C_2} G_V G_1 G_2 H_1(s) + G_{C_2} G_V G_2 H_2(s)}, \quad (2)$$

Para el sistema de control en cascada.

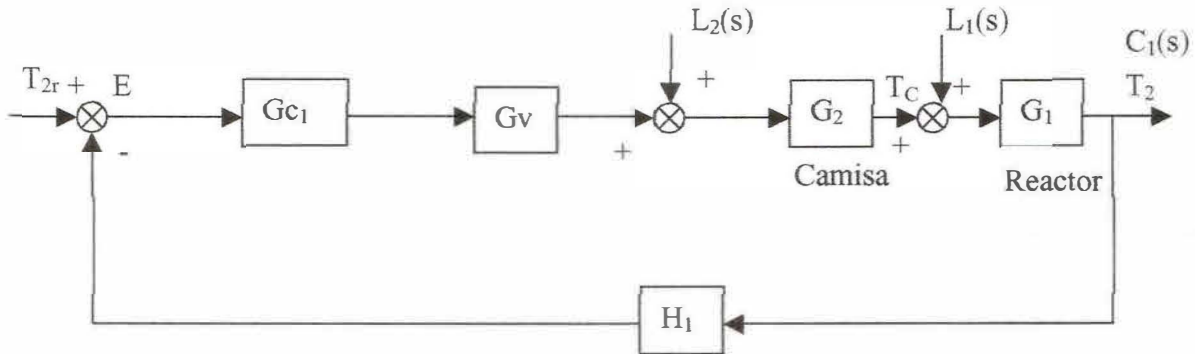
El cambio en el denominador en las funciones de transferencia indica una variación en la configuración (polos) del sistema global, que se traducirá en cambios en la respuesta transitoria (rapidez de respuesta y estabilidad).

Esta situación se puede precisar analíticamente conociendo las funciones de transferencia involucradas en el caso particular, y aplicando las técnicas de análisis de respuesta transitoria, o directamente de transformada inversa de Laplace para encontrar la respuesta del sistema $C_1(t)$.

El análisis del comportamiento del sistema con el control en cascada indicará siempre una mejora muy apreciable de la respuesta ante perturbaciones que, como L_2 , se producen aún en el lazo interno. La disminución drástica de los sobre-impulsos y del número de oscilaciones y el acortamiento del tiempo de establecimiento que observamos, justificarán con creces el uso del sistema de control en cascada, y el mayor esfuerzo en diseño, y el mayor costo en instrumentación que esto significa.

Cuando se trata, en cambio, de atenuar los efectos de perturbaciones que se producen fuera del lazo interno, tales como cambios en el flujo o en la temperatura de corriente de alimentación al reactor de nuestro ejemplo, la presencia del sistema en cascada no constituye mejora apreciable respecto del comportamiento del sistema de retroalimentación simple, y casi nunca se justifica.

Los diagramas de bloques correspondientes al reactor con un control por retroalimentación simple, y con un sistema de control en cascada se muestran en la Fig.5



- L₁: Perturbaciones en el flujo o la temperatura de la alimentación
- L₂: Perturbaciones en la presión o temperatura del agua de enfriamiento

Fig. 5a DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE CONTROL EN RETROALIMENTACIÓN SIMPLE DEL REACTOR

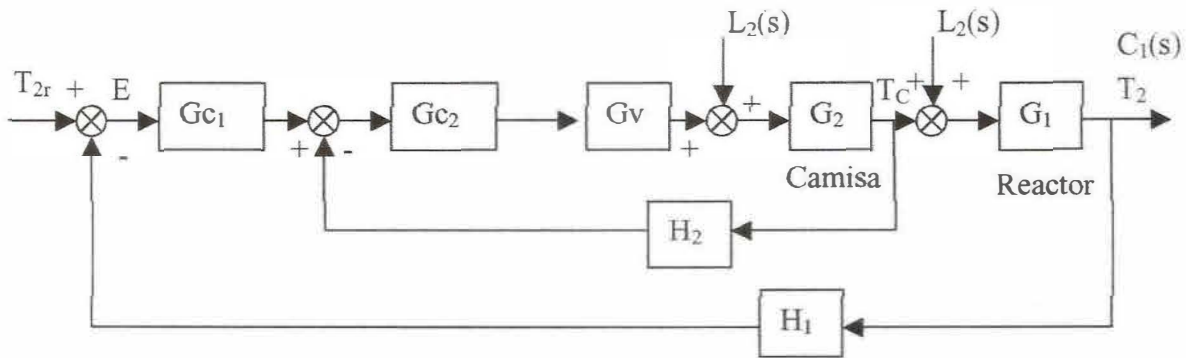
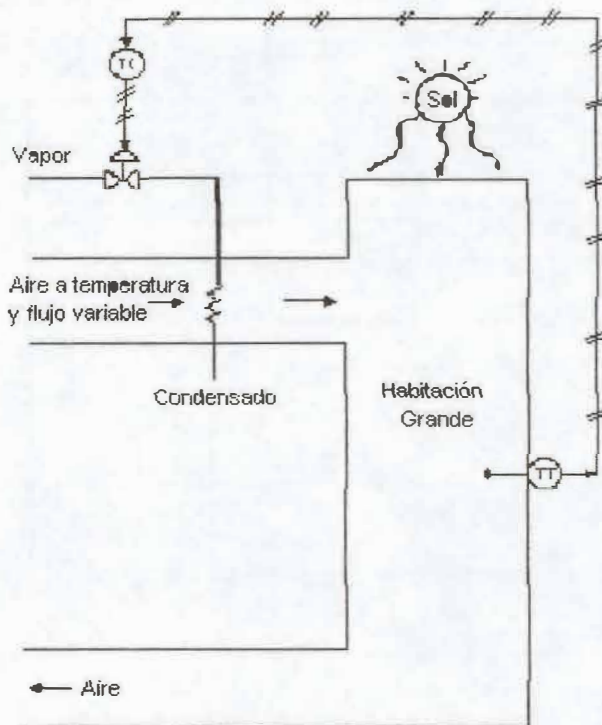


Fig. 5b DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE CONTROL EN CASCADA DEL REACTOR

Ejemplo de sistema de control de cascada

Considérese el sistema de control de temperatura del cuarto mostrado en la figura 6. Por simplicidad consideremos que solo se necesita calentamiento y que este es provisto por el vapor caliente de un sistema de aire circulante. En la figura 6 (a) , un termómetro convencional mide la temperatura del cuarto y fija el flujo de vapor dentro de un rango convencional de retroalimentación.

Asumamos que el sistema está sujeto a perturbaciones severas, tales como variaciones de la temperatura del aire entrante , de la velocidad de flujo y variaciones en la presión de suministro de vapor



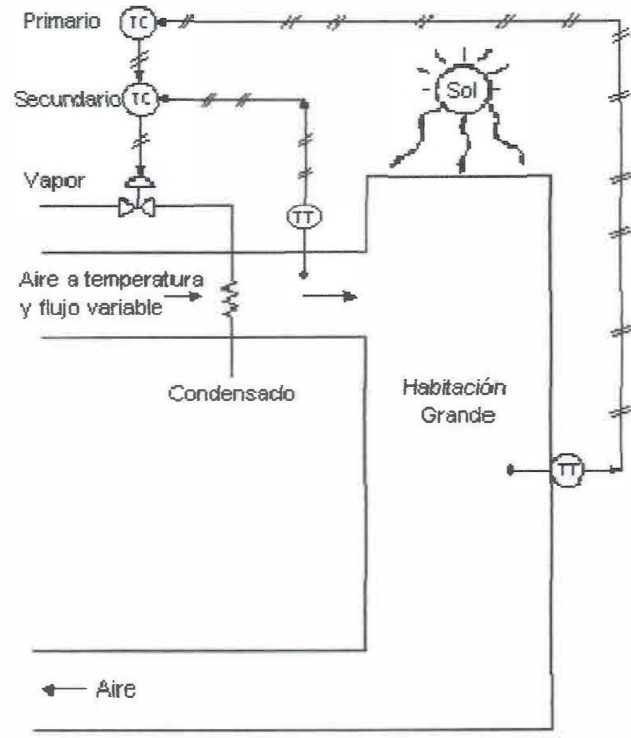
(a) Control de Retroalimentación Simple

Fig. 6 SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA DEL CUARTO

Una inspección reflexiva de la figura 6 conduce a la conclusión de que el tiempo de retraso asociado con el control de temperatura en el cuarto es considerable. El largo tiempo de retraso es asociado con el tiempo que le toma al cuarto cambiar de temperatura, éste podría ser 15 o 20 minutos. También hay un retraso en la acción correctiva asociado con el

cambio de temperatura del vapor, calentando el serpentín. Intuitivamente se podría pensar que éste es de 2 o 3 minutos. El tiempo de retraso asociado con la válvula de vapor y el termómetro es ignorado.

La figura 6(b) muestra un arreglo en cascada en el cual un lazo secundario de control de retroalimentación de temperatura , mide y controla la temperatura del aire entrante. Un lazo primario de control de temperatura mide y controla la temperatura del cuarto manipulando el punto de referencia o valor deseado sobre el lazo de control secundario para la temperatura del aire entrante.



(a) Sistema de control en cascada
Fig.6(b) 5.2 SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA DEL CUARTO

Con el sistema de cascada mostrado en la figura 6(b), ahora sabemos como este responderá a las perturbaciones o variaciones en la temperatura del aire entrante o en la velocidad de flujo de vapor. Claramente perturbaciones que afecten al serpentín serán percibidas por el lazo secundario localizado y la acción correctiva puede ser tomada inmediatamente para evitar el deterioro en la temperatura actual del cuarto.

Ejemplo de Diferentes Configuraciones de Control en Cascada para un Horno

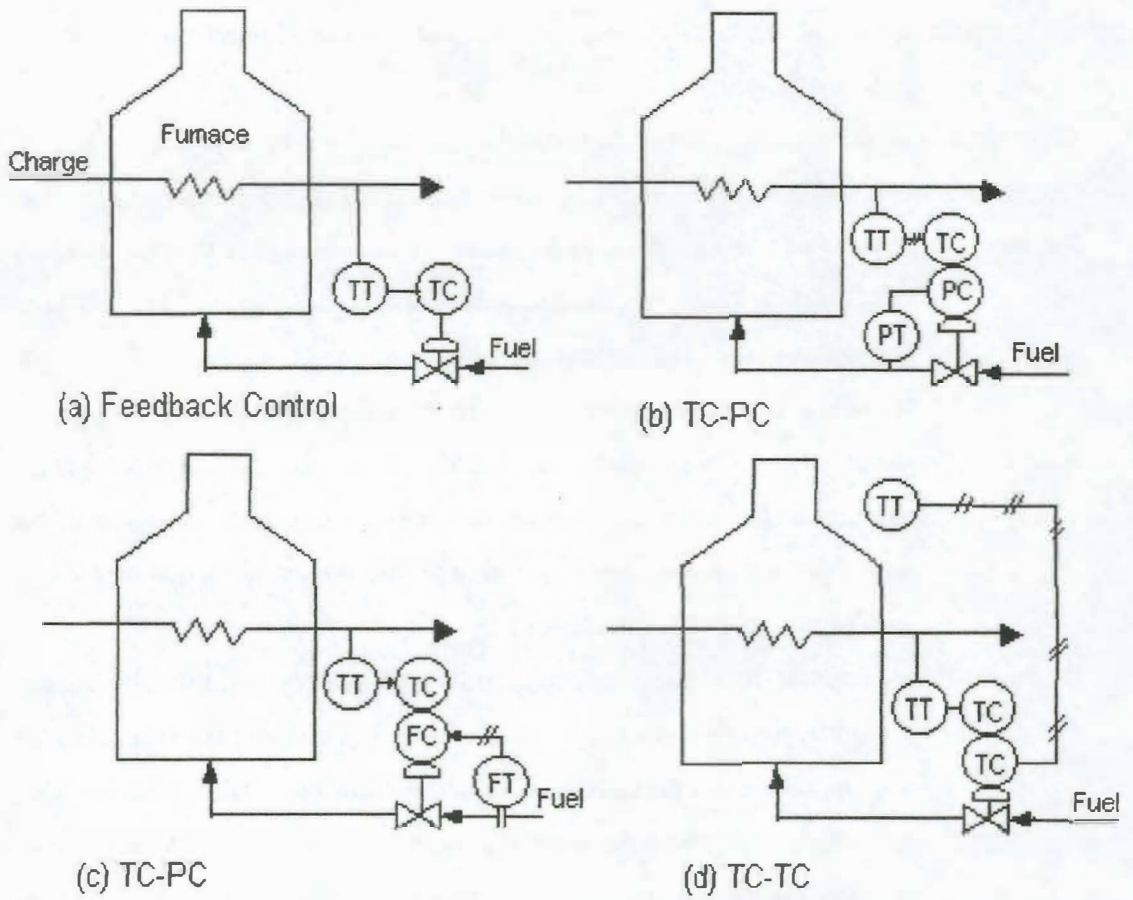


Fig 6. ARREGLO DE CONTROL DE CASCADA ALTERNADO

Consideraciones Principales para la Implementación de Control en Cascada.

Una cuestión importante en la implementación de control en cascada es cómo encontrar la variable secundaria controlada más ventajosa, es decir, determinar cómo el proceso puede ser mejor dividido.

La selección de la variable controlada secundaria es tan importante en un sistema de control en cascada que es muy útil formalizar algunas reglas que ayuden a la selección .

Regla 1.- Diseñar el lazo secundario de manera que contenga las perturbaciones más serias. Estas perturbaciones, las cuales entran en el lazo secundario son las únicas para las cuales el sistema de cascada mostrará mejoría sobre el control de retroalimentación convencional.

Regla 2. - Hacer el lazo secundario tan rápido como sea posible incluyendo solamente los menores retrasos del sistema completo de control. Es deseable, pero no esencial, que el lazo interno sea al menos tres veces más rápido que el lazo externo .

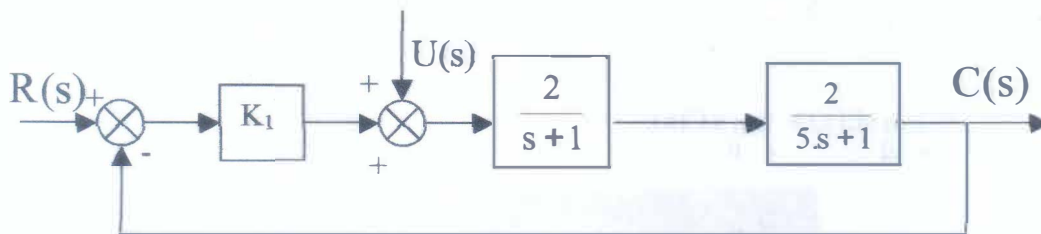
Regla 3.- Seleccionar una variable secundaria cuyos valores estén definidamente y fácilmente relacionados a los valores de la variable primaria. Durante una operación no perturbada la relación entre la variable primaria y la variable secundaria debe estar representada por una sola línea y si esta es una línea recta, la sintonización de los controles es mucho más simple.

Regla 4.- Incluir en el lazo secundario tantas perturbaciones como sea posible, manteniendolo al mismo tiempo, relativamente rápido.

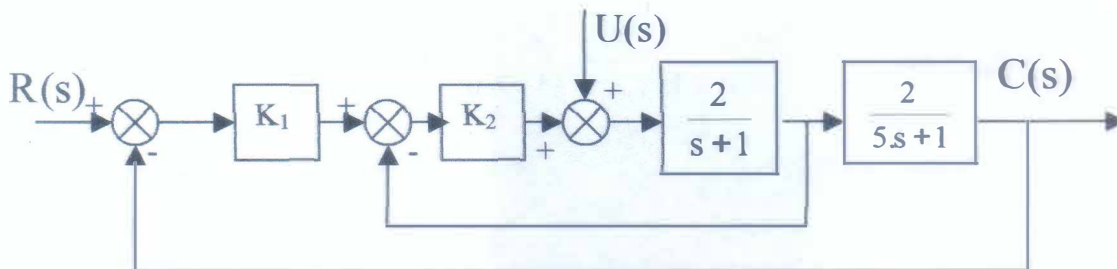
Regla 5.- Escoger una variable secundaria de control que permita al controlador secundario operar a la ganancia más alta posible (la más baja banda proporcional). Esto es difícil de predecir.

Ejemplo de Diseño de un Sistema de Control en Cascada

El sistema cuyo diagrama se muestra trabaja con ganancia K_1 y $\xi : 0.5$



Considere sustituir el actual esquema de control por el siguiente:



El proceso debe funcionar de tal forma que $\xi = 0.5$, y el error en estado estacionario debe ser mínimo (ante $U(s) : 1/s$). ¿Es conveniente usar el control en cascada para lograr también el menor tiempo de establecimiento?. (Se dispone sólo de controladores proporcionales con ganancia no mayor de 25)

Retroalimentación simple:

$$Q(s) = (s + 1)(5s + 1) + 4K_1$$

$$Q(s) = 5s^2 + 6s + (1 + 4K_1)$$

$$= s^2 + \frac{6}{5}s + \frac{(1 + 4K_1)}{5}$$

De aquí:

$$2 \cdot \xi \cdot \omega_n = 6/5$$

$$\omega_n^2 = \frac{(1 + 4K_1)}{5} \quad \text{Si } \xi = 0.5 \Rightarrow K_1 = 1.5$$

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot C(s)$$

se tiene que :

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{4}{(s+1)(5s+1) + 4K_1} \Rightarrow C(s) = \frac{4\left(\frac{1}{s}\right)}{(s+1)(5s+1) + 4K_1}$$

entonces:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{4}{(s+1)(5s+1) + 4K_1} = \frac{4}{1+6.0} = 0.57$$

$$t_s = 4 \frac{1}{\xi \cdot \omega_n} = 6.7 \text{ min}$$

Para el Control en Cascada

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{4}{1 + \frac{2K_2}{(s+1)} + \frac{4K_1'K_2}{(s+1)(5s+1)}} \Rightarrow$$

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{4}{(s+1)(5s+1) + 2K_2(5s+1) + 4K_1'K_2}$$

La ecuación característica es:

$$Q = s^2 + \frac{6+10K_2}{5}s + \frac{1+2K_2+4K_1'K_2}{5}$$

Criterio de estabilidad de Routh:

S^2	5	$(1 + 2K_2 + 4K'_1K_2)$
S^1	$(6 + 10K_2)$	0
S^0	$(1 + 2K_2 + 4K'_1K_2)$	

Entonces:

$$(6 + 10K_2) > 0 \text{ y } (1 + 2K_2 + 4K'_1K_2) > 0$$

Esto se cumple siempre (ya que $K_2 > 0$ y $K'_1 > 0$)

Por lo tanto el sistema es siempre estable

¿Cómo escoger K'_1 y K_2 para asegurar e_{ss} mínimo y además $\xi = 0.5$?

Según la ecuación característica, se tiene:

$$2\xi\omega_n = \frac{6 + 10K_2}{5} = 2(0.5)\omega_n = \omega_n$$

$$\omega_n^2 = \frac{1 + 2K_2 + 4K'_1K_2}{5} \Rightarrow$$

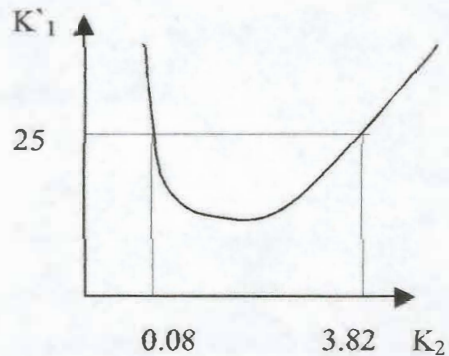
$$\frac{(6 + 10K_2)^2}{25} = \frac{1 + 2K_2 + 4K'_1K_2}{5}$$

$$K'_1 = \frac{31}{20K_2} + 5.5 + 5K_2$$

se toma :

$$K'_1 = 25 \text{ y } K_2 = 3.82$$

¿Por qué?



$$\text{Así : } e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \frac{4}{1 + 2(3.82) + 4(25)(3.82)} = 0.0102$$

$$t_s = \frac{4}{\xi\omega_n} = \frac{4}{0.5 \sqrt{\frac{1 + (3.82)^2 + 4(25)(3.82)}{5}}} = 0.91 \text{ min}$$

Con esto queda demostrado que la respuesta ante $U(s)$ es mucho mejor con el control en cascada.

3.- ESQUEMAS DE CONTROL DE RELACIÓN

El esquema de control de relación se usa frecuentemente, sobre todo en la industria de procesos químicos; para regular la relación entre los flujos de dos corrientes manipulando una sola de ellas. Consiste en medir la rata de flujo de la corriente no controlada y producir cambios en el flujo de la corriente manipulada (a través de la válvula de control), para mantener una relación constante entre los dos flujos.

El control de relación se obtiene a través de dos arreglos o configuraciones básicas, según se muestra en la Fig. 7

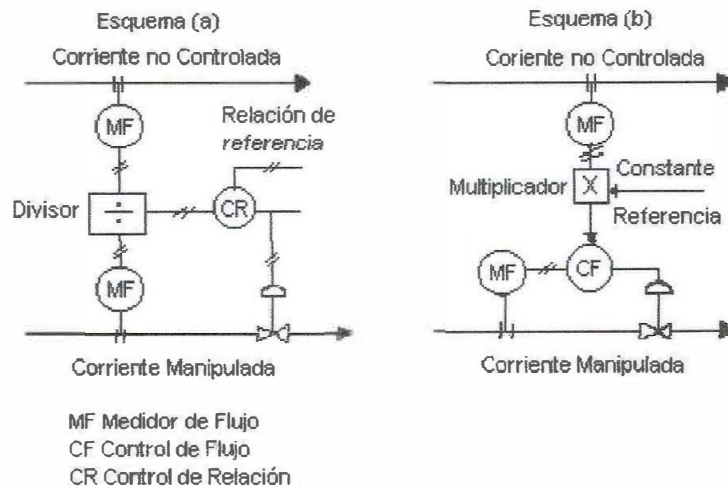


Fig. 7 ESQUEMAS DE CONTROL DE RELACIÓN

En el esquema (a) se toman mediciones de los dos flujos, y se calcula su relación actual mediante un instrumento especial llamado relé de relación o divisor. Esta señal se alimenta a un controlador convencional que está calibrado respecto a la relación de referencia que se quiere mantener entre los dos flujos y que actúa en consecuencia sobre la corriente manipulada. Esta estructura de control de relación es ventajosa cuando se requiere conocer constantemente la relación actual entre los flujos de las corrientes en cuestión.

El esquema (b) consiste fundamentalmente de un sistema de control por retroalimentación simple sobre el flujo de la corriente manipulada, donde el valor de referencia para este flujo no es constante sino que depende de la relación de referencia y

del valor del otro flujo. Para calcularlo, la señal proveniente del medidor de flujo de la corriente no controlada es multiplicada por la relación de referencia. La salida del multiplicador es la referencia para el flujo de la corriente manipulada que asegura la relación requerida.

Ejemplos T ípicos de C ontrolador de Relación

Considerando algunos ejemplos específicos, es posible obtener una mejor comprensión del control de relación.

- Control de la relación estequiométrica en las cantidades de dos reactantes que se alimentan a un reactor.(ver fig. 8)

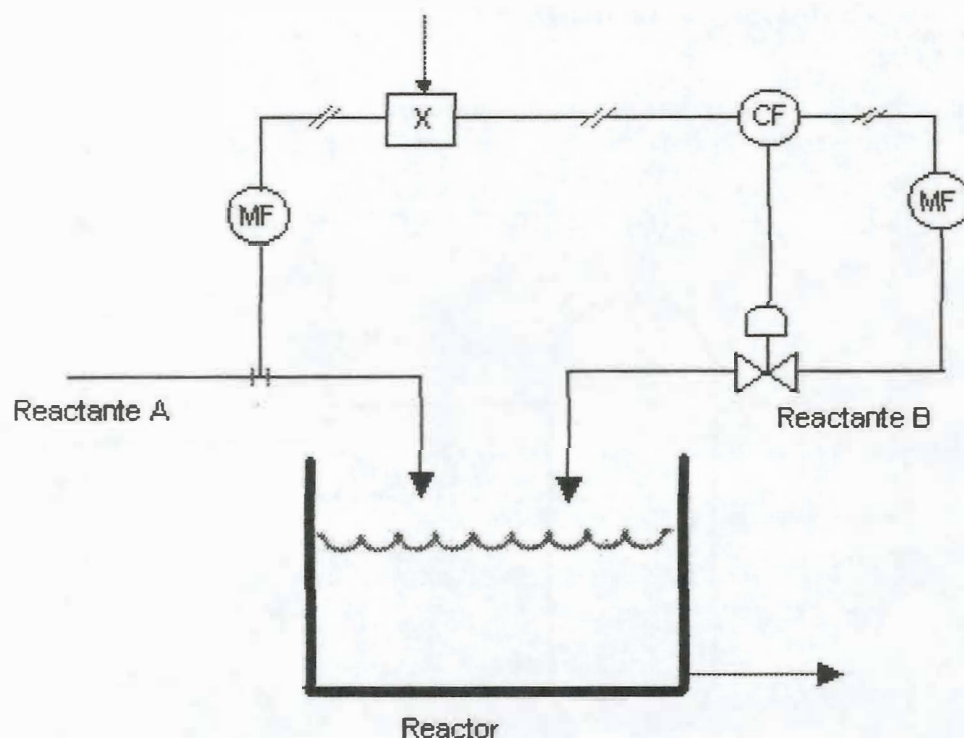


Fig.8 CONTROL DE LA RELACIÓN ESTEQUEOMÉTRICA DE REACTANTES

- Control de la purga de un porcentaje fijo de la corriente de alimentación a una unidad de procesos

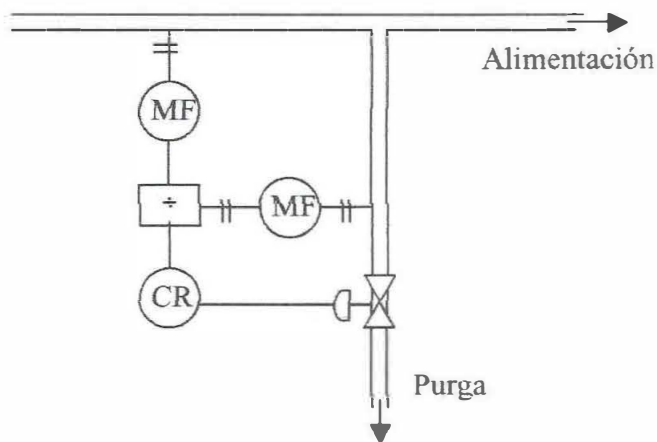


Fig. 9 CONTROL DE RELACIÓN PARA PURGAR, UN PORCENTAJE F IJO DE CIERTA ALIMENTACIÓN DE CORRIENTE

- Control de la relación de reflujo en una columna de destilación

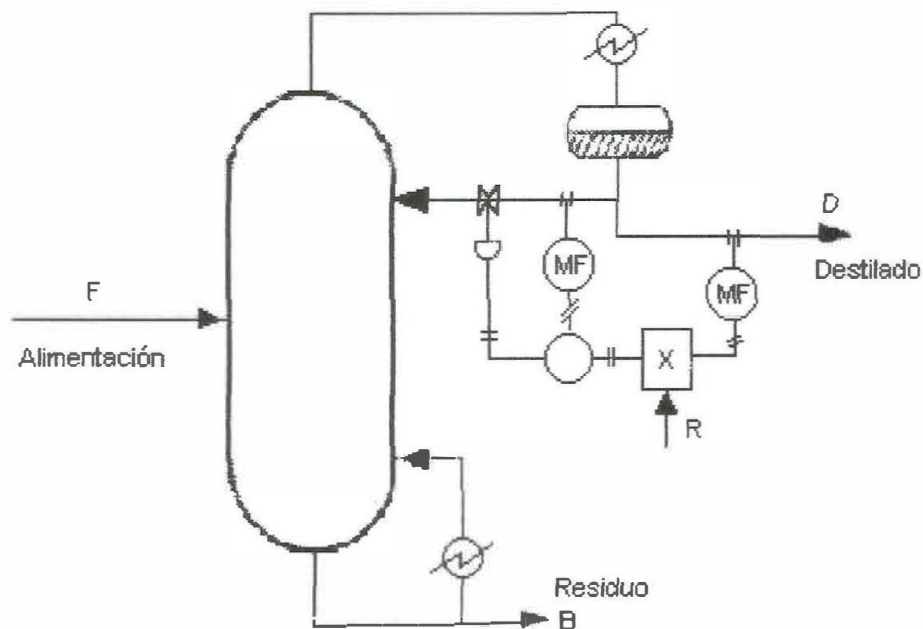


Fig. 10 CONTROL DE LA RELACI ÓN DE REFLUJO EN UNA COLUMNA DE DESTILACIÓN

- Control de regulación de la cantidad y relación Aire/Combustible a un reactor

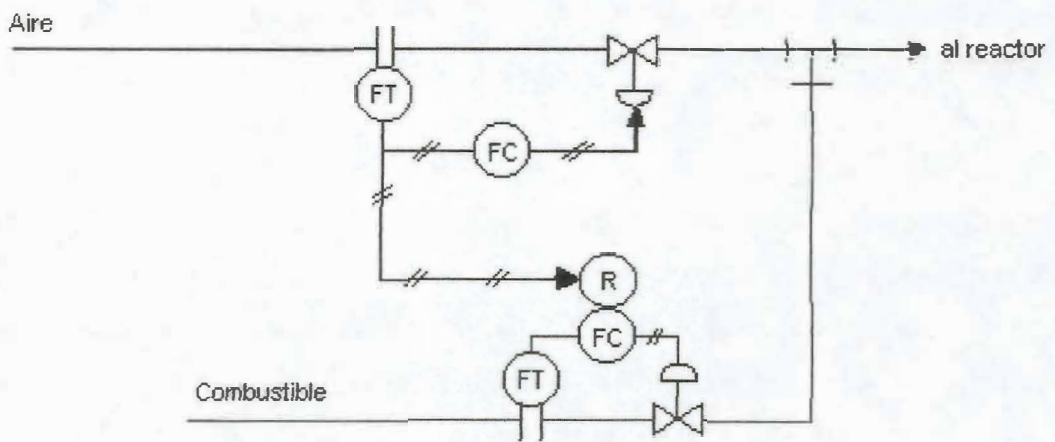


Fig 11 (a). SISTEMA DE CONTROL DE RELACIÓN

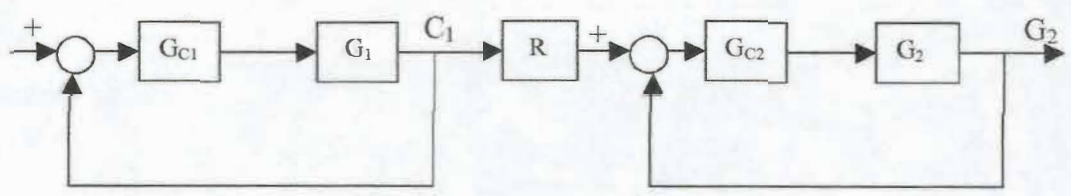


Fig. 11(b) DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE CONTROL DE RELACIÓN

El subíndice 1 se refiere a la corriente de aire en la figura 11 (a) , mientras que el subíndice 2 se refiere a la corriente de combustible. R es el relé de relación , el cual es ajustable. El elemento es actualmente un multiplicador.

Ejemplo 1

Asumamos que queremos un mezclador es para mezclar dos corrientes. A y B en una proporción o relación R :

$$R = \frac{B}{A}$$

Dos esquemas simples son mostrados en la figura 12. En la figura 12(a) el flujo ajustado A es medido y entonces es multiplicado por R en orden de obtener el valor de B requerido. De esta manera, como el flujo A varía, la referencia para el controlador de flujo de la corriente B variará para mantener R. Si un nuevo valor de R es deseado este debe ser fijado dentro de la estación de relación. Se muestran sensores diferenciales de presión midiendo flujo ; su salida indica el cuadrado del flujo, y por lo tanto extractores de raíces cuadradas son mostrados para obtener el flujo. Usando el flujo y no su cuadrado, el lazo se comportará más lineal y entonces será más estable y fácil de sintonizar.

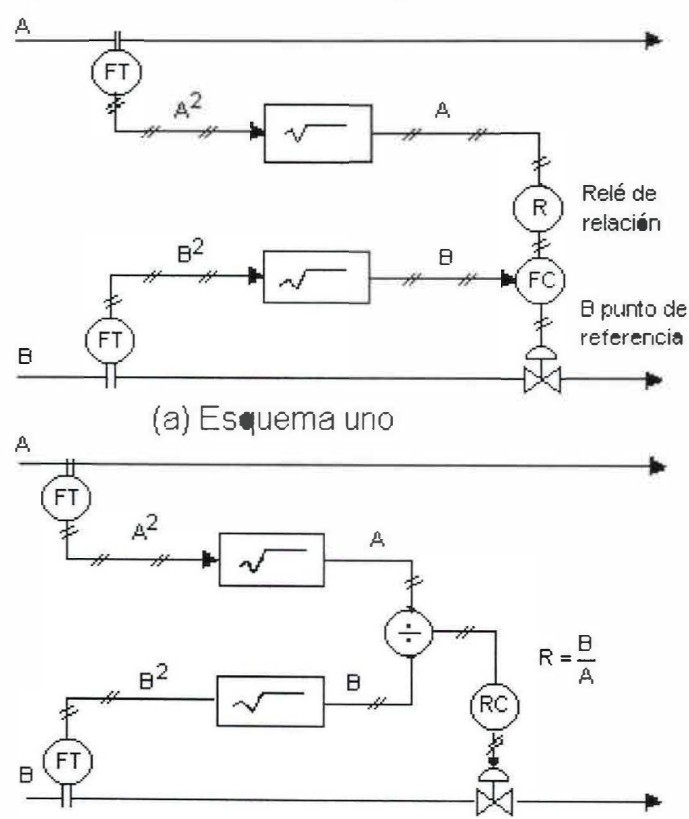


Fig. 12

Ejemplo 2

Como un ejemplo específico de control de relación, considérese el control de relación aire /combustible para una caldera tal como se muestra en la figura 13(a). Se trata de un control llamado “control de posicionamiento paralelo”, porque estamos manteniendo realmente una relación entre los elementos finales de control. Una mejor solución es establecer un sistema de “control de medición completa”, como se muestra en la figura 14(a), en el cual el flujo de combustible es fijado por el controlador de presión y la estación de relación fija el flujo de aire para mantener la relación flujo de aire/flujo de combustible . Claramente los lazos de flujo corregirán ante perturbaciones en los flujos

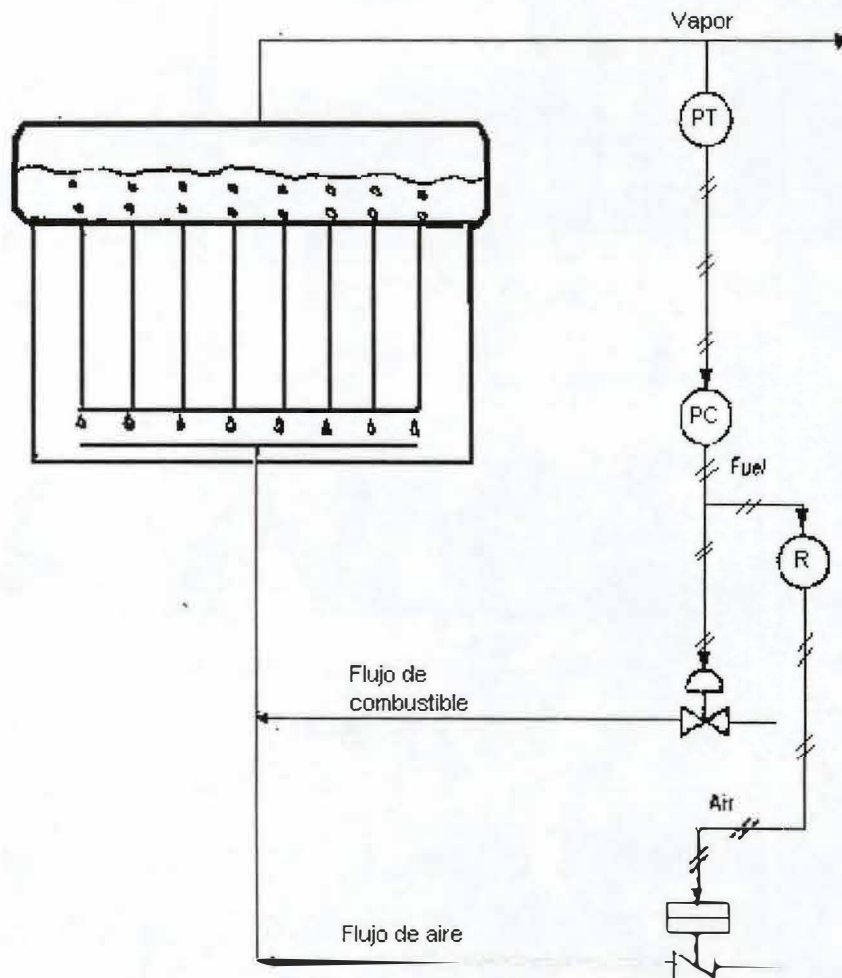


Fig. 13 (a) CONTROL DE RELACIÓN AIRE/ COMBUSTIBLE EN UN RECALENTADOR DE VA POR

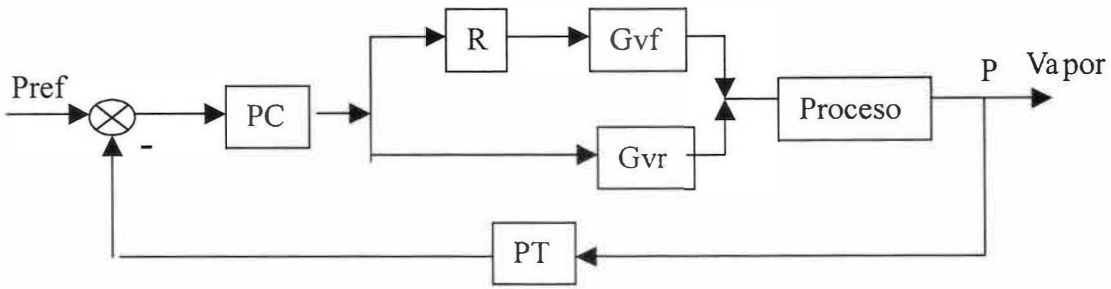


Fig. 13(b) DIAGRAMA DE BLOQUES PARA EL SISTEMA DE LA Fig. 12(a)

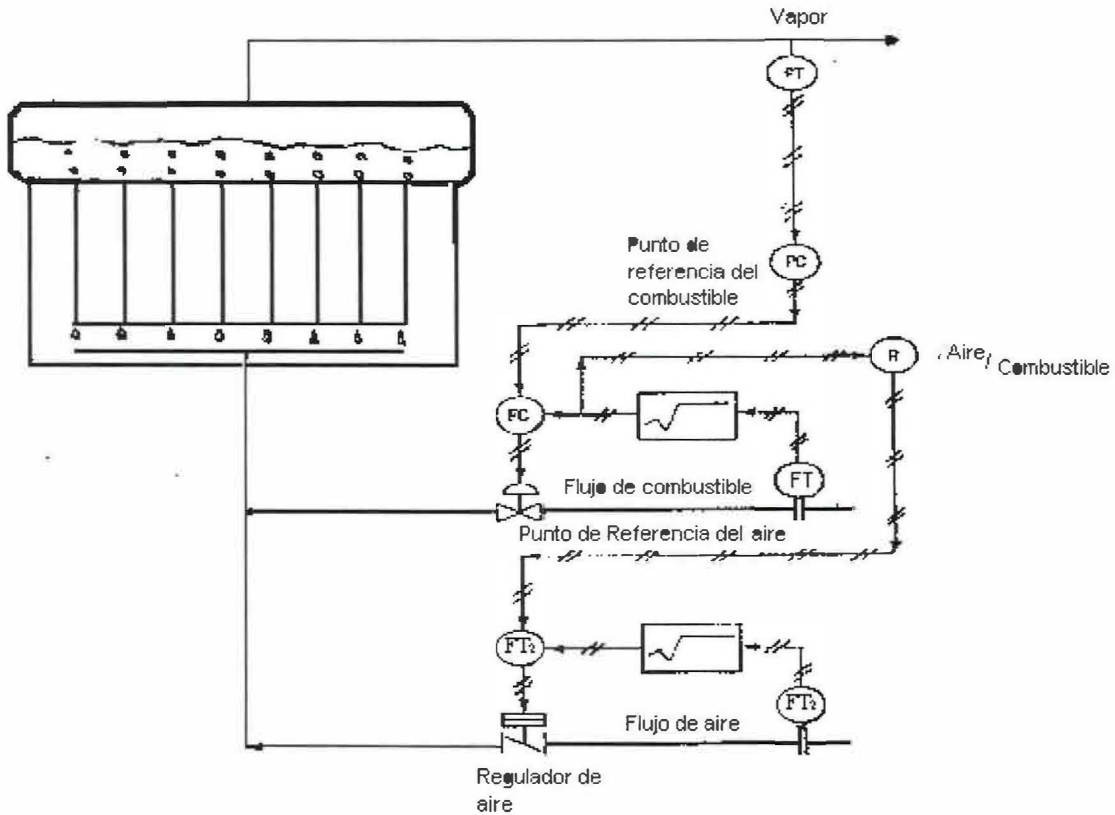


Fig. 14(a)(6.7) CONTROL DE MEDICIÓN COMPLETA

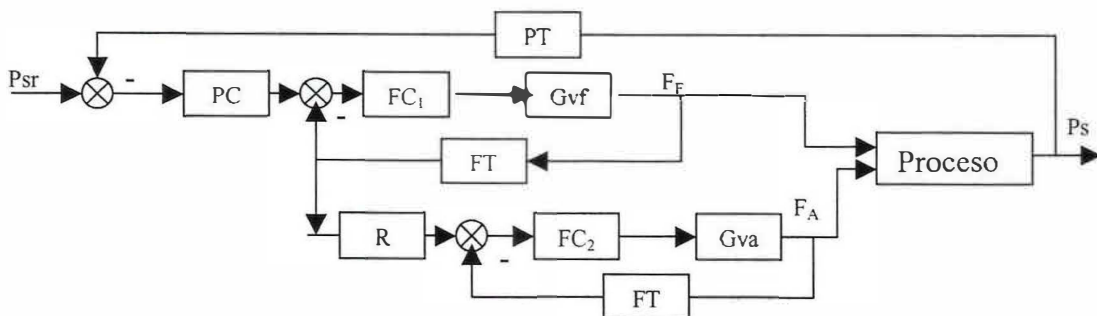


Fig. 14(b) DIAGRAMA DE BLOQUES

4.- ESQUEMA DE CONTROL EN ALIMENTACIÓN ADELANTADA

La idea básica de control en alimentación adelantada consiste en detectar las perturbaciones cuando se producen (cuando entran al proceso) y hacer ajustes en la variable manipulada para evitar cambios en la variable controlada. No esperamos que la perturbación altere todo el proceso sino que tomamos una acción inmediata tendiente a compensar (anular) los efectos que producirá la perturbación en la salida. En este sentido este es un control por anticipación .

Tomemos por ejemplo el tanque de almacenamiento de la fig. 15(a) donde se quiere regular la altura del nivel de líquido $h(t)$, manipulando el flujo de entrada $x(t)$. Cualquier perturbación en la presión de la línea de salida que produzca cambios en $u(t)$ alterará el sistema y finalmente sus efectos serán detectados por el controlador en retroalimentación simple cuando se produzcan cambios apreciables en $h(t)$ y luego en el error $e(t)$.

La corrección a través de la variable manipulada $x(t)$, tardará en hacer volver el sistema al estado deseado.

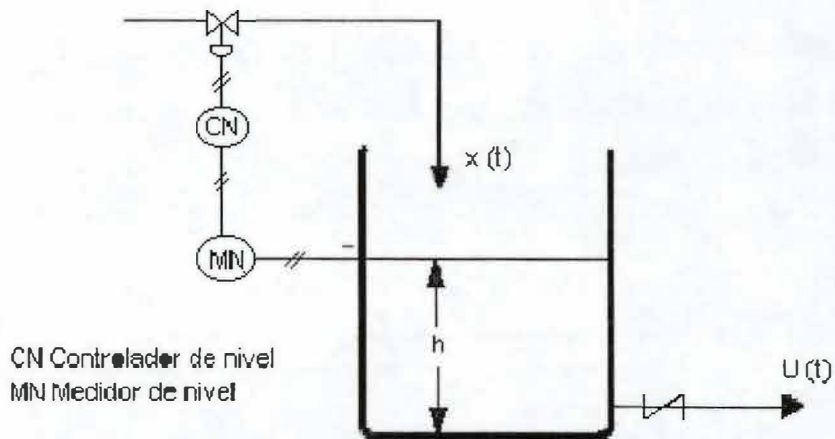


Fig.15a TANQUE DE ALMACENAMIENTO CON CONTROLADOR EN RETROALIMENTACIÓN SIMPLE

El mismo tanque, con un esquema en alimentación adelantada (ver fig. 15b) casi no percibirá los efectos de perturbaciones en $u(t)$.

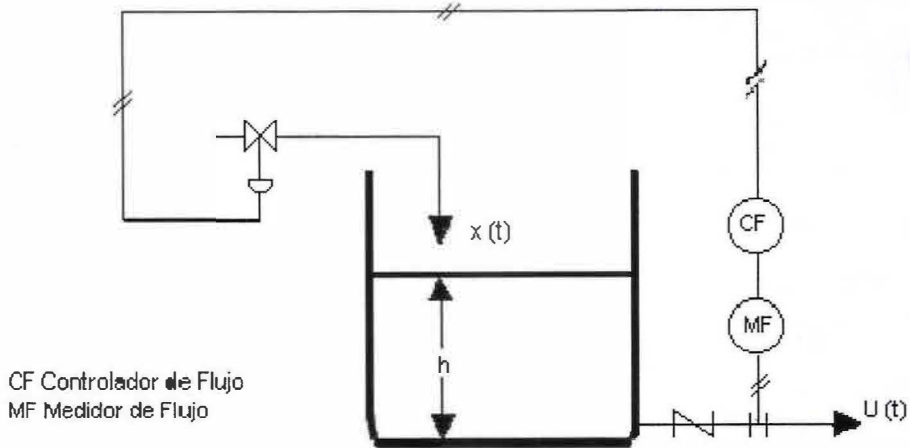


Fig.15b TANQUE DE ALMACENAMIENTO CON CONTROLADOR EN ALIMENTACIÓN ADELANTADA

Las perturbaciones serán detectadas por el medidor del flujo a la salida, y el controlador en alimentación adelantada producirá en consecuencia cambios en $x(t)$ para evitar los efectos que produciría la perturbación, aún antes de que éstos se presenten en $h(t)$.

En la fig.16 se muestran los diagramas de bloques correspondientes a los dos esquemas de control que acabamos de explicar.

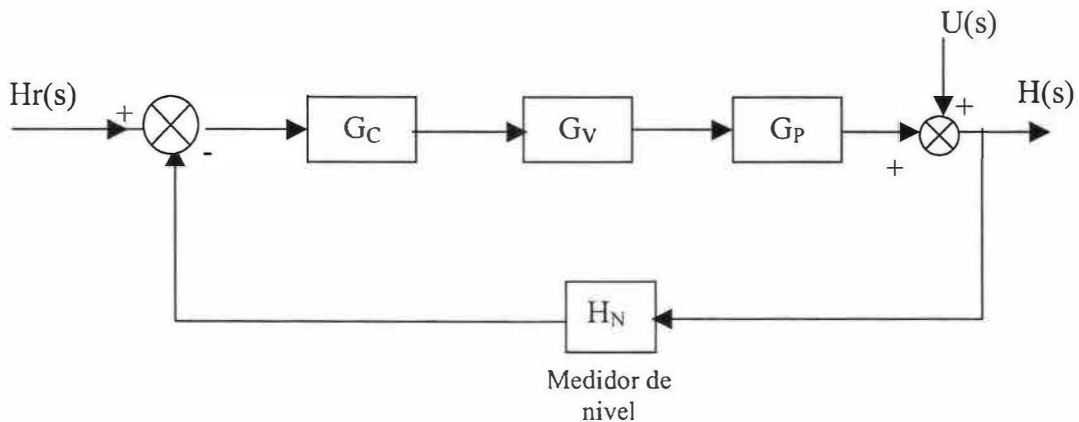


Fig. 16(a) DIAGRAMA DE BLOQUES DEL ESQUEMA DE CONTROL DE LA Fig. 15a

Para que sea posible y efectiva la implementación de un esquema en alimentación adelantada se deben asegurar las siguientes condiciones:

- a) La perturbación debe ser medible en forma continua, es decir, debemos disponer del instrumento de medida apropiado para la perturbación de que se trate (obviamente es muy distinto medir flujos o temperaturas, que medir composiciones químicas, etc...).
- b) Debemos conocer cómo afectan al proceso tanto la perturbación como la variable manipulada. Es decir, debemos conocer las funciones de transferencia involucradas , para poder calcular la función de transferencia del controlador G_a que necesitamos.
- c) Por último, la función de transferencia G_a debe ser físicamente realizable . En otras palabras, debemos disponer de un instrumento controlador cuya función de transferencia sea G_a , o al menos lo sea aproximadamente.

Las dificultades que se presentan en el desarrollo de un sistema de control de alimentación adelantada , sobre todo por lo reseñado en los últimos dos puntos, llevan a que en la práctica se usen casi siempre en combinación con el control por retroalimentación simple. En efecto, las funciones de transferencia que se manejan en el diseño, no son precisas, ya que provienen de modelos matemáticos que no son más que aproximaciones de la realidad. Esto hace que la corrección del efecto de la perturbación sólo a través de G_a no sea completa, y persistirá un error en el sistema, que no sería ulteriormente corregible sino en presencia de un lazo de retroalimentación .

Un ejemplo de este esquema combinado se muestra sobre el intercambiador de calor de la fig. 17, con su correspondiente diagrama de bloques.

El controlador en alimentación adelantada suministra una acción correctora rápida ante perturbaciones en la temperatura de entrada del fluido frío T_1 ; (aún cuando su diseño no sea perfecto es muy efectivo en evitar o reducir los sobreimpulsos que produciría la perturbación). Y además no ocasiona problemas de estabilidad porque no cambia la configuración de polos del sistema. En nuestro ejemplo:

- Si no existiera el lazo en alimentación adelantada, tendríamos

$$\frac{T_2(s)}{T_1(s)} = \frac{G_1 G_p(s)}{1 + H G_c G_v G_p(s)} \quad (5)$$

y para el esquema combinado :

$$\frac{T_2(s)}{T_1(s)} = \frac{G_p(G_1(s) - H_a G_a G_v(s))}{1 + H G_c G_v G_p(s)} \quad (6)$$

Vemos pues que en efecto, los denominadores de ambas funciones son iguales.

El lazo de retroalimentación sobre nuestro intercambiador proporciona una corrección más precisa (fina) y a más largo plazo. Además su presencia asegura regulación aún ante otras perturbaciones que no sean en T_1 . Si existiese alguna otra perturbación importante habría que desarrollar otro lazo en alimentación adelantada sobre ella para eliminar sus efectos.

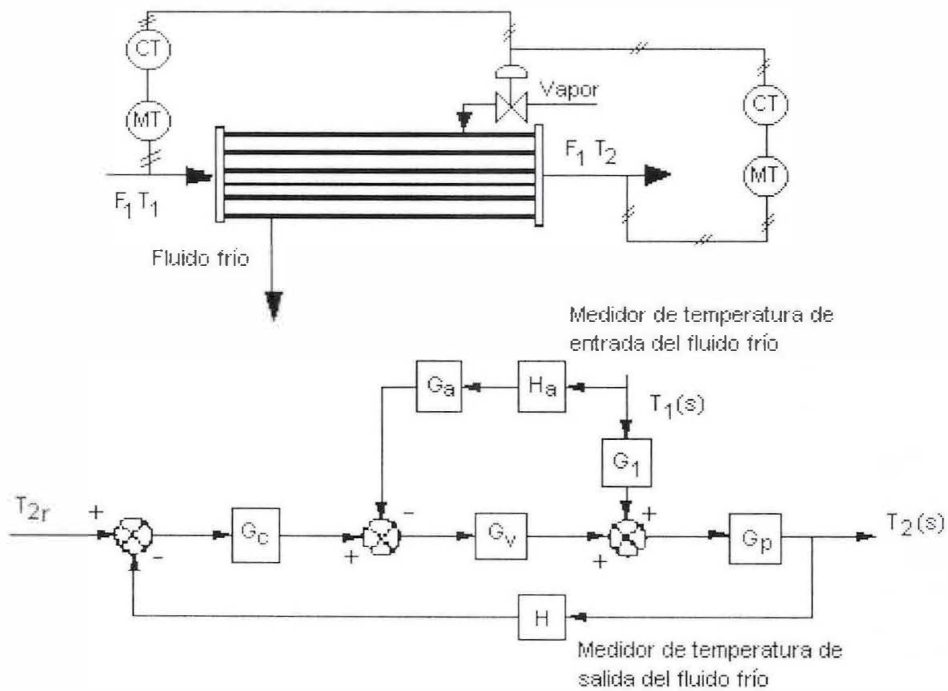


Fig 17 INTERCAMBIADOR DE CALOR CONTROLADO EN ALIMENTACIÓN ADELANTADA - RETROALIMENTACIÓN Y DIAGRAMA DE BLOQUES CORRESPONDIENTE

5.- ESQUEMA DE CONTROL POR "OVERRIDE"

El control override es una técnica mediante la cual las variables de proceso son mantenidas dentro de ciertos límites, usualmente con propósitos de protección. Existen otros esquemas de control más extremos orientados a la parada de la planta para enfrentar estados de disfunción grave de los equipos. El control override no es tan drástico. El control override mantiene el proceso en operación pero dentro y bajo condiciones seguras.

Ejemplos :

1.- Protección de un sistema recalentador :

Usualmente la presión de vapor en un recalentador es controlada a través del uso de una lazo de control de presión sobre la línea de descarga (Lazo 1 Fig. 18). Al mismo tiempo el nivel del agua en el recalentador no debe caer por debajo del nivel límite, lo cual es necesario para mantener el espiral calentador inmerso en agua y por lo tanto prevenir que se queme.

La figura 18 muestra el sistema de control override usando un "Low Switch Selector" (LSS). De acuerdo a este sistema, cuando el nivel del líquido caiga por debajo del nivel permisible el LSS cambia la acción de control desde el controlador de presión hacia el controlador de nivel (y se cierra la válvula sobre el líquido de descarga).

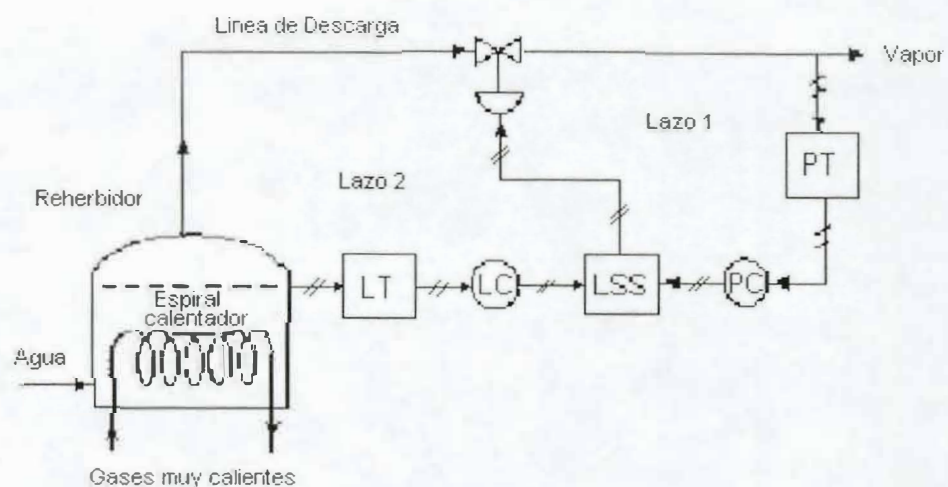


Fig. 18. CONTROL OVERRIDE EN UN SISTEMA RECALENTADOR DE VAPOR

2.- Protección de un sistema compresor :

La descarga de un compresor es controlada con un sistema de control de flujo (Lazo 1 en la figura 19). Para prevenir que la presión de descarga exceda un cierto límite superior máximo permitido, se introduce un control override através de un High Switch Selector (HSS). Éste transfiere la acción de control desde el controlador de flujo hacia el controlador de presión (Lazo 2 en la figura 19) cuando la presión de descarga excede el límite superior. Nótese que el control de flujo o el control de presión tienen en cascada un lazo interno para controlar la velocidad del motor del compresor.

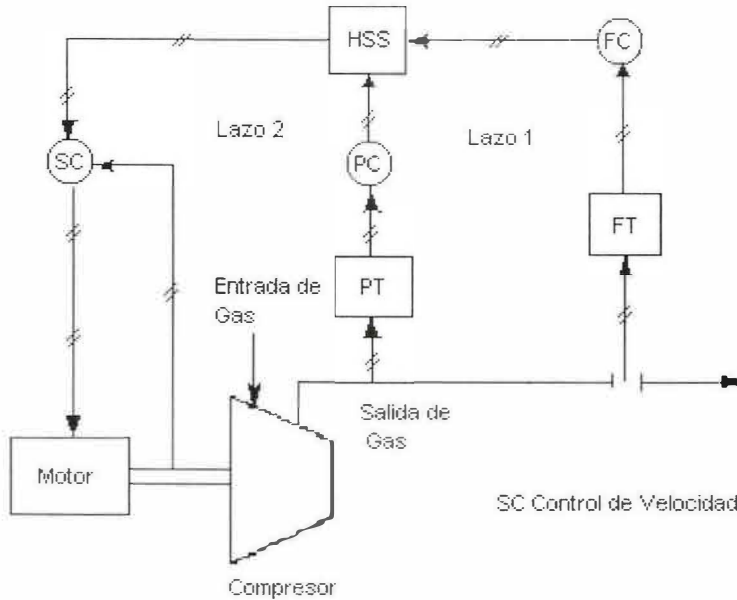


Fig. 19 CONTROL OVERRIDE PARA PROTEGER UN COMPRESOR

3.-Protección de un sistema de distribución de vapor:

En cualquier proceso químico existen redes de distribución de vapor, a varios niveles de presión, hacia las diferentes unidades de proceso. La cantidad de vapor que se deja descender a la línea de baja presión es controlada por la demanda de presión en esta línea. Para proteger de presiones excesivas la línea de alta presión, se puede instalar un sistema de control override con un HSS, el cual transfiere la acción de control del lazo 1 al lazo 2 cuando la presión en la línea de alta presión excede el límite superior.

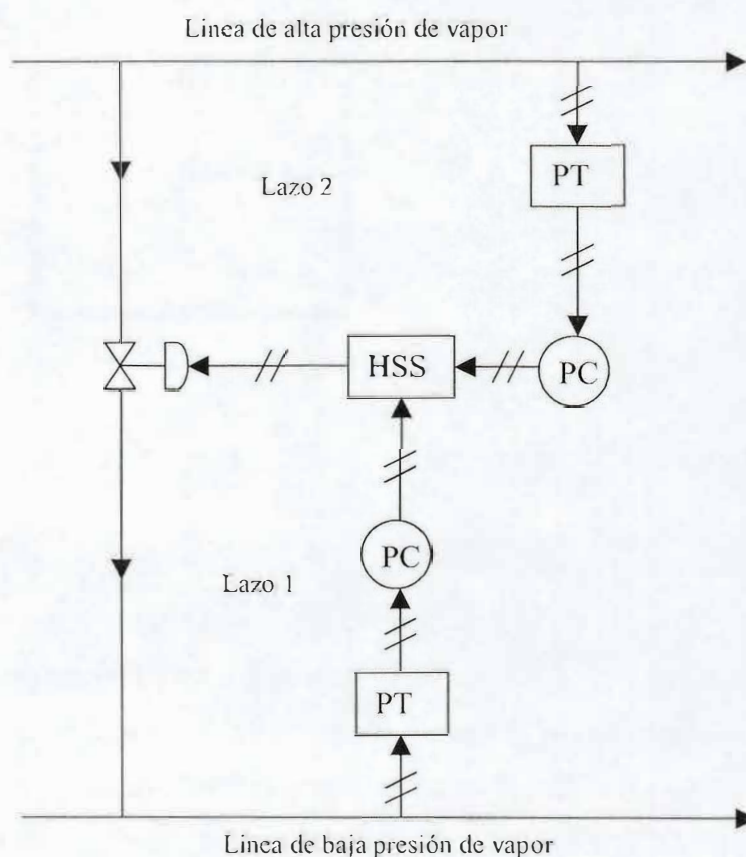


Fig. 20. CONTROL OVERRIDE PARA UN SISTEMA DE DISTRIBUCIÓN DE VAPOR

6.- ESQUEMA DE CONTROL "DUPLEX" O CONTROL DE RANGO
PARTI DO (SPLIT RANGE CONTROL)

En este esquema la señal de control acciona dos elementos finales de control alternativamente, dependiendo del rango en que se encuentre la señal de error.

Vease por ejemplo el sistema de control de la figura 21.

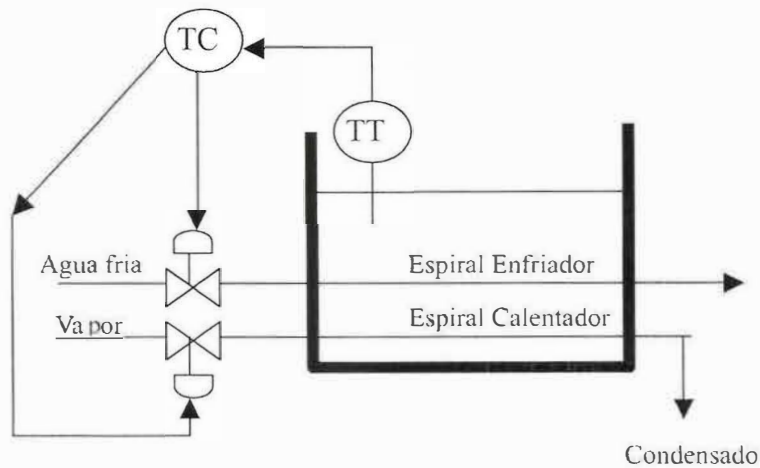


Fig. 21 CONTROL "SPLIT" PARA LA TEMPERATURA DE LA CAMISA

Asumamos que el controlador TC es sólo de acción proporcional. Su salida se alimenta a dos válvulas. Si se trata de válvulas neumáticas (3 a 15 psi) su acción se calibrará de manera que la válvula de vapor pase de abierta a cerrada según su entrada varía de 3 a 9 psi; y la válvula de agua irá de cerrada a abierta al variar su entrada de 9 a 15 psi. El sistema se diseña para que la salida del controlador produzca 9 psi cuando el error es cero (ambas válvulas cerradas). Al variar la temperatura se abrirá ya sea la válvula para el calentamiento o la del enfriamiento, dependiendo del signo del error.

Un sistema similar al anterior, pero en un esquema de control en cascada se muestra en la figura 22. Igualmente se necesita tanto de calentamiento como de enfriamiento del reactor. Para ello se separa el rango de presión para las válvulas. Éstas operan entre 3 - 9.2 psig y 8.8 - 15 psig. El solapamiento es empleado para evitar puntos muertos.

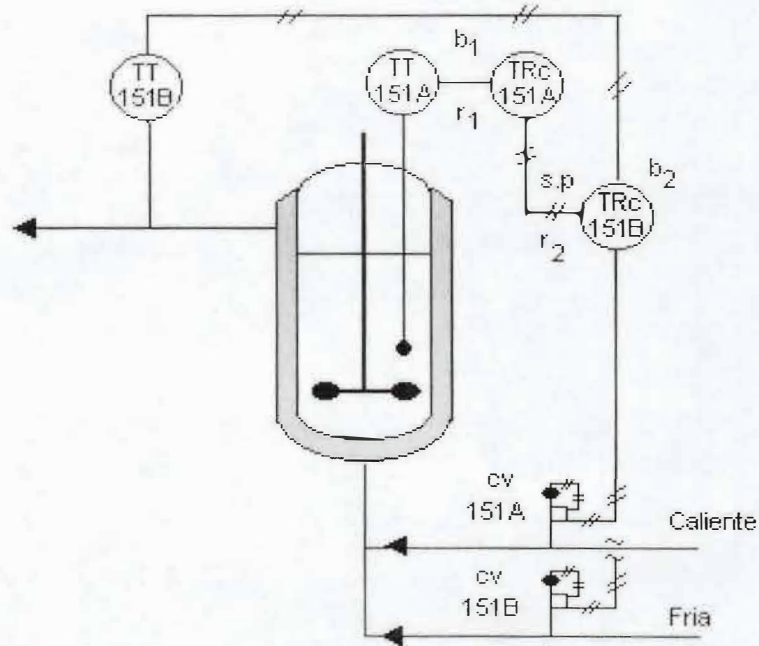
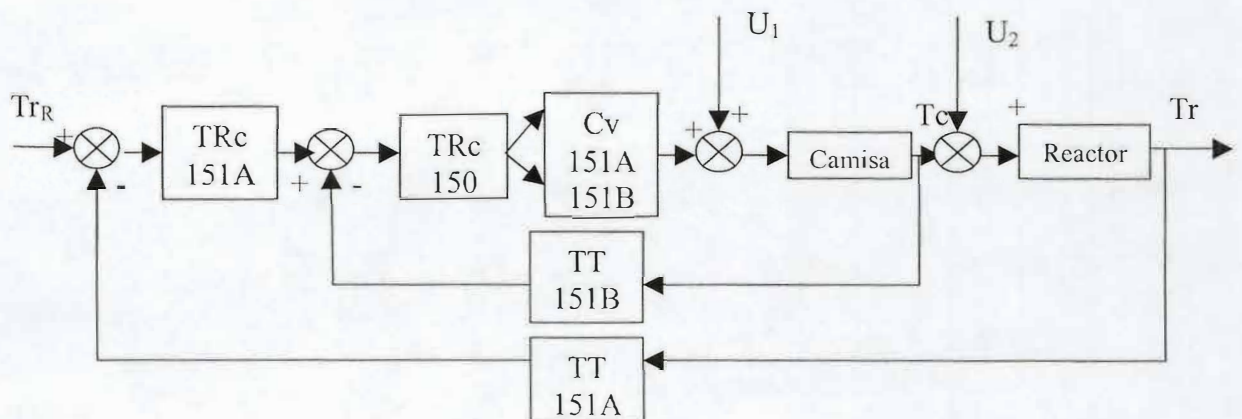


Fig 22. CONTROL CASCADA CON SPLIT



U_1 = Perturbaciones en los flujos de entrada (frío o caliente a la camisa). Por ejemplo T,P

U_2 = Cambios producidos por generación de calor en las reacciones químicas

UNIDAD DE APRENDIZAJE: REALIZAR EL MANTENIMIENTO DEL SISTEMA DE CONTROL AUTOMÁTICO PARA UN PROCESO CONTINUO.

Documento: Guía rápida para la solución de fallas. ¹.

1. Generalidades.

El Tablero de Control dispone de una serie de aparatos de mando, control e interfase hacia los actuadores que están ubicados en la planta, como son relés y contactores. La Tabla de Componentes Eléctricos de la Planta, anexa a este documento, contiene los elementos con que cuenta la Planta. El listado dispone la información técnica y comercial requerida para la adquisición de componentes. En los diagramas eléctricos de la Planta PRQ 400 se pueden observar los diseños que son la base para el análisis de posibles fallas en el sistema de control eléctrico y de instrumentación.

2. Observaciones.

Advierta, en el mantenimiento del Tablero de Control, el uso de las normas y procedimientos existentes para ello; es decir, tenga en cuenta las siguientes consideraciones.

- Practique el estado cero de energía o desconexión eléctrica.
- Señalice con las notas alusivas, precaución y seguridad, las acciones de mantenimiento en el tablero, los circuitos o aparatos eléctricos.
- Use los instrumentos adecuados para el diagnóstico de equipos e instrumentos como son multímetro y pinza voltiamperimétrica.
- Disponga de los elementos adecuados para la limpieza del tablero como brocha y trapo.
- Utilice alcohol isopropílico y limpiador electrónico como insumos de limpieza.
- Disponga de las herramientas más comunes para el ajuste o cambio de componentes; destornilladores de pala y estría de 1/8, pinza puntuda y pelacable.

- Cambie los fusibles por reemplazos de las mismas especificaciones.

En periodos de tres meses, confirme que los elementos que se hallan en el tablero de control estén en buen estado de ajuste y limpieza. En caso de alguna situación anormal en el funcionamiento de los componentes, siga los procedimientos planteados en la Guía para la solución de fallas y la información adicional, dispuesta en catálogos y manuales.

3. Guía rápida para la solución de fallas.

A continuación encontrará una guía útil para la localización de fallas en el funcionamiento de los componentes o en el de la planta en general. Tenga en cuenta que dichas recomendaciones deben ser verificadas en operación manual de la planta y deben ser seguidas en forma tal como se plantean, por constituirse en pautas que suponen el cumplimiento de procedimientos y el uso de herramientas apropiadas.

Antes de iniciar el procedimiento, verifique que la Planta este en condiciones de operación normal, es decir, que no haya instrumentos y aparatos eléctricos en estado anormales. Además, entre los chequeos generales, compruebe que no existan líneas sueltas, fusibles quemados o componentes en mal estado.

Ítem	Falla	Procedimiento
1	El Tablero PRQ 400 no enciende.	<ul style="list-style-type: none"> • Verifique que el pulsador de Parada de Emergencia no este activado. En caso afirmativo, lleve el “breaker” Q1 a la posición On y luego rearme el pulsador de parada. • Constate que el Interruptor S1, ubicado en el panel frontal del tablero de control de la PRQ 400, este en posición 1. • Compruebe que el “breaker” PRQ 400, ubicado en la caja de breakers a la entrada del laboratorio, esté en posición On. En caso de que este se halle disparado, practique el seguimiento a la acometida eléctrica, desde la caja hacia la planta, para detectar un posible corto, y una vez normalizada la situación posiciónelo en On.
2	La pantalla gráfica y el PLC no encienden.	<ul style="list-style-type: none"> • Confirme que el “breaker” Q10, ubicado dentro del Tablero de Control de la PRQ 400, este en posición On. En caso que se halle disparado, asegúrese de que el circuito + 24 V PLC y los módulos del PLC estén en normal estado. Ver planos 400-EL-172 y 400-EL-173.

Ítem	Falla	Procedimiento
		<ul style="list-style-type: none"> • Examine que el “breaker” Q8, ubicado dentro del Tablero de Control de la PRQ 400, este en posición On. En caso que se halle disparado, asegúrese de que el circuito de acometida, terminales L2 y N, y las fuentes G1 y G2, estén en normal estado. Ver plano 400-EL-172.
3	El motor agitador M409 no arranca.	<ul style="list-style-type: none"> • Confirme que el “breaker” Q6, ubicado dentro del Tablero de Control de la PRQ 400, esté en posición On. En caso que se halle disparado, asegúrese de que los elementos del circuito L2 – N, estén en buen estado. • Verifique que el regulador este operando bien. Teng a en cuenta que, ante la operación normal del contactor K2M, al generador G409 le estén llegando los 120 V, AC. En ca so afirmativo, revise el fusible que esta ubicado en la parte posterior de la consola. En caso de que el fusible este quemado, haga las revisiones de rigor que le permitan determinar la causa de la falla. • Examine que el motor este bien conectado y que sus escobillas estén en buen estado. Ver plano 400-EL-171.
4	La Bomba de vacío M401 no funciona.	<p>En este caso es importante asegurarse que el sistema está dispuesto para la generación de vacío y que el motor de la bomba de vacío este en buena condición de operación mecánica.</p> <ul style="list-style-type: none"> • Asegúrese que el térmico F17 no este disparado. En caso afirmativo, normalice la operación o estado mecánico del motor que pudo dar lugar a tal situación y luego, resetee el térmico. • Confirme que el “breaker” Q5, ubicado dentro del Tablero de Control de la PRQ 400, este en posición On. En caso que se halle disparado, asegúrese de que los elementos del circuito L1 – N, estén en buen estado. • Asegúrese de la buena operación del contactor K1M y de los elementos asociados S5, F3 y K1. Tenga en cuenta que fallas en la operación del contactor K1M puede dar lugar a cambios bruscos de corriente que afectan el circuito de fuerza del la bomba de vacío. Ver planos 400-EL-171, 400-EL-175.

Ítem	Falla	Procedimiento
5	La válvula TCV 410A no opera.	<ul style="list-style-type: none"> • Confirme que la válvula esta energizando. Siga el siguiente procedimiento: Gire el selector S3 a la posición manual. Gire el selector S7a la posición manual y evidencie que enciende el led del relé K3 y que, en los bornes X3,28 y X3,29 haya 24 V. DC. Si esto no sucede, examine que el breaker Q7, la fuente G1 y el breaker Q9 estén operando a cabalidad. Gire la perilla R3 a la derecha y mida en los bornes X3,28 y X3,29 cambios en la señal de 4 – 20 mA proporcionales a la posición de la anterior. En caso contrario, verifique que el relé K15 este energizado y que el convertidor G3 estén en buen estado. En caso de normalidad, es decir que, a la válvula TCV410A le están llegando los 24 V para energizarla y los 4 – 20 mA de señal, verifique las conexiones y el estado de la válvula. Ver planos 400-EL-172, 400-EL-173, 400-EL-175 y 400-EL-177.
6	La válvula TCV 410B no opera.	<ul style="list-style-type: none"> • Confirme que la válvula esta energizando. Siga el siguiente procedimiento: Gire el selector S3 a la posición manual. Gire el selector S8 a la posición manual y evidencie que enciende el led del relé K4 y que, en los bornes X3,31 y X3,30 haya 24 V DC. Si esto no sucede, examine que el “breaker” Q7, la fuente G1 y el “breaker” Q9 estén operando a cabalidad. Gire la perilla R4 a la derecha y mida en los bornes X3,30 y X3,31 cambios en la señal de 4 – 20 mA proporcionales a la posición de la anterior. En caso contrario, verifique que el relé K16 este energizado y que el convertidor G4 estén en buen estado En caso de normalidad, es decir que, a la válvula TCV410B le están llegando los 24 V para energizarla y los 4 – 20 mA

Ítem	Falla	Procedimiento
		<p>de señal, verifique las conexiones y el estado de la válvula. Ver planos 400-EL-172, 400-EL-173, 400-EL-175 y 400-EL-177.</p>
7	La válvula CV 402 no opera.	<ul style="list-style-type: none"> • Repase que la válvula está energizando. Siga el siguiente procedimiento: <p>Gire el selector S4 a la posición manual.</p> <p>Gire el selector S9 a la posición manual y evidencie que enciende el led del relé K5 y que en los bornes X3,36 y X3,42 hallan 120 V AC. Si esto no sucede, confirme que el “breaker” Q2 este operando normalmente.</p> <p>En caso normal, desenergice la válvula y constate que la solenoide no esté abierta. Si es así, cámbiela.</p> <p>En este caso, puede ser necesario constatar si en su interior la válvula está pegada.</p> <p>Aplique este procedimiento para las válvulas CV 403, CV404, CV 405, CV 406, CV 410A y CV 410B.</p>

Actividad de Aprendizaje No.5: Aplicar los procedimientos para realizar el mantenimiento de los sistemas automáticos de control de procesos continuos.

Procedimiento de mantenimiento de la válvula de control TCV 410.

- Desenergice el Tablero de Control.
- Demarque con la tarjeta “Elemento en Reparación” que la válvula u otro accesorio, se encuentra en mantenimiento.
- Asegúrese de que la conexión del elemento a mantener este a temperatura ambiente.
- Disponga de los guantes, gafas y toda la herramienta necesaria para el desmonte de las conexiones del elemento a tubería tubing de 1/2 pulgada, racores, soportes, acoples de conexión, tes y bridas.

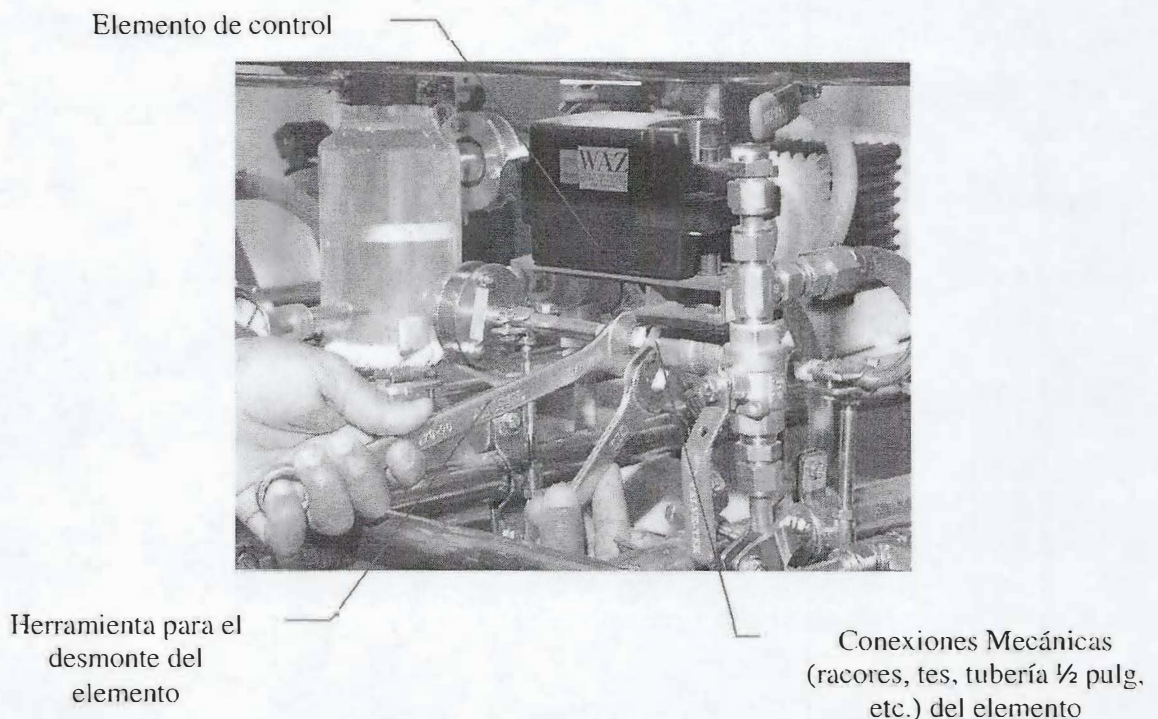


Figura 1. Desmonte de la válvula de control Souft Touch.

- Realice una inspección visual detallada del elemento y los puntos de conexión del mismo a tubería de 1/2 y demás accesorios.

- Registre en la ficha de mantenimiento todo lo que va observando. Si los componentes de conexión, soporte, sustentación, presenta problemas o anomalías, como fugas o le han indicado los operadores de posibles obstrucciones:
- Si el elemento esta conectado al sistema de operación automática de la planta, proceda inicialmente con la desconexión de la coraza que viene de la canaleta.
- Desajuste el elemento con todos los cuidados pertinentes. Ver figura 1.
- Desmonte todos los accesorios comprometidos en el ensamble, es decir, conexiones (racores) con tubería de proceso, tes, etc.
- Para remover las partes utilice un par de llaves para cada caso en particular.
- Para desconectar tenga en cuenta que el torque debe ser regulado para no causar daño en el elemento.
- Utilice el juego de llaves correspondiente para desmontar los soportes y accesorios de sustentación del elemento.
- Desconecte eléctricamente la válvula y aislé los conductores.
- Retire el elemento de la planta.
- Ubique el elemento y los accesorios de conexión de la línea que fueron desmontados, en un lugar firme y seguro. No olvide demarcar el área de servicio.
- Inspeccione el elemento y sus respectivas conexiones con rigor. Garantice el perfecto estado, en caso de fallas o averías considerables como fugas u obstrucciones severas, prosiga con la correspondiente limpieza o reparación de los componentes de conexión.

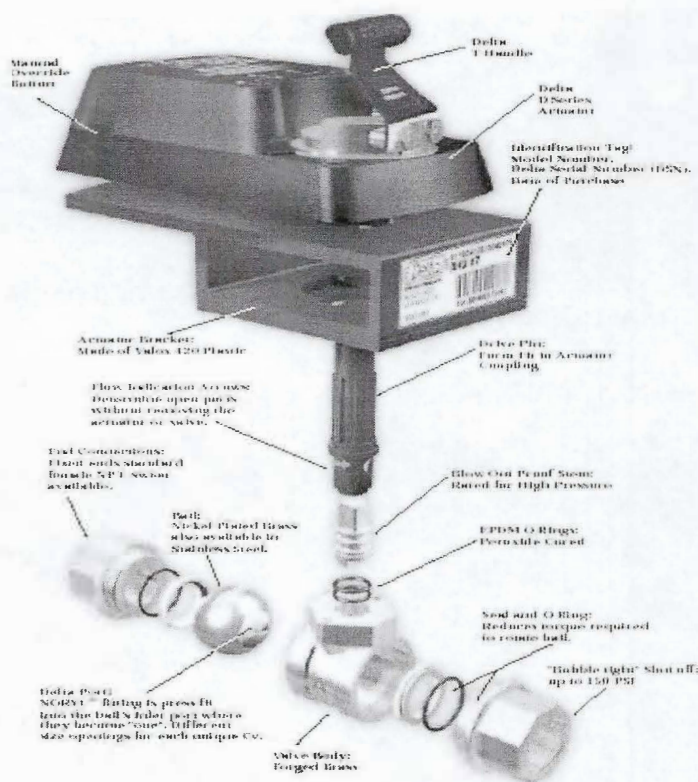
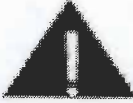


Figura 2. Válvula reguladora de flujo

La válvula de bola marca DELTA del tipo proporcional, cuenta con un actuador eléctrico giratorio que mueve un tapón de bola y tiene reposición por resorte. Su cuerpo es de bronce y la regulación de flujo se realiza mediante el cambio de posición del "Delta Port" ubicado en la bola.

 <p>PRECAUCIÓN</p>	<p style="text-align: center;">RIESGO GENERAL</p> <p>Antes de proceder al uso de la Planta, verifique que los instrumentos estén ajustados y bien conectados. Recuerde que omitir tales recomendaciones pone en riesgo la integridad de las personas y el estado de los equipos.</p>
--	---

El cuerpo y actuador de la válvula TCV 410A corresponden, en su orden, a los modelos ST 05 - 2 - 004 y DMS 24 53. En la Tabla siguiente se aprecian algunas de las características de diseño de la válvula. Según el modelo indicado, se debe

para mantener los actuadores electrónicos y el mecanismo de regulación de flujo funcionando en buen estado.

En el mantenimiento de las válvulas disponga de la herramienta; destornilladores, multímetro y limpiadores, así como de las partes de reemplazo presentadas anteriormente.

Use los instrumentos adecuados para el diagnóstico de equipos e instrumentos como son multímetro y calibrador de señal.

Utilice alcohol isopropílico y limpiador electrónico como insumos de limpieza.

Disponga de las herramientas más comunes para el ajuste o cambio de componentes; destornilladores de pala y estría de 1/8, pinza puntada y pelacable.

**BASIC AND DETAIL ENGINEERING DEVELOPMENT FOR THE
AUTOMATION OF A BIOGAS GENERATING PILOT PLANT**

**DESARROLLO DE LA INGENIERIA BASICA Y DE DETALLE PARA LA
AUTOMATIZACION DE UNA PLANTA PILOTO GENERADORA DE BIOGAS**

PhD. Jacipt Alexander Ramón*, Ing. Walter Gastelbondo Barragán**
PhD. Luis Fernando Romero Castellanos*

Universidad de Pamplona

* **Grupo de Investigaciones Ambientales Agua, Aire y Suelo (GIAAS)**

** **Instituto de Investigación y Desarrollo de Tecnologías Aplicadas (IIDTA)**

Ciudadela Universitaria, Pamplona, Norte de Santander, Colombia.

Tel: 57-7-5685303, Fax: 57-7-5685303 Ext. 140

E-mail: {jacipt, walter}@unipamplona.edu.co

Abstract: In the present document Basic Engineering is developed and of detail of a generating plant of biogás (Biodigestor), during the investigation the different schemes were generated, narratives (control and security), I calculate and selection of instruments, diagram P&ID and the interface man machine for the automatic control of form. For the development of engineering the suitable instruments of industrial type for the design of the control strategy calculated and quoted, supervision and monitored of the variables of the process, as they are, temperature, pressure, level and pH in the plant biodigestión pilot, using a PLC (PLC) and a control of supervision and data acquisition (SCADA) to interact with the process. Therefore, one looks for to optimize the process allowing the evaluation of the production of biogás and degrees of fermentation to define the capacities of real storage for the construction of new plants.

Resumen: En el presente documento se desarrolla la Ingeniería Básica y de Detalle de una planta generadora de biogás (Biodigestor), durante la investigación se generaron los diferentes esquemas, narrativas (control y seguridad), calculo y selección de instrumentos, diagrama P&ID y la interfaz hombre maquina para el control de forma automático. Para el desarrollo de la ingeniería se calcularon y cotizaron los instrumentos de tipo industrial adecuados para el diseño de la estrategia de control, supervisión y monitoreo de las variables del proceso, como son, temperatura, presión, nivel y pH en la planta piloto de biodigestión, utilizando un controlador lógico programable (PLC) y un control de supervisión y adquisición de datos (SCADA) para interactuar con el proceso. Por lo tanto, se busca optimizar el proceso permitiendo la evaluación de la producción de biogás y grados de fermentación para definir las capacidades de almacenamiento reales para la construcción de nuevas plantas.

Keywords: Biogas, Biodigestion Process, Basic Engineering, Simulation, Programmable Logic Controller, Supervision Control and Acquisition of Data.

1. INTRODUCCION

Un sistema de control puede definirse como aquel que compara el valor de la variable o condición a controlar con un valor deseado y efectúa una acción de corrección de acuerdo con la desviación existente sin que el operario intervenga en absoluto. Actualmente esta comparación de la variable deseada con respectola a existente, se lleva a cabo de manera manual lo cual hace necesario la presencia de un operador para la manipulación de los equipos [3], [4].

Con el desarrollo de la ingeniería básica y de detalle se sentaran las bases necesarias para la implementación del sistema de control automático de biogás, con lo cual se incrementara la eficiencia, disponibilidad y confiabilidad del sistema actual.

2. SISTEMA ACTUAL Y SISTEMA PROPUESTO

Como se aprecia en la Fig.1 , la persona necesita estar monitoreando las variables de manera visual, para luego ejercer una acción de control manual, como es de saber, esta forma de control en el proceso disminuye la eficiencia actual del sistema.

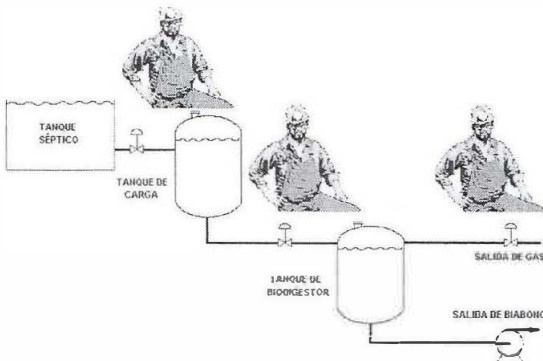


Fig. 1: Sistema de Control Actual del Biodigestor

Para el sistema propuesto se presenta un sistema de control a través de un PLC interconectado con un SCADA, como se muestra en la Figura 2 . Mediante este esquema se pueden monitorear cada una de las variables como son la temperatura, presión, nivel y pH; como es de saber, con esta aplicación de automatización se disminuye el pago de personal y se aumenta la eficiencia del sistema, del igual manera se obtiene un aumento de confiabilidad en el proceso [8], [9], [10].

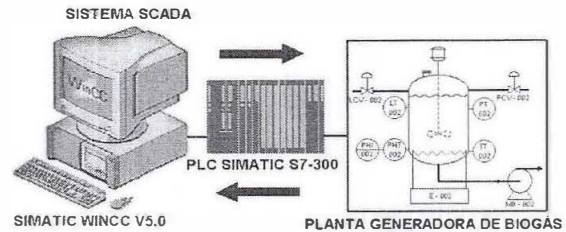


Fig. 2: Sistema de Control Propuesto

3. INGENIERIA BASICA

La ingeniería básica comprende la ingeniería conceptual y/o la ingeniería de proceso. Los principales documentos que deben ser generados en esta fase de la ingeniería son:

- ∨ Bases o Criterios de Diseños.
- ∨ Tipo de Instrumentación a Utilizar.
- ∨ Tipo de Panel de Control.
- ∨ Niveles de Señales a Trabajar.
- ∨ Diagrama EPS.
- ∨ Diagrama de Tubería e Instrumentos.

En general, las actividades que deben realizarse dependen del tipo de proyecto; sin embargo, existen ciertos documentos que deben ser producidos y tener en cuenta en la mayoría de proyectos [11], [12], [13].

3.1 Desarrollo de la Ingeniería Básica

3.1.1. Bases o Criterios de Diseño

Para el desarrollo de la ingeniería se calcularon y se cotizaron instrumentos de tipo industrial, que cumplieran con estándares internacionales de seguridad.

3.1.2. Tipo de Instrumentación a Utilizar

Los instrumentos a utilizar, son diseñados y fabricados, en empresas como, Honeywell, Rosemount, Masoneilan, Foxboro, Paragon, Taylor, Simatic entre otras.

3.1.3. Tipo de Panel de Control

Para llevar a cabo la estrategia de control de la Planta Generadora de Biogás se utilizó un Controlador Lógico Programable(PLC S7-300) y un Control de Supervisión y Adquisición de Datos (Simatic WinCC), el cual permite monitorear y controlar, las variables del proceso como son, temperatura, pH, presión y nivel.

3.1.4. Niveles de Señales a Trabajar

El nivel de señal a trabajar es el estándar de 4 - 20 mA; esto debido a sus grandes ventajas con respecto a otros estándares, como lo es la gran inmunidad al ruido.

3.1.5. Diagrama EPS

En la Figura No. 3 se puede observar la distribución de las diferentes variables que interactúan en el proceso.

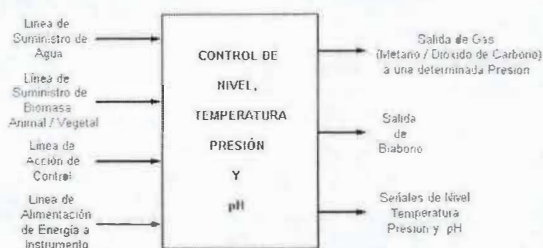


Fig. 3: Diagrama EPS del Proceso

3.1.6 Diagrama de Tubería e Instrumentos P&ID

En las figura 4 y 5 se puede apreciar los diagramas P&ID correspondiente al sistema de control y del sistema de seguridad del proceso propuesto, respectivamente. En estos diagramas las tuberías e instrumentos muestran esquemáticamente todas las líneas de suministro de los servicios y del proceso; generando información respecto a todos los equipos, instrumentos, tuberías de interconexión, numeración de cada uno de los componentes de los lazos de control y representación esquemática de todos los lazos de control el cual se desarrollo basados en la normativa ISA S5.1 y S51.3 sobre simbología e identificación de instrumentos; a menos que en las bases de diseño se haya especificado la utilización de otra simbología [5].

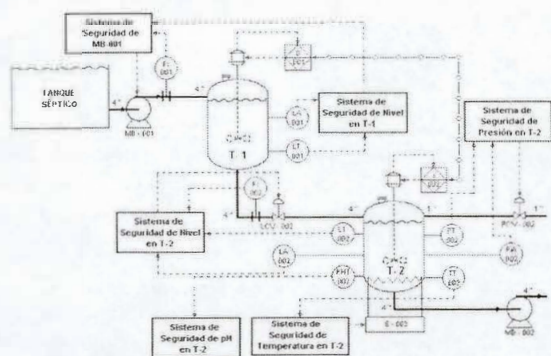


Fig. 4: Diagrama P&ID del Sistema de Control

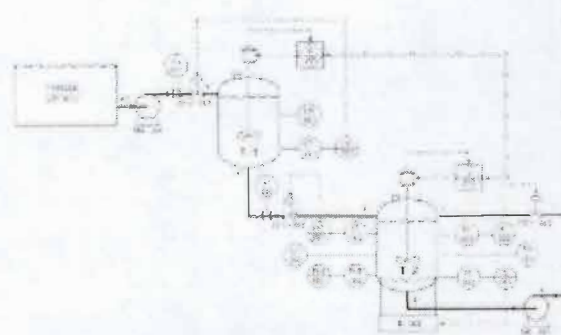


Fig. 5: Diagrama P&ID del Sistema de Seguridad

4. INGENIERIA DE DETALLE

Para el desarrollo de la ingeniería de detalle se interpretaron y se tradujo a nivel de detalle, en un lenguaje más específico las características de instrumentación y control que se realizaron dentro del proceso. Para tal fin se elaboraron cálculos, planos, cómputos métricos, especificaciones, listas de materiales y equipos, especificaciones de construcción, estimaciones detalladas de costo y memoria descriptiva.

Las principales actividades y documentos generados durante la fase de la ingeniería de detalle son:

- ✓ Narrativa de Proceso.
- ✓ Narrativas de Control.
- ✓ Narrativas de Seguridad.
- ✓ Diagramas de Lazo de Control.
- ✓ Hojas De Especificaciones.
- ✓ Normativa Utilizada.

4.1. Desarrollo de la Ingeniería de Detalle

4.1.1. Narrativa de Proceso

El proceso dentro del Biodigestor consiste en la descomposición o degradación de los residuos orgánicos, por la acción de bacterias en un ambiente carente de oxígeno. Los sensores de temperatura actúan de acuerdo a la etapas de fermentación que ocurre dentro del proceso, esta variación se regula utilizando una resistencia de calefacción que ayuda a mantener una temperatura adecuada, el sensor de pH estará indicado el grado de acidez y en que etapa está ocurriendo a fermentación de las bacterias. La presión del gas dentro del recipiente será controlado a través del sensor de presión, que a su vez envía información al PLC controlando la válvula de salida de gas, para así dentro del tanque Biodigestor se realice

una regulación de gas de acuerdo a la necesidad requeridas. Después de un tiempo de residencia se tienen dos salidas, la primera posee una válvula para salida de gases, expulsa una mezcla de gases principalmente Metano (CH_4) y Dióxido de Carbono (CO_2); la segunda salida posee una bomba para la evacuación de los residuos tanto sólidos como líquidos (Bioabono).

Todo este proceso será controlado mediante un PLC que estará en interfaz con la computadora para realizar un mejor control y mayor facilidad en la obtención de datos. El monitoreo se realizará mediante el software SCADA WinCC, que es el creador del primer paquete integrado de software industrial llamado Simatic.

El sistema automático deberá proporcionar control regulatorio de nivel en el tanque (T-1) en el en el tanque (T-2) se controlaran el nivel, la temperatura, presión y pH en lazos individuales, ofreciendo un nivel de supervisión sobre los diferentes lazos de control.

4.1.2. Narrativas de Control

El sistema de control esta asociado a las variables de temperatura, presión, pH y nivel; a continuación se describe cada una de las narrativas de control asociadas a cada una de las variables mencionadas anteriormente:

4.1.2.1. Narrativa del Lazo de Control de Temperatura

El objetivo de este sistema es mantener la temperatura del líquido en el Tanque -2 en el nivel determinado que se desee. El lazo de control de temperatura se utiliza para mostrar algunas características más complejas del comportamiento de la planta de control incluyendo los efectos de distancia/ velocidad y retardos de propagación. En la Figura No. 6. se puede apreciar el diagrama en bloques de este lazo.

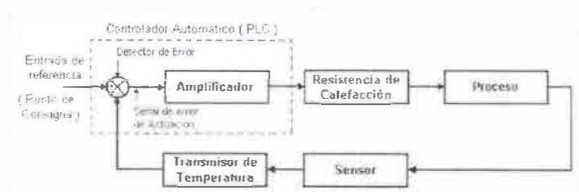


Fig. 6: Diagrama en Bloques del Sistema de Control de Temperatura

4.1.2.2. Narrativa del Lazo de Control de Presión

El sistema regula la presión del gas en la parte de arriba del Tanque Biodigestor (T-2). El lazo de control esta compuesto por un transmisor de presión PT-002 que percibe la presión en el Tanque Biodigestor (T-2) y transmite una señal al control indicador de presión PIC-002. Como se muestra en la figura No. 7.

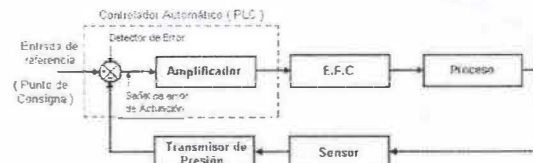


Fig. 7: Diagrama en Bloques de Sistema de Control de Presión

4.1.2.3. Narrativa del Lazo de Control de Nivel

La función de los instrumentos asociados al lazo de control de nivel es la regulación del nivel del líquido en el Tanque de Premezcla (T-1) y Tanque Biodigestor (T-2).

En el sistema de control de nivel se puede ver en la figura No 8. La señal que procede del transmisor LT-001 y LT-002 se envía al controlador indicador de nivel LIC-001 y LIC-002.

Las salidas de los LIC-001 y LIC-002 envían la señal de control a las válvulas LCV-001 y LCV-002, que son las encargadas de controlar el flujo que circula entre los 2 contenedores.

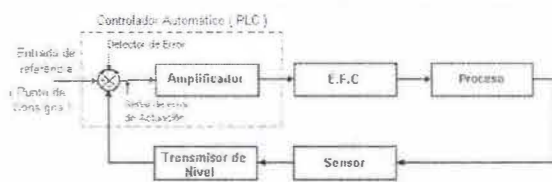


Fig. 8: Diagrama en Bloques del Sistema de Control de Nivel

4.1.3 Narrativas del lazo de control y Seguridad

El Lazo de Control y Seguridad muestra como es el proceso de control completo dentro de una Planta de Biogás, de las válvulas, para el propósito general, el Diseño de la Automatización de una Planta Generadora de Biogás. Como se observa en la Figura 9.

4.1.4. Diagramas de Lazo de Control

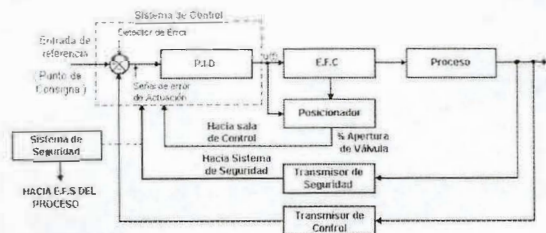


Fig. 9: Lazo de Control y Seguridad del Proceso

En la Figura 10, se puede observar uno de los diagramas de lazo que se llenaron en el desarrollo de esta ingeniería; en ellos se detalla cada uno de los puntos como y en donde se encuentra conectado cada instrumento, partiendo desde campo en donde se encuentra el instrumental de medición, pasando por los gabinetes de la sala de control y finalizando en el E.F.C.

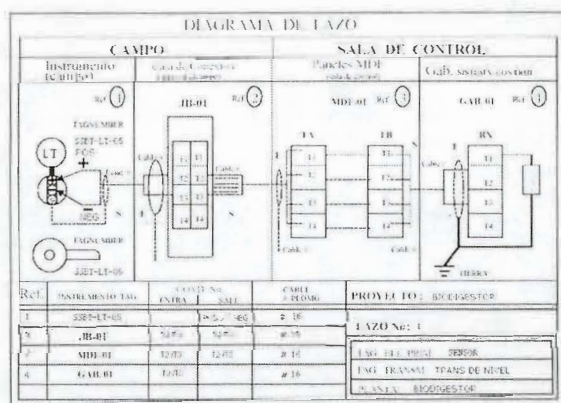


Fig. 10: Diagrama de Lazo

Este diagrama se utiliza para realizar pruebas de instrumentación durante el arranque de la planta y realizar labores de mantenimiento en ases posteriores. La simbología utilizada y la forma de construir el diagrama de lazo está especificada en la Norma ISA-S5.4; sin embargo, muchas empresas tienen sus propias normas para interpretar cada uno de los lazos de control que intervienen en el sistema, tanto desde el punto de vista de instalación, como de funcionamiento.

4.1.5. Hojas de Especificación

Para facilitar y acelerar la especificación y compra de los elementos de instrumentación, se han desarrollado formularios que listan las características principales disponibles y deseadas para varias categorías de instrumentos.

La ISA (Instrument Society of America) ha normalizado este procedimiento y ha desarrollado formas Standard para más de 24 categorías de instrumentos.

Cada hoja de especificación contiene la siguiente información relacionada al proceso.

- Rango del Instrumento.
- Tipo de Conexiones.
- Energía con la que Trabaja. Neumática, eléctrica, electrónica).
- Modelo
- Tipo.
- Departamento a cargo de la compra.
- Otra información relacionada con los equipos y el tipo de proceso.

Para realizar la especificación de los instrumentos se ha tenido en cuenta los criterios de diseño definidos anteriormente los Standard utilizados por la empresa propietaria de la instalación.

4.1.6. Normativas

En el desarrollo de la Ingeniería de Detalles de este trabajo se ha utilizado un gran número de normativas necesarias para una buena simbología e identificación de instrumentos para el desarrollo de los sistemas de control dentro del proceso de automatización [5].

Entre las normativas utilizadas se encuentran:

- Norma ANSI/ISA S.5.1. Sobre Instrumentación de Medición y Control.
- Norma ANSI/ISA S.5.3. Sobre Símbolos Gráficos de Control Distribuido.
- Norma ANSI/ISA S.5.4. Sobre como crear un diagrama de lazo de Control.
- Formato ISA S.20.11a. Sobre Hojas de Especificaciones de Instrumentos de Temperatura.
- Formato ISA S.20.20a. Sobre Hojas de Especificaciones de Elementos de Control.
- Formato ISA S.20.50. Sobre Hojas de Especificaciones de Válvulas de Control.

Este tipo de normas es de gran ayuda ya que proveen la información necesaria sobre simbología e identificación de instrumentos para el desarrollo de procesos de automatización industrial.

5. CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos a lo largo del desarrollo de la ingeniería básica y de detalle, sientan las bases para la implantación de obtención del biogás de manera automática, incrementando la confiabilidad y eficiencia del sistema.

Al implantar el sistema de control automático, hay que tener en cuenta que el incremento de la eficiencia esta asociado de igual manera a factores como el número de animales productores de materia prima con los que cuenta la planta. Con la implantación del sistema automático de biogás se reduce la contratación de personal encargado de controlar y supervisar el proceso, conllevando a la disminución de los gastos por funcionamiento.

El costo de la automatización es un poco elevado pero si se analiza que anteriormente se estaba pagando un SMLV a un obrero, se puede reducir el presupuesto del funcionamiento en \$ 4800.000 al año, con lo que se recupera la inversión en 32 meses y queda la automatización. Una de las ventajas con las que cuenta el proyecto es que en el momento de ampliar la producción no es necesario cambiar de SCADA ni de PLC ya que dentro del diseño se incluyo una tarjeta adicional para el PLC y en cuando al SCADA sólo es necesario modificar algunas líneas del programa.

En el Diseño de la Automatización de la planta generadora de Biogás, se tienen en cuenta estrategias de control y seguridad las cuales pueden ser monitorcadas en el SCADA para analizar la tendencia que presenta el proceso en un determinado momento.

RECOMENDACIONES

De elevado cuidado es, para el Especialista o Ingeniero de Instrumentación y Control tener en cuenta, el hacer todas las comprobaciones necesarias, cuando se lleve a cabo la programación de los equipos de Control y Seguridad dentro de los Trabajos de Automatización realizadas en conjunto con las Actividades de Mantenimiento General. Estas comprobaciones deben estar basadas en los manuales suministrados con antelación a la hora de compra de los equipos. Se recomienda al configurador y programador de las Pantallas para los operadores, tanto de Control como de Seguridad, el permitir una arquitectura abierta respecto a la interfaces, con el fin de que, más pantallas hagan

parte del Sistema en caso de que la Automatización se extienda a los demás equipos relacionados con la Planta.

REFERENCIAS

- [1]. Creus, Antonio. *Instrumentación Industrial*. Barcelona. Alfa y Omega, 6ta Ed., 1998.
- [2]. Ogata, K. *Ingeniería de Control Moderna*. Madrid. Prentice Hall, 4ta Edición, 2003.
- [3]. Bernal, Jairo. "El Biogás" Boletín Didáctico N° 32. Instituto Colombiano Agrícola (ICA). Santa Fe de Bogotá. 1992.
- [4]. García, M. B. "El Biogás" Tecnologías apropiadas al campo. Revista del Instituto de Investigaciones Tecnológicas, IIT. Número 157. Bogotá, 1985.
- [5]. Normas ANSI / ISA Para Instrumentación Símbolos e Identificaciones SP5-1 ANSI /ISA Actualización al 13 de Julio de 1992.
- [6]. Dorantes, Dante. *Automatización y Control (Prácticas de Lab.)*. Mc Graw-Hill. 2004.
- [7]. Garcia, Emilio. *Automatización de Procesos Industriales*. Grupo Editor Alfaomega. 2001.
- [8]. Balcells, Josep. *Automatas Programables*. Marcombo. 1997.
- [9]. Siemens. *Manual de WinCC*. Siemens productos y sistemas. 2003.
- [10]. Siemens. *Introducción y Ejercicios Prácticos a Step 7*. Siemens productos y sistemas, 2003.
- [11]. Romero, Daniel. *Fundamentos de Instrumentación y Control*. 1997.
- [12]. M 2 LTDA Y NUS training Corporation, *Instrumentación Industrial*. Colombia. 1990.
- [13]. Voehl. *Guía de Instrumentación de Pequeñas y Medianas Empresas*. Madrid. McGraw-Hill, 2001.
- [14]. Osorio, H.J ; Vidal, V. C. *Producción de Biogás a partir de Desechos Orgánicos*. Revista de Ingeniería Mecánica. Universidad Pontificia Bolivariana. Revista Número 4. Medellín. 1992.
- [15]. Finck, Hurts. *El Biogás y sus Aplicaciones*. Programa Especial de Energía de la Costa Atlántica (PESENCA).
- [16]. Martina, P.; Yank L. *Ensayos en un Biodigestor con aserrín de diferentes maderas*. Grupo de Investigación de Energías Renovables (GIDER). 2005.
- [17]. Idarraga, A. E. y Gutiérrez, M. W. *Montaje de una Planta Piloto para la Producción Continua de Gas Combustible a Partir de Diferentes Residuos Orgánicos*. Universidad Industrial de Santander. Bucaramanga, 1975.

5. CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos a lo largo del desarrollo de la ingeniería básica y de detalle, sientan las bases para la implantación de obtención del biogás de manera automática, incrementando la confiabilidad y eficiencia del sistema.

Al implantar el sistema de control automático, hay que tener en cuenta que el incremento de la eficiencia esta asociado de igual manera a factores como el número de animales productores de materia prima con los que cuente la planta. Con la implantación del sistema automático de biogás se reduce la contratación de personal encargado de controlar y supervisar el proceso, conllevando a la disminución de los gastos por funcionamiento.

El costo de la automatización es un poco elevado pero si se analiza que anteriormente se estaba pagando un SMLV a un obrero, se puede reducir el presupuesto de funcionamiento en \$ 4800.000 al año, con lo que se recupera la inversión en 32 meses y queda la automatización. Una de las ventajas con las que cuenta el proyecto es que en el momento de ampliar la producción no es necesario cambiar de SCADA ni de PLC ya que dentro del diseño se incluyo una tarjeta adicional para el PLC y en cuando al SCADA sólo es necesario modificar algunas líneas del programa.

En el Diseño de la Automatización de la planta generadora de Biogás, se tienen en cuenta estrategias de control y seguridad las cuales pueden ser monitoreadas en el SCADA para analizar la tendencia que presenta el proceso en un determinado momento.

RECOMENDACIONES

De elevado cuidado es, para el Especialista o Ingeniero de Instrumentación y Control tener en cuenta, el hacer todas las comprobaciones necesarias, cuando se lleve a cabo la programación de los equipos de Control y Seguridad dentro de los Trabajos de Automatización realizadas en conjunto con las Actividades de Mantenimiento General. Estas comprobaciones deben estar basadas en los manuales suministrados con antelación a la hora de compra de los equipos. Se recomienda al configurador y programador de las Pantallas para los operadores, tanto de Control como de Seguridad, el permitir una arquitectura abierta respecto a la interfaces, con el fin de que, más pantallas hagan

parte del Sistema en caso de que la Automatización se extienda a los demás equipos relacionados con la Planta.

REFERENCIAS

- [1]. Creus, Antonio. *Instrumentación Industrial*. Barcelona. Alfa y Omega, 6ta Ed., 1998.
- [2]. Ogata, K. *Ingeniería de Control Moderna*. Madrid. Prentice Hall, 4ta Edición, 2003.
- [3]. Bernal, Jairo. "El Biogás" Boletín Didáctico N° 32. Instituto Colombiano Agrícola (ICA). Santa Fe de Bogotá. 1992.
- [4]. García, M. B. "El Biogás" Tecnologías apropiadas al campo. Revista del Instituto de Investigaciones Tecnológicas, ITT. Número 157. Bogotá, 1985.
- [5]. Normas ANSI / ISA Para Instrumentación Símbolos e Identificaciones SP5-1 ANSI /ISA Actualización al 13 de Julio de 1992.
- [6]. Dorantes, Dante. *Automatización y Control (Prácticas de Lab.)*. Mc Graw-Hill. 2004.
- [7]. García, Emilio. *Automatización de Procesos Industriales*. Grupo Editor Alfaomega. 2001.
- [8]. Balcells, Josep. *Autómatas Programables*. Marcombo. 1997.
- [9]. Siemens. *Manual de WinCC*. Siemens productos y sistemas. 2003.
- [10]. Siemens. *Introducción y Ejercicios Prácticos a Step 7*. Siemens productos y sistemas, 2003.
- [11]. Romero, Daniel. *Fundamentos de Instrumentación y Control*. 1997.
- [12]. M 2 LTDA Y NUS training Corporation. *Instrumentación Industrial*. Colombia. 1990.
- [13]. Voehl. *Guía de Instrumentación de Pequeñas y Medianas Empresas*. Madrid. McGraw-Hill, 2001.
- [14]. Osorio, H.J ; Vidal, V. C. *Producción de Biogás a partir de Desechos Orgánicos*. Revista de Ingeniería Mecánica. Universidad Pontificia Bolivariana. Revista Número 4. Medellín. 1992.
- [15]. Finck, Hurts. *El Biogás y sus Aplicaciones*. Programa Especial de Energía de la Costa Atlántica (PESENCA).
- [16]. Martina, P.; Yank L. *Ensayos en un Biodigestor con aserrín de diferentes maderas*. Grupo de Investigación de Energías Renovables (GIDER). 2005.
- [17]. Idarraga, A. E. y Gutiérrez, M. W. *Montaje de una Planta Piloto para la Producción Continua de Gas Combustible a Partir de Diferentes Residuos Orgánicos*. Universidad Industrial de Santander. Bucaramanga, 1975.

Actividad de Aprendizaje No.1: Aplicación de los procedimientos de caracterización para conocer plantas de control de procesos continuos.

Documento: Glosario de términos de control¹.

ACTUADOR. Transductor que transforma señales eléctricas en movimientos mecánicos

ALGORITMO. Procedimiento o conjunto de procedimientos que describen una asociación de datos lógicos destinados a la resolución de un problema. Los algoritmos permiten automatizar tareas. Secuencia codificada de instrucciones para manipulación de símbolos. Un algoritmo genera un "*proceso algorítmico*", diseñado intencionalmente o no (motivo este último por el cual se hace la hipótesis que la selección natural o la actividad intelectual son procesos algorítmicos). En general, el proceso consiste en la obediencia a una estructura única, ramificada, recursiva o iterativa, que se va desarrollando en serie-paralelo, con rutinas y subrutinas que se llaman al ser necesarias. Se discute si realmente el proceso intelectual de *comprensión de la realidad* es un proceso algorítmico o lo supera (postura, por ejemplo, de Roger Penrose). A veces se contraponen los algoritmos a las redes neuronales artificiales, pese a que el aprendizaje de estas últimas se realiza con algoritmos.

ALINEALIDADES. Ver LINEALIZACIÓN

ANALÓGICO. Representación continua de variables físicas, como la tensión o la intensidad. Representación de información mediante una señal que varía continuamente de forma. Algunas computadoras y una gran cantidad de equipos de prueba y de medición usan circuitos analógicos. En lugar de los circuitos digitales (que representan todo mediante ceros y unos) los primeros usan valores múltiples, lo cual los vuelve útiles en el caso de equipos de prueba y medición

AUTÓMATA. Palabra que procede del griego (*automatos* = actuar por sí mismo). Es un mecanismo artificial que imita comportamientos de la vida real.

AUTOMÁTICA. Ciencia que estudia los sistemas cibernéticos en los que ha sido introducido conscientemente algún elemento que realiza funciones de control.

AUTOMATIZACIÓN. Aplicación de sistemas mecánicos, eléctricos o electrónicos, dentro de un sistema auto-gobernado, a tareas normalmente realizadas por un ser humano o que no pueden ser realizadas por él. Ejecución automática de tareas industriales, administrativas o científicas haciendo más ágil y efectivo el trabajo y ayudando al ser humano.

Tipos de Automatización:

Automatización fija. Se utiliza cuando el volumen de producción es muy alto, y por tanto se puede justificar económicamente el alto costo del diseño de equipo especializado para procesar el producto, con un rendimiento alto y tasas de producción elevadas. Además de esto, otro inconveniente de la automatización fija es su ciclo de vida que va de acuerdo a la vigencia del producto en el mercado.

Automatización programable. Se emplea cuando el volumen de producción es relativamente bajo y hay una diversidad de producción a obtener. En este caso el equipo de producción es diseñado para adaptarse a las variaciones de configuración del producto; ésta adaptación se realiza por medio de un programa (Software).

Automatización flexible. Es más adecuada para un rango de producción medio. Estos sistemas flexibles poseen características de la automatización fija y de la automatización programada. Los sistemas flexibles suelen estar constituidos por una serie de estaciones de trabajo interconectadas entre sí por sistemas de almacenamiento y manipulación de materiales, controlados en su conjunto por una computadora. De los tres tipos de automatización, la Robótica coincide más estrechamente con la automatización programable.

AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIAL Aplicación de tecnologías tele-informáticas a las actividades de control de producción, minimizando la intervención humana. Sistemas que sean capaces de cerrar un lazo con la mínima intervención del operador. Implica medir el proceso, determinar su estado, tomar una decisión en base a un objetivo pautado y actuar sobre el proceso para llevarlo a su objetivo.

AUTÓNOMO. Sistema que puede actuar con un alto grado de independencia y con un mínimo de restricciones por parte de otros sistemas, lo cual implica que el sistema debe tener buenos reguladores y una gran variedad de requerimientos de control.

BARÓMETRO. Instrumento que mide la presión de la atmósfera. Los dos tipos más comunes son el mercurial y el anerode. El barómetro anerode funciona

según el principio de que el cambio en la presión atmosférica curva una superficie metálica que, a su vez, mueve un indicador en una escala graduada en unidades de presión.

BATCH. Ver PROCESOS POR LOTES

CEROS (Zeros). Raíces del polinomio numerador de la FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA de un sistema dinámico. En el caso de un sistema MIMO los ceros se denominan CEROS DE TRANSMISIÓN.

CONCEPTO. Palabra o frase usada en proposiciones que pretenden describir relaciones verdaderas del mundo. Los conceptos no son ni verdaderos ni falsos, solamente más o menos útiles.

CONTROL AUTOMÁTICO. Ver SISTEMA DE CONTROL AUTOMÁTICO

CONTROL AVANZADO. Estrategias de control que van más allá del control PID, tales como el control anticipatorio (feedforward), tiempo muerto (dead-time), adelanto/atraso (lead/lag), ganancia adaptativa, redes neuronales, control difuso, etc.

CONTROL CON COMPUTADOR (PC Control) Estrategia de control configurada a partir de software y la cual usa software y hardware para un computador personal estándar.

CONTROL DERIVATIVES. Ver DERIVADAS DE CONTROL

CONTROL NUMÉRICO Control en el cual los datos están representados en forma de códigos numéricos almacenados en un medio adecuado (normalmente magnético). Se llaman también sistemas de punto a punto, o de camino continuo.

Componentes de CN: programa de instrucciones, unidad controladora, máquina o proceso a controlarse.

Ventajas y limitaciones: se mejora la flexibilidad; se reducen los costos de las herramientas; es fácil de hacer ajustes al equipo; pueden hacerse más operaciones con un solo setup; hay menos papeleo ya que se pueden hacer ajustes y cambios de programación electrónicamente; es posible obtener un prototipo en menos tiempo; las destrezas requeridas en el operador de la máquina son menores, pero se requiere personal más diestro para la instalación, mantenimiento y programación del equipo.

CONTROL PREDICTIVO. Conjunto de técnicas avanzadas de control que se caracterizan por que la acción de control es calculada a partir de la predicción de la evolución del sistema en los instantes de tiempo posteriores al actual. Tiene su origen en el sector químico y existen múltiples métodos que lo implementan.

CONTROL REALIMENTADO Operación que, en presencia de perturbaciones (impredecibles), tiende a reducir la diferencia entre la salida de un sistema y alguna entrada de referencia y lo continúa haciendo con base en esta diferencia. Ejemplos: control de velocidad, control de un robot, control de temperatura, sistema empresarial.

CONTROL EN LAZO ABIERTO. Control en el cual la salida no afecta la acción de control. Es decir, no se mide ni se realimenta la salida para compararla con la entrada. Ejemplo: control de tránsito, lavadora (el remojo, lavado y enjuague operan con base en el tiempo). La precisión del control depende de la calibración y no funciona correctamente en presencia de perturbaciones.

CONTROL EN LAZO CERRADO. Ver CONTROL REALIMENTADO.

CONTROL ESTADÍSTICO DE PROCESOS. Ver SPC.

CONTROLABILIDAD. Un sistema es controlable si existe una secuencia de control que lleve el sistema de un estado inicial a un estado final en un tiempo finito. Si una variable de estado no depende de la variable de control, entonces no se puede controlar dicha variable y el sistema no es controlable. La controlabilidad y OBSERVABILIDAD son condiciones para el control moderno: control óptimo, realimentación del estado.

Características: Si la matriz de controlabilidad está mal condicionada se obtendrán acciones de control grandes. Sistemas discretos: controlabilidad es igual a alcanzabilidad. La controlabilidad no se pierde con la realimentación. La controlabilidad se puede perder con el muestreo (condición de regularidad del muestreo). Si en la FDT hay cancelación de polos y ceros el sistema será no controlable, no observable o ambos, dependiendo de la selección de las variables de estado (descomposición de Kalman). La controlabilidad y observabilidad son invariables respecto a transformaciones de similitud.

CONTROLADOR ABIERTO (Open controller) Controlador que se parece a un PLC tradicional pero que es un PC que opera en un ambiente de Windows con un software de control

CONTROLADOR DE MODELO INTERNO (IMC). Parametrización de un controlador en la cual el modelo es un componente explícito del controlador. Concretamente, $C = Q(1 - QG')$, donde G' es un modelo y Q es una función de transferencia estable y propia

CONVERTIDOR ANÁLOGO-DIGITAL (A/D, ADC). También llamado codificador. Dispositivo que convierte, con cierta aproximación (CUANTIFICACIÓN), una señal analógica en una señal digital, usualmente una señal codificada numéricamente. Con frecuencia un MUESTREADOR/RETENEDOR es una parte integral de un ADC comercial. Tipos: aproximaciones sucesivas, integración, contador, paralelo.

CONVERTIDOR DIGITAL-ANÁLOGO (D/A, DAC). También llamado decodificador. Dispositivo que convierte una señal digital (datos codificados numéricamente) en una señal analógica. Tipos: resistores ponderados, escalera.

CORIOLIS EFFECT. Efecto de Coriolis. Tendencia de una masa a aumentar o disminuir su velocidad angular cuando su radio de rotación decrece o crece, respectivamente.

DCS. DIAGRAMA DE BLOQUES. Método gráfico de representación de un sistema dinámico, el cual utiliza bloques para representar un subsistema y flechas para indicar la dirección del flujo de señales.

Características: Método de modelación de sistemas dinámicos (lineales o no lineales). Especifica las relaciones causa-efecto en un sistema. Muestra los componentes de un sistema y su interconexión. No requiere de representaciones matemáticas de los elementos. Puede ser usado como método de análisis si se conoce el modelo matemático de cada componente. Alternativa: gráfico de flujo de señal (GFS).

DIAGRAMA DE FLUJO (FLOW-CHART). Trazado de la escritura y curso de un programa en el que se utilizan formas diferentes, como un rectángulo o un cuadrado para indicar una acción del ordenador y un rombo para las decisiones tomadas por éste. Normalmente se suele hacer el gráfico o diagrama del programa antes de introducir una sola línea de éste en el ordenador.

DIFUSO (BORROSO). Técnicas de razonamiento que aplican valores múltiples de verdad o confianza a las restricciones durante la resolución de problemas. Las técnicas difusas pueden ser usadas en algoritmos computacionales que imitan al conocimiento humano para superar la fragilidad de programas que solamente se

dirigen a dos posibles valores, verdadero y falso, en el momento de juzgar opciones. Con este recurso los programas de inteligencia artificial pueden reconocer matices de verdad o de confianza y sugerir posibles soluciones aún cuando ninguna sea "cierta"

DIGITAL. Representación de información mediante combinaciones de unidades binarias, siendo el 'bit' la empleada en informática.

DINÁMICO. Atributo que acentúa el movimiento, el cambio y el proceso, en oposición a "estático".

DISTRIBUTED CONTROL SYSTEM. Ver SISTEMAS DE CONTROL DISTRIBUIDO.

DISPOSITIVOS DE CAMPO INTELIGENTES. Dispositivos basados en microprocesador capaces de entregar múltiples variables de un proceso, información del desempeño del dispositivo, resultados de diagnósticos y la ejecución de funciones de control asignadas.

DRIVER (Controlador). Software imprescindible para que cualquier componente externo sea reconocido por la computadora tras su instalación.

DSP. Digital Signal Processor. Procesador digital de señales

EFICACIA o EFECTIVIDAD Capacidad de lograr el efecto que se desea o se espera. Grado del meta-logro.

EFICIENCIA. Capacidad de disponer de alguien o de algo para conseguir un efecto determinado. El programa A se dice ser más eficiente que el programa B si, para un coste dado, una medida agregada elegida de sus resultados positivos (tales como eficacia o beneficio) es mayor que ésta para el programa B.

ENTORNO. Estado de la naturaleza o estado del mundo, concepto útil en modelado. Conjunto de todos los factores externos o fuerzas que están más allá de la influencia de la persona que toma una decisión, pero que no obstante afectan las consecuencias de sus acciones.

ENTRADA. Cualquier evento externo (dato, conocimiento u opinión) que se provee a un sistema para modificar el sistema de cualquier manera.

ESPACIO DE ESTADO Espacio n -dimensional cuyos ejes de coordenadas son las VARIABLES DE ESTADO

ESTABILIDAD. Condición en la cual las variables críticas de un sistema dinámico se mantienen invariables o permanecen dentro de unos límites determinados.

Características: Es la característica más importante de un sistema dinámico lineal o no lineal: $x(k+1) = f(x(k), u(k), k)$. En general, la estabilidad es un concepto local (depende de las c.i. y el punto de equilibrio). Un sistema no lineal puede tener uno o varios puntos de equilibrio (donde $f = 0$); sistema lineal: sólo uno. Una solución es estable si un cambio pequeño en las condiciones iniciales no genera un cambio considerable en las trayectorias del sistema. Para sistemas lineales invariables en el tiempo la estabilidad es una propiedad del sistema y no de una solución particular. La estabilidad se puede determinar por diferentes métodos, algunos más generales que otros. En los sistemas discretos al aumentar el período de muestreo el sistema en lazo cerrado se hace menos estable.

Definición – Solución estable

Sean $x^0(k)$ y $x(k)$ soluciones del sistema no lineal $x(k+1) = f(x(k), u(k)=0, k)$ cuando las c.i. son $x^0(k_0)$ y $x(k_0)$, respectivamente. La solución $x^0(k)$ es estable si para un $\varepsilon > 0$ existe un $\delta(\varepsilon, k_0) > 0$, de modo que todas las soluciones con $\|x(k_0) - x^0(k_0)\| < \delta$ son tales que $\|x(k) - x^0(k)\| < \varepsilon$ para todo $k \geq k_0$

Definición – Solución asintóticamente estable

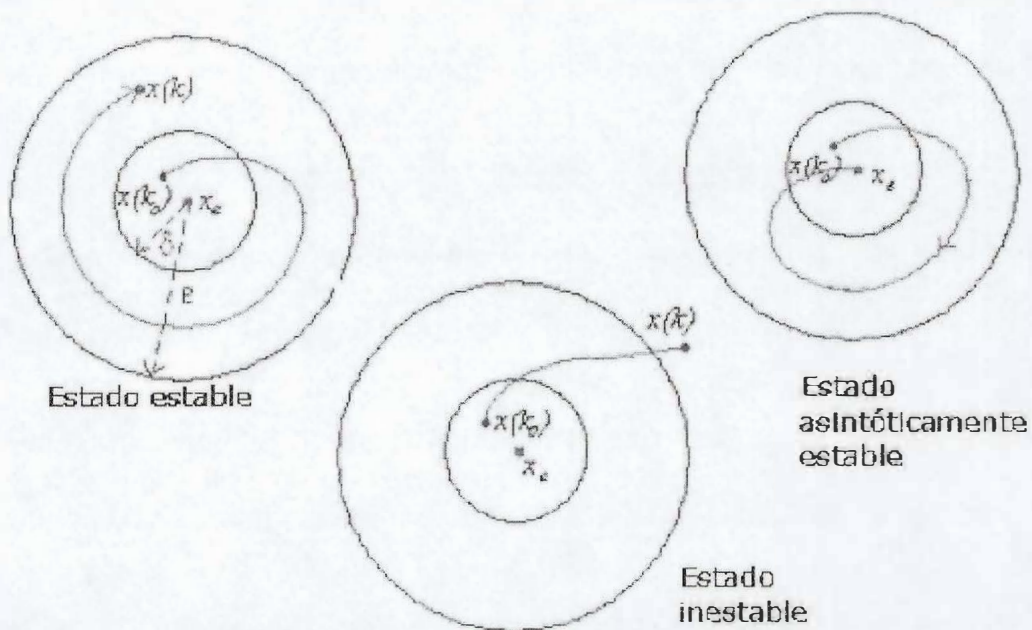
Sean $x^0(k)$ y $x(k)$ soluciones del sistema no lineal $x(k+1) = f(x(k), u(k)=0, k)$ cuando las c.i. son respectivamente $x^0(k_0)$ y $x(k_0)$. La solución $x^0(k)$ es asintóticamente estable si es estable y existe un δ tal que $\|x(k_0) - x^0(k_0)\| < \delta$ implica que $\|x(k) - x^0(k)\| \rightarrow 0$ cuando $k \rightarrow \infty$

Definición – Estado de equilibrio estable

El estado de equilibrio x_e es estable si, para un $\varepsilon > 0$ existe un $\delta(\varepsilon) > 0$ tal que todas las soluciones que cumplen $\|x(k_0) - x_e\| \leq \delta$ se verifica que $\|x(k) - x_e\| < \varepsilon$ para todo $k \geq k_0$

Definición – Estado asintóticamente estable

El estado de equilibrio x_e es asintóticamente estable si es estable en el sentido de Lyapunov y si $\|x(k) - x_e\| \rightarrow 0$ cuando $k \rightarrow \infty$, siempre que $\|x(k_0) - x_e\|$ sea suficientemente pequeño



Estabilidad de sistemas lineales: Concepto global – aplicable al sistema (la estabilidad es propiedad del sistema y no de una solución dada). Estabilidad absoluta: estable o inestable.

Estabilidad relativa: grado de estabilidad. Respuesta estado-cero: las c.i. son cero y la respuesta se debe sólo a la entrada. Respuesta entrada-cero: las entradas son cero y la respuesta se debe sólo a las c.i. $R_{total} = R_{estado-cero} + R_{entrada-cero}$.

Estabilidad BIBO: Un sistema con c.i. iguales a cero es estable BIBO si para una entrada acotada la respuesta es una salida acotada. La estabilidad se determina a

partir de la ecuación característica; sistema continuo: semiplano izquierdo; sistema discreto: interior del círculo unitario. Estabilidad asintótica: estabilidad entrada-cero; la salida tiende a cero. La estabilidad asintótica implica la estabilidad BIBO y la estabilidad.

Estabilidad crítica o marginal (respuesta oscilatoria): eje imaginario (sistema continuo), círculo unitario (sistema discreto). Métodos para determinar la estabilidad de sistemas lineales: cálculo directo de las raíces, método de Routh-Hurwitz (1892, 1895), método de Jury (sistemas discretos, 1961), método del diagrama de Bode, método del lugar de las raíces, método del diagrama de Nyquist, método de Lyapunov, otros.

ESTADO. Valor numérico de un conjunto de propiedades relevantes de un sistema

FEEDBACK. Ver REALIMENTACIÓN

FFT. Transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform). Una técnica matemática para el tratamiento y análisis de señales eléctricas y acústicas (vibraciones y ruido). Área de aplicación: instrumentación, comunicaciones, telefonía, sistemas satelitales.

FIFO. Acrónimo de First In First Out (Primero en entrar primero en salir). Representa el orden en el que se procesa la información en un 'buffer' o cola. En este caso, los bits que primero entren serán los que primeros salgan, linealmente. Antónimo del acrónimo 'LIFO'.

FORMA CANÓNICA CONTROLABLE (FCC). Ver TRANSFORMACIÓN DE SIMILITUD.

Forma canónica controlable

$$z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_{n-1} z + a_n = 0$$

$$T = (M_c M)^{-1}$$

$$M_c = [\Gamma \quad \Phi\Gamma \quad \dots \quad \Phi^{n-1}\Gamma]$$

$$M = \begin{bmatrix} a_{n-1} & a_{n-2} & \dots & a_1 & 1 \\ a_{n-2} & a_{n-3} & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ a_1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A^* = TAT^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad B^* = TB = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

FORMA CANÓNICA DE JORDAN (FCj). Ver TRANSFORMACIÓN DE SIMILITUD.

Forma canónica de Jordan

- Desacoplamiento parcial de estados - matriz A^* casi diagonal
- Aplicable al caso de valores característicos múltiples de la matriz A

Bloque de Jordan

$$T = [p_1 \quad p_2 \quad \dots \quad p_n]^{-1}$$

$$\lambda_i p_i = \Phi p_i$$

p_i - Vector característico o vector característico generalizado

$$A^* = TAT^{-1} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_1 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_1 & & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \lambda_n \end{bmatrix}$$

FORMA CANÓNICA DIAGONAL (FCD). Ver TRANSFORMACIÓN DE SIMILITUD.

Forma canónica diagonal

- Desacoplamiento de estados - matriz A^* diagonal
- Aplicable al caso de valores característicos distintos de la matriz A
- Caso más general: forma canónica de Jordan

$$T = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_n]^{-1}$$

$$\lambda_i p_i = \Phi p_i$$

$$p_i - \text{Vector característico}$$

$$A^* = TAT^{-1} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 & & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \lambda_n \end{bmatrix}$$

FORMA CANÓNICA OBSERVABLE (FCO). Ver TRANSFORMACIÓN DE SIMILITUD.

Forma canónica observable

$$z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_{n-1} z + a_n = 0$$

$$T = MM_o$$

$$M_o = \begin{bmatrix} \Gamma^T & \Gamma^T \Phi^T & \dots & \Gamma^T (\Phi^{n-1})^T \end{bmatrix}^T$$

$$M = \begin{bmatrix} a_{n-1} & a_{n-2} & \dots & a_1 & 1 \\ a_{n-2} & a_{n-3} & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ a_1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A^* = TAT^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & -a_n \\ 1 & 0 & \dots & 0 & -a_{n-1} \\ 0 & 1 & \dots & 0 & -a_{n-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & -a_1 \end{bmatrix}$$

$$C^* = CT^{-1} = [0 \ 0 \ \dots \ 1]$$

FRECUENCIA. Número de veces que se repite un proceso periódico por unidad de tiempo

FRECUENCIA DE CORTE. La frecuencia a la cual la señal de entrada es atenuada 3 dB por el filtro digital. Los componentes de frecuencia de la señal de entrada por debajo de la frecuencia de corte son pasados con menos de 3 dB de atenuación.

FRECUENCIA DE NYQUIST. Mínima frecuencia capaz de muestrear con exactitud una señal analógica. Es siempre el doble de la máxima frecuencia de la señal que se muestrea. En la práctica se utilizan frecuencias de muestreo mucho más elevadas con objeto de estar por encima de la frecuencia de Nyquist y evitar el riesgo de que se produzcan señales extrañas y la fuerte atenuación que, según la curva $\text{Sen } x/x$, existe alrededor del punto de Nyquist.

FRICCIÓN. Fuerza de reacción tangencial entre dos superficies en contacto. Estas fuerzas de reacción físicamente son el resultado de diferentes mecanismos, los cuales dependen de la geometría y topología de contacto, propiedades del cuerpo y de los materiales de la superficie del mismo, desplazamiento y velocidad relativa de los cuerpos y de la presencia de lubricación.

Componentes de la fricción: fricción estática o "stiction" (fuerza de fricción en reposo) y fricción dinámica (fuerza de fricción en movimiento)

La fricción es altamente no lineal y puede llevar a errores en estado estacionario, ciclos límites y un desempeño pobre. Es un tema muy importante para el ingeniero de control. La fricción debe ser considerada en las etapas iniciales del diseño.

Métodos para reducir o compensar la fricción: "dither" (temblor), estimación y control. En la estimación se utilizan modelos estáticos (ejemplos: Coulomb, viscosa, Stribeck, Karnopp, Armstrong) o dinámicos (Dahl, Bristle, Haessig-Friedland, Bliman-Sorine, LuGre).

FUERZA CENTRÍFUGA. La fuerza que hace que un objeto se aleje del centro de rotación.

FUERZA DE CORIOLIS. Fuerza resultante de la rotación de la Tierra. En el hemisferio norte la fuerza de Coriolis desvía el movimiento del aire hacia la derecha. En el hemisferio sur la fuerza de Coriolis desvía el movimiento del aire hacia la izquierda. La fuerza actúa en un ángulo recto con respecto a la dirección del viento y es directamente proporcional a la velocidad de éste. Es decir, al aumentar la velocidad del viento, la fuerza de Coriolis se incrementa. En determinada latitud, al duplicarse la velocidad del viento se duplicará la fuerza de Coriolis. Esta puede fluctuar desde cero en el ecuador hasta un máximo en los

polos. Influye en la dirección del viento en todo lugar, salvo en puntos situados sobre el Ecuador, aunque sus efectos son más pronunciados en latitudes medias y altas.

FUERZAS G. Ver G

FUNCIÓN. Relación entre dos conjuntos que asigna a cada elemento del primero un elemento del segundo o ninguno

GOVERNOR. Dispositivo utilizado para regular las revoluciones del rotor de un helicóptero.

HEURÍSTICA. Manera de alcanzar un objetivo basada en la experiencia más que en el cálculo. Esta técnica no garantiza un resultado cierto (comparada con un algoritmo, el cual cuando se aplica produce siempre el resultado deseado). Los programas de ajedrez juegan, en gran medida, de manera heurística.

De acuerdo con ANSI/IEEE Std 100-1984, la heurística trata de métodos o algoritmos exploratorios durante la resolución de problemas en los cuales las soluciones se descubren por la evaluación del progreso logrado en la búsqueda de un resultado final. Se suele usar actualmente como adjetivo, caracterizando técnicas por las cuales se mejora en promedio el resultado de una tarea resolutive de problemas (parecido al uso de "método óptimo").

Se suele mencionar que hay búsquedas ciegas (que sin embargo pueden ser exhaustivas, lo cual significa que al acabar la búsqueda con mal éxito, se está seguro que así planteado, el problema no tiene solución), búsquedas heurísticas (basadas en la experiencia propia o ajena), búsquedas adversariales (aplicables a juegos de competencia) y búsquedas racionales (usando inteligencia)

HEXADECIMAL. Abreviado como Hex. Sistema de numeración en base 16 (de 0 a 9 y de A a F), muy utilizado en informática. Puesto que cada dígito hexadecimal representa 4 dígitos binarios, un octeto se representará con sólo 2 dígitos hexadecimales. Un sistema de contar muy apreciado por los programadores de códigos, ya que está en estrecha relación con el método de almacenamiento utilizado por los ordenadores; está basado en el número 16 en vez del 10, que es el número en el que se basa nuestro sistema de contar ordinario.

HIPÓTESIS. Aserción, proposición o declaración acerca de las relaciones o restricciones cuyo valor de verdad es aún desconocido, pero en principio determinable por pruebas que implican generalmente evidencia tanto empírica

como lógica. Las hipótesis se derivan generalmente de teorías o modelos y cuando estas teorías tienen cierta validez propia, las hipótesis constituyen predicciones.

HOLISMO. Proceso de enfocar la atención directamente en el conjunto y sus características como un todo, sin ninguna consideración de sus partes

IDENTIFICACIÓN. Correspondencia entre un modelo y la porción de realidad que pretende representar. Uno puede pensar en dichos modelos como ecuaciones cuyos parámetros pueden ser seleccionados para que el modelo pueda sea especificado. El valor de un parámetro puede ser asumido (como hipótesis) o puede ser estimado a partir de ciertos datos y entonces se dice que los parámetros son identificados. Un modelo puede ser sub-identificado cuando no todos sus parámetros son identificados o pueden ser sobre-identificado cuando hay dos o más estimaciones inconsistentes de un parámetro.

IDENTIFICACIÓN DE SISTEMAS. Conjunto de métodos para la obtención de modelos matemáticos a partir de datos experimentales de las entradas y salidas de un sistema. Así se evita la modelación teórica a partir de complejas leyes

IEC 61131 Estándar internacional para las herramientas de programación del control de máquinas. La Tercera Parte provee 5 lenguajes con comandos estándar y estructura de datos, permitiendo un cambio al software de programación con un entrenamiento menos extenso

IEEE. Acrónimo de Institute of Electrical and Electronics Engineers (Instituto de ingenieros eléctricos y electrónicos). Instituto norteamericano de ingenieros que dicta recomendaciones y normalizaciones con ámbito internacional. Se divide en comités.

IFAC. Acrónimo de International Federation of Automatic Control (Federación Internacional de Control Automático). IFAC es una organización mundial relacionada con las áreas de la teoría del control automático, sus aplicaciones y educación o cualquiera de sus implicaciones técnicas y sociales. Su membresía, basada en la Organizaciones Miembro Nacionales (NMO) provee una verdadera participación internacional, preservando las costumbres locales en el desarrollo de sus actividades. Las personas pueden participar en IFAC a diferentes niveles.

IMC. Ver Controlador de Modelo Interno

INCERTIDUMBRE. En teoría de la información, la certidumbre es el grado cómo la información se puede considerar verdadera, completa y digna de fe. La incertidumbre se origina a partir de elementos de datos falsos o de un equívoco, a partir de datos incompletos o de un contexto ambiguo. La confianza es la respuesta humana a la certidumbre. Por ello ciertos modelos de información usan valores de confianza.

INTERFAZ. Conexión mecánica o eléctrica que permite el intercambio de información entre dos dispositivos o sistemas. Habitualmente se refiere al 'software' y 'hardware' necesarios para unir dos elementos de proceso en un sistema o bien para describir los estándares recomendados para realizar dichas interconexiones. También se conoce por su denominación inglesa: 'interface'

INTERFAZ HOMBRE-MÁQUINA. Método para mostrar el estado de una máquina, alarmas, mensajes y diagnósticos, usualmente en forma gráfica en un computador personal, permitiendo una realimentación al operador

INTERNAL MODEL CONTROLLER (IMC). Ver Controlador de Modelo Interno

INTEROPERABILIDAD. Proceso en el cual un producto puede ser reemplazado por otro similar de otra empresa.

INVESTIGACIÓN MÁS DESARROLLO (I + D). "Trabajo creativo emprendido de modo sistemático para incrementar el acervo de conocimiento científico y tecnológico y utilizar dicho acervo para invertir en nuevas aplicaciones". La I + D es considerada un "invento para inventar" o como una "fábrica de tecnología". Actividades: investigación básica, aplicada y de desarrollo experimental.

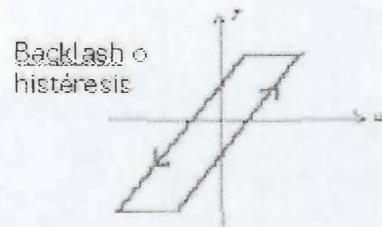
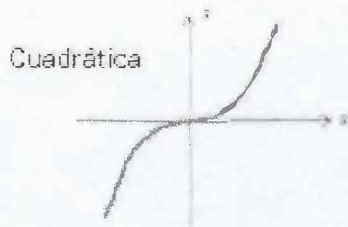
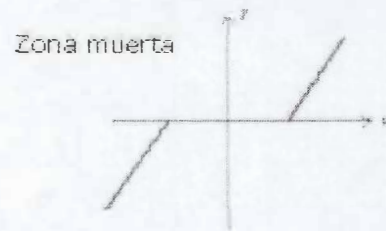
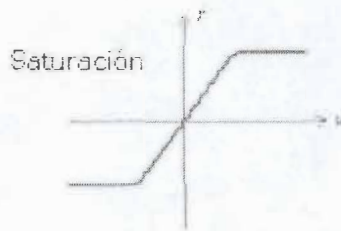
ISO. Acrónimo de International Standards Organization (Organización Internacional de Estándares). Organismo, con sede en Ginebra, cuya función consiste en coordinar los trabajos de normalización (estandarización) realizados por los diferentes organismos internacionales. Es el responsable, entre otros, de la arquitectura 'OSI' de siete capas a través de su Technical Committee 97 (TC97)

LINEAL. Relación proporcional entre dos cantidades (como en $y = cx$). El término proviene de la línea recta con la cual tal relación puede ser visualizada. La noción de linealidad es generalizada para la relación entre más cantidades (expresada en forma de ecuaciones lineales) a un concepto de tiempo que evoluciona desde un pasado indefinido a un futuro indefinido sin caminos paralelos o lazos de realimentación. Ver PRINCIPIO DE SUPERPOSICIÓN

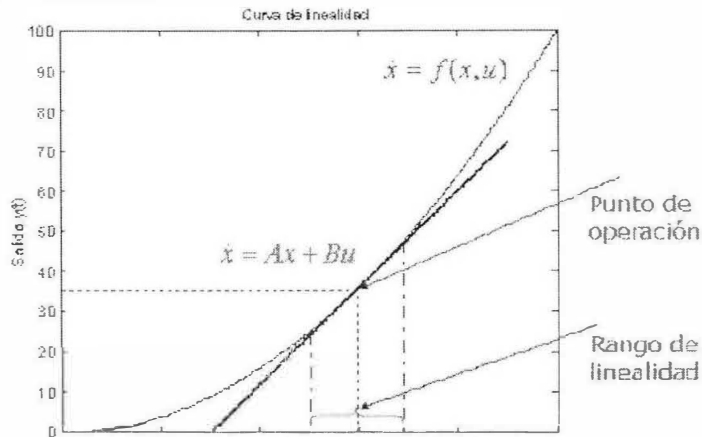
LINEALIZACIÓN. Procedimiento de conversión de un modelo no lineal en uno lineal, alrededor de un punto de operación seleccionado, por medio de series de Taylor.

Características: Los sistemas son generalmente no lineales. Los sistemas no lineales son difíciles de analizar y diseñar (no existen métodos generales). Los métodos analíticos para sistemas lineales están más desarrollados y son más generales. El modelo lineal puede ser variable en el tiempo. La curva de linealidad de un sistema estable puede obtenerse experimentalmente calculando la respuesta estacionaria para diferentes entradas.

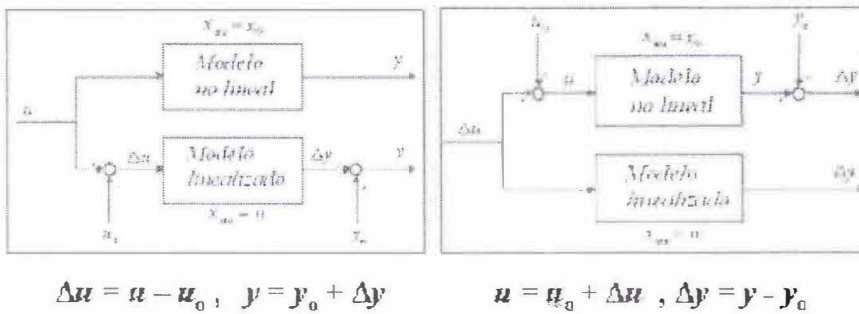
Tipos de alinealidades



Curva de linealidad



Comparación de un modelo no lineal y su aproximación lineal



MATRIZ DE FUNCIONES DE TRANSFERENCIA (MDT). Matriz con las FUNCIONES DE TRANSFERENCIA (FDT) de un sistema MIMO. Cada FDT corresponde a una entrada y una salida, suponiendo que las demás entradas son iguales a cero.

MECATRÓNICA. El termino "mecatrónica" fue acuñado en Japón a principios de los 80's y comenzó a ser usado en Europa y USA un poco después. "El espíritu de la mecatrónica rechaza dividir a la ingeniería en disciplinas separadas". Pero una definición aproximada sería la utilizada por la comunidad europea: "mecatrónica es la integración sinérgica de la ingeniería mecánica con la electrónica y con el control de computadores inteligentes para el diseño y la manufactura de productos y procesos". Una definición más amplia de mecatrónica enel diseño de productos y máquinas ha sido adaptada así: "mecatrónica es el diseño y manufactura de

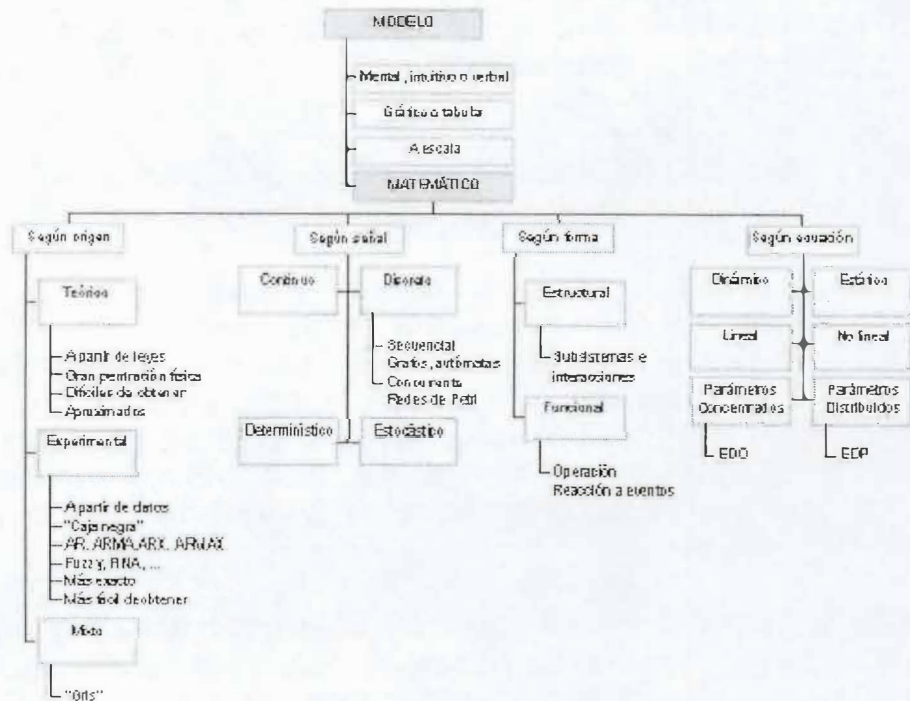
productos y sistemas que posee una funcionalidad mecánica y un control algorítmico integrado"

MÁQUINA. Artificio o conjunto de aparatos combinados para recibir cierta forma de energía, transformarla y restituirla en otra más adecuada o para producir un efecto determinado.

MÉTODO. Camino para alcanzar una meta. Sistema de principios (identidad, contradicción, exclusión) y normas (inducción, deducción) de razonamiento para establecer conclusiones en forma objetiva.

MODELO. Representación de una manera más sencilla de ciertos aspectos de un proceso o elemento, y el cual es utilizado con objetivos de análisis, control y predicción. Todo modelo se basa en una teoría, pero dicha teoría puede no estar indicada en una forma concisa. Tipos de modelos: a escala, descriptivos, gráficos, analógicos y matemáticos.

Clasificación de los modelos:



MODELO MATEMÁTICO Es la representación por medio de ecuaciones de la dinámica de un sistema. Es el tipo de modelo más importantes para la ciencia y la

tecnología. Es útil para la comunicación y la educación. Es la base del diseño. Tiene gran capacidad de síntesis. Ver MODELO.

Utilidad de los modelos matemáticos: 1) Análisis, comprensión y evaluación de un sistema: relación entre variables. 2) Diseño, mejoramiento, optimización: construcción de un nuevo sistema o reestructuración de un sistema existente. 3) Predicción y pronóstico del comportamiento de un sistema (normalmente a partir de la simulación), como base para la toma de decisiones. 4) Control: adición de nuevos componentes a un sistema, de manera que se obtenga un desempeño adecuado de acuerdo. 5) Enseñanza y comunicación: transmisión del conocimiento que se tiene de un sistema de una manera universal y objetiva. 6) Estimación de variables no medibles. 7) Prueba de hipótesis. 8) Procesamiento de señales: cancelación del ruido, compresión de datos, filtrado, interpolación, ... 9) TEOREMA DE CONANT-ASHBY

Modelos matemáticos según su origen

- Teóricos o fenomenológicos. Se obtienen a partir de leyes, tienen gran penetración física, generalmente son difíciles de obtener, son aproximados
- Empíricos. Relativamente fáciles de obtener y usar, tienen poca penetración física ("cajas negras"), son más exactos que los teóricos (tan exactos como se desee), tienen validez limitada (según punto de operación, condiciones, etc.).
- Mixtos. "Cajas grises", su estructura se obtiene de manera teórica y algunos de sus parámetros se obtienen a partir de datos experimentales

Realidad sobre el modelado y la simulación: 1) Un modelo matemático es sólo una aproximación de la realidad. 2) Existe una gran distancia entre el mundo real y las descripciones obtenidas a partir de un modelo matemático por medio de la simulación. 3) Aunque no existe una relación exacta entre la realidad y la predicción, el modelo matemático permite comparar ciertos aspectos de interés, para los cuales se construye el modelo y sólo para esos. 4) El orden de un modelo matemático es sólo una muy buena simplificación matemática que no tiene explicación en el mundo real.

MODELADO. Cambio de la escala y/o de los ingredientes para conseguir algo (modelo) que se parece o que actúa en forma similar a otra cosa (prototipo). Un ejemplo es el de una locomotora en miniatura (modelo) que replica un tren real (prototipo). En el modelado cognitivo, los ingredientes cambian, ya que en lugar de neuronas y de interacciones electroquímicas caóticas, los modelos actuales utilizan dispositivos electrónicos. En el modelado cognitivo típico se trata de armar

un diagrama o mapa, basado en análisis presumiblemente científicos, que relacione las diferentes estructuras y funciones cerebrales entre sí, de manera que permita mostrar los enlaces más importantes de los subsistemas prevalentes en el sistema complejo cerebral, tanto referidos a las funciones "inferiores" como (especialmente) a las "superiores"

MOTOR PASO A PASO Motor eléctrico que gira un número exacto de grados al recibir una adecuada secuencia de comandos de control. Son motores sumamente precisos.

MUESTREADOR/RETENEDOR. Circuito que recibe como entrada una señal analógica y mantiene dicha señal en un valor constante durante un tiempo específico. Normalmente la señal es eléctrica, pero son posibles otras formas como las ópticas o mecánicas.

MUESTREO (Sampling). Proceso de transformación de una señal en tiempo continuo en una de tiempo discreto. Tipos de muestreo: periódico, de orden múltiple, multifrecuencia (múltiples frecuencias), aleatorio. En el muestreo periódico el tiempo entre cada una de las muestras se denomina PERÍODO DE MUESTREO. Ver TEOREMA DE MUESTREO DE SHANNON. Una selección inadecuada del período de muestreo puede conducir a un problema denominado SOLAPAMIENTO de señales.

MULTITAREA. Capacidad que tiene una computadora de ejecutar varias aplicaciones al mismo tiempo

NYQUIST. Ver FRECUENCIA DE NYQUIST

OBJETIVO. Algo que alguien que toma una decisión busca cumplir u obtener por medio de su decisión. Dicha persona puede tener múltiples objetivos. Un objetivo puede ser especificado de una manera más o menos general, puede ser cuantificado o no y es usualmente parte de una jerarquía de objetivos. El término META es usado en algunos casos para denotar un objetivo muy general.

OBSERVABILIDAD. Un sistema es observable si se puede determinar el estado inicial de un sistema a partir de la medición de entradas y salidas, en un tiempo finito. Si una variable de estado no influye en la salida, entonces no se puede observar dicha variable y el sistema no es observable.

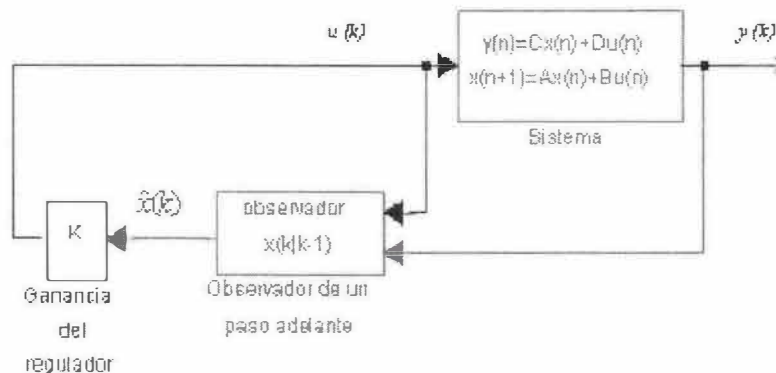
La CONTROLABILIDAD y la observabilidad son condiciones para el control moderno: control óptimo, realimentación del estado.

Características: Sistemas discretos: observabilidad es igual a detectabilidad. La observabilidad (no la controlabilidad) se puede perder con la realimentación. La observabilidad se puede perder con el muestreo (condición de regularidad del muestreo). Si en la FDT hay cancelación de polos y ceros el sistema será no controlable, no observable o ambos, dependiendo de la selección de las variables de estado (descomposición de Kalman). La controlabilidad y observabilidad son invariables respecto a transformaciones de similitud.

OBSERVADOR DE ESTADO. Ver OBSERVABILIDAD. Sistema dinámico que permite obtener las VARIABLES DE ESTADO a partir de las entradas y salidas.

El diseño basado en la realimentación del estado requiere de todas las variables de estado. En la práctica esto es difícil. Opción: medir algunas variables de estado y estimar otras. Posibilidades para la estimación de las variables de estado: 1) Observadores de estado: Reconstrucción polinomial, (Observador de tiempo finito), Observadores de orden completo, Observadores reducidos. 2) Filtro de Kalman. Condición: sistema observable. La dinámica del observador influye en el comportamiento en lazo cerrado.

Esquema de control con observador de estado:

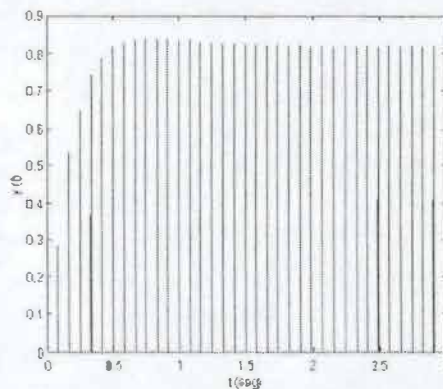


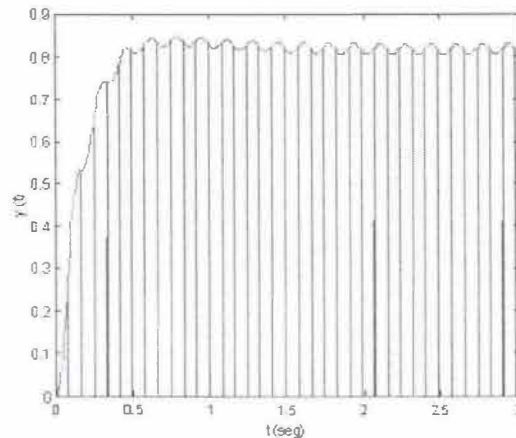
OPTIMIZACIÓN. Actividad que intenta la búsqueda de la mejor (óptima) solución a un problema. Para que la optimización sea significativa debe existir una función objetivo y debe existir más de una solución factible (solución que no viola las restricciones impuestas al problema). El término optimización no aplica usualmente al caso cuando el número de soluciones permite que la mejor sea seleccionada por inspección usando un criterio apropiado. Existe la optimización con un OBJETIVO simple (escalar) o con múltiples objetivos (vector).

En términos matemáticos la formulación de un problema de optimización involucra ciertas variables de decisión, una función objetivo y ciertas restricciones. La solución óptima corresponde a los valores de las variables de decisión que satisfacen las restricciones y para las cuales la función objetivo alcanza un máximo o un mínimo. Muy pocos problemas de optimización se pueden resolver analíticamente (por medio de fórmulas explícitas). La mayoría de problemas prácticos requieren de técnicas computacionales (procedimientos numéricos de optimización).

ORDEN. Matemáticamente, el orden de un proceso continuo es igual al número de integradores que se requieren para construir su ecuación dinámica. En la práctica, el orden describe que tan tanto puede cambiar una variable del proceso cuando se le aplica una acción de control. Por ejemplo, la respuesta de una planta de primer orden a un escalón es muy suave, su velocidad de crecimiento disminuye a medida que se acerca a su valor estable, no hay oscilaciones. Un sistema de segundo orden puede presentar un comportamiento oscilatorio. Sistemas de orden mayor pueden, en muchos casos, ser aproximados a sistemas de orden uno o dos.

OSCILACIONES OCULTAS. Consecuencia de una mala selección del período de muestreo. Pueden aparecer por oscilaciones de la señal de control, debido a un mal diseño o un esfuerzo grande de control. Se presenta cuando se pierde la observabilidad debido al muestreo. La simulación híbrida (análoga-digital) es una buena herramienta para detectar las oscilaciones ocultas. Otra herramienta es la transformada z modificada.





PEDAGOGÍA. Teoría de la enseñanza que se impuso a partir del siglo XIX como ciencia de la educación o didáctica experimental, y que actualmente estudia las condiciones de recepción de los conocimientos, los contenidos y su evaluación, el papel del educador y del alumno en el proceso educativo y, de la forma más global, los objetivos de este aprendizaje, indisociables de una normativa social y cultural.

PERÍODO DE MUESTREO. En el MUESTREO periódico, es el tiempo entre cada una de las muestras. La selección de período de muestreo es un compromiso entre desempeño y costo. A un menor período de muestreo, un mejor desempeño: suavidad de la respuesta temporal, rechazo de perturbaciones y el ruido, reducción de efectos de cuantificación e incertidumbre. El costo computacional crece al reducir el período de muestreo; opción: control multifrecuencia. Un período grande puede dar un sistema inestable en lazo cerrado. Al disminuir el período de muestreo los polos y ceros tienden al círculo unitario. El mejor período es el mayor período que da las prestaciones deseadas. Una selección inadecuada del período de muestreo puede conducir a un problema denominado SOLAPAMIENTO de señales.

PERTURBACIÓN. Variable no deseada aplicada a un SISTEMA y la cual tiende a afectar adversamente el valor de una variable controlada. Si la perturbación se genera dentro del sistema se denomina *interna*, en tanto que una perturbación *externa* se produce fuera del sistema y es una ENTRADA.

PESO. En inteligencia artificial la palabra "peso" aparece con motivo del nivel de confianza que en forma abstracta se le confiere a la cantidad de activación que difunde desde una neurona a las que le siguen en una red neuronal natural o desde un nodo a los que lo siguen en una red neuronal artificial. Cuando se

aumenta el peso de las entradas a una neurona o nodo, es más fácil lograr superar el umbral de disparo del mismo y se propaga la señal del potencial de acción.

PESO. Una de las cuatro fuerzas básicas que actúan sobre un avión en vuelo. La sustentación es la fuerza opuesta al peso (más exactamente, la suma de todas las fuerzas hacia abajo) que actúa siempre en dirección al centro de la Tierra. En la mayoría de los cálculos, los ingenieros aeronáuticos parten del supuesto de que todo el peso del avión se concentra en un punto denominado CENTRO DE GRAVEDAD.

PID. Control Proporcional-Integral-Derivativo.

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right]$$

PILOTO AUTOMÁTICO Un sistema que controla automáticamente un avión. Similar en concepto al control de velocidad de crucero de un automóvil, los pilotos automáticos sencillos mantienen estable el nivel de las alas del aparato. Los pilotos automáticos más sofisticados son capaces de pilotar un avión desde inmediatamente después del despegue hasta su llegada a destino y, a continuación, ejecutar un aterrizaje automático. Los pilotos automáticos emplean giróscopos y otros sensores para realizar un seguimiento de la altitud, velocidad aerodinámica y posición del avión y enviar señales a los mandos que mantienen al aparato en el rumbo y la altitud.

PLANTA. Parte de un equipo o un conjunto de las partes de una máquina que funcionan juntas. Ejemplos: dispositivo mecánico, horno de calefacción, reactor químico, nave espacial, etc.

PLANTA PILOTO. Parte de la I + D cuyo propósito principal es obtener experiencias y compilar datos de ingeniería y de otra índole para ser usados en la evaluación de hipótesis, redacción de nuevas fórmulas de productos, el establecimiento de nuevas especificaciones del producto, etc.

PLC. Controlador lógico programable (*Programmable Logic Controller*). Dispositivo electrónico de propósito especial utilizado en la industria como elemento de control y monitoreo de máquinas, motores, válvulas, sensores, medidores, etc. Este dispositivo tiene características de elemento programable y la capacidad de poder

conectarse a un red. Área de aplicación: automatización de industrias y el control de máquinas industriales, control de líneas de producción, bancos de pruebas.

POLOS (poles). Raíces del polinomio denominador (ecuación característica) de la FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA de un sistema dinámico. Valor es propios de la matriz **A** del modelo en variables de estado.

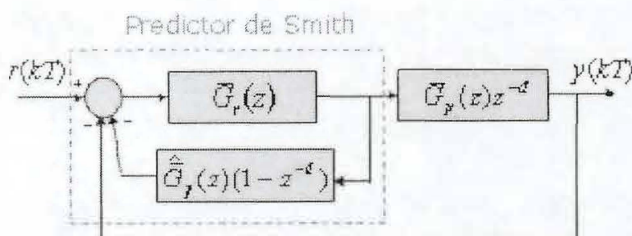
Si se tiene una matriz de funciones de transferencia (MDT) de un sistema MIMO, para calcular los polos se debe pasar a una realización mínima en variables de estado y aplicar el método anterior. Si la representación no es mínima se obtienen polos para estados incontrolables o inobservables. Se pueden obtener los polos y ceros directamente de la MDT aplicando el Th. de MacFarlane-Karcanias.

PRECESIÓN GIROSCÓPICA. Ver GYROSCOPIC PRECESSION

PRECISIÓN (accuracy) Desviación de una medida de un estándar conocido. Normalmente se mide en porcentaje.

PREDICTOR DE SMITH Esquema de control que facilita los cálculos cuando se tiene una planta con retardo. El diseño se divide en dos partes: 1) Cálculo del regulador (por cualquier método) para una planta sin retardo. 2) Adición de una rama para el retardo (predicción). El regulador obtenido de esta manera es de menor orden que en el caso cuando se incorpora el retardo en la planta. Se obtiene una respuesta semejante al caso de una planta sin retardo, pero desplazada en dicho retardo. El método *no elimina el retardo* y no se pueden evitar los problemas inherentes a los sistemas con retardo (p. ej., la estabilidad y sensibilidad en lazo cerrado).

Características: 1) Permite ganancias más grandes que si se hace el diseño directo sobre el sistema con retardo. 2) Aunque el diseño aparenta ser simple, se pueden presentar graves problemas ante pequeños cambios del modelo. Un sistema con grandes márgenes de ganancia puede volverse inestable con un PS. 3) Es mejor afirmar que el PS minimiza los efectos del retardo. 4) El anterior PS ("PS clásico") es aplicable solamente a plantas estables. 5) Existen otras versiones del PS con mejores prestaciones. 6) Es poco efectivo para atenuar las perturbaciones.



PRESIÓN ATMOSFÉRICA La presión que ejerce el aire sobre la tierra y todo lo que hay sobre ella. Se mide en milímetros (milibares o pulgadas) de mercurio mediante un instrumento llamado BARÓMETRO. Por ello, con frecuencia se usa el término **presión barométrica** para referirse a la presión atmosférica. Normalmente, la presión se encuentra entre 710 y 810 milímetros de mercurio (28 y 32 pulgadas) al nivel del mar y se reduce al aumentar la altitud.

PRESIÓN TIPO Parámetro arbitrario establecido como línea de referencia para los cálculos utilizados en meteorología, aviación y aerodinámica. Para cada altitud se ha definido una presión tipo. A nivel del mar es de 29.92 pulgadas de mercurio (1013 milibares).

PROCESO. Operación o desarrollo natural progresivamente continuo, marcado por una serie de cambios graduales que se suceden uno al otro en una forma relativamente fija y que conducen a un resultado o propósito determinados. Operación artificial o voluntaria progresiva que consiste en una serie de acciones o movimientos controlados, sistemáticamente dirigidos hacia un resultado o propósito determinados. Ejemplos: procesos químicos, económicos y biológicos.

PROCESO CONTINUO En un proceso continuo, los materiales de entrada y salida fluyen de manera continua a través de los equipos, alrededor de un estado estacionario de operación. No existe un tiempo predefinido de arranque y parada. Una vez se alcanza el estado estacionario, el proceso se vuelve independiente del tiempo, lo que significa que la conformidad del producto no se ve influida por el tiempo que el proceso lleve operando. Un PROCESO POR LOTES no es un proceso continuo.

PROCESO POR LOTES (BATCH) Según la definición dada en la norma S88.01 (ANSI/ISA, 1995), un proceso por lotes conduce a la producción de cantidades finitas de material de salida sometiendo cantidades finitas de material de entrada a un conjunto ordenado de actividades de proceso sobre un periodo finito de tiempo, usando uno o más equipos. En estos procesos no existen estados estacionarios de operación como en un PROCESO CONTINUO. Un proceso por lotes tiene

predeterminados los puntos de comienzo y parada de la operación. Las materias primas son introducidas dentro del proceso en cantidades predefinidas y procesadas a través de una secuencia específica de actividades conocida como receta.

El procesamiento por lotes es el modo de operación más antiguo que se conoce en la industria de procesos. Al analizar el desarrollo de la ingeniería química en los últimos cincuenta años, se puede concluir que los mayores esfuerzos se han dirigido a la transformación de los “viejos” procesos por lotes en modernos procesos continuos. A pesar de este panorama, una alta proporción de sustancias químicas se elabora todavía en plantas de producción por lotes. Los procesos por lotes se encuentran con frecuencia en las industrias de alimentos, químicas y farmacéuticas para la manufactura de volúmenes bajos de productos con un alto valor agregado, tales como antibióticos, polímeros y cristales, donde no se justifica el montaje de líneas continuas y usualmente, es imposible el desarrollo de procesos continuos confiables. El procesamiento por lotes también se emplea cuando se requiere aislamiento por razones de esterilidad o seguridad y cuando los materiales involucrados son difíciles de manipular.

El auge de este tipo de procesos no ha ido de la mano con el desarrollo de la teoría de control, que se ha enfocado mayoritariamente en las operaciones continuas y ha tratado generalmente de extrapolar los conceptos y prácticas comunes a los procesos continuos sobre el campo del control de procesos por lotes (Berber, 1996).

PROCESO SEMILOTE. Además de los procesos continuos y por lotes, es común encontrar combinaciones de ambos conocidas como “semilote”, en las cuales se adiciona continuamente material de entrada sin salida de producto o se remueve continuamente producto sin la adición de material de entrada. Aunque estos procesos tienen características tanto continuas como discontinuas, generalmente se incluyen dentro de la categoría “lotes” debido a que su comportamiento temporal se asemeja más al de esta clase de sistemas.

PROGRAMA. Secuencia de instrucciones que obliga al ordenador a realizar una tarea determinada. Serie de instrucciones que sigue el ordenador para llevar a cabo una tarea determinada.

PROTOTIPO. Modelo original sobre el cual se materializa un nuevo patrón y del cual se derivan representaciones o copias del mismo tipo.

PUNTO DE REFERENCIA. Ver SETPOINT

REALIMENTACIÓN. Información de los resultados de un proceso, la cual es utilizada para cambiar el proceso mismo. Puede ser positiva (Aumenta el error o desviación con respecto a un objetivo dado) o negativa (Reduce el error o desviación con respecto a un objetivo dado). Efectos de la realimentación en: ganancia global del sistema, estabilidad, sensibilidad, reducción del error en estado estacionario, rechazo de perturbaciones, ancho de banda. Ver TEOREMA DE LA DOMINACIÓN POR REALIMENTACIÓN

Sistemas en lazo abierto: sin realimentación. Sistemas en lazo cerrado: con realimentación. Sistemas con realimentación natural, como los sistemas biológicos. Sistemas con realimentación artificial: control.

REAL-TIME. Ver SISTEMA DE TIEMPO REAL

REGULACIÓN. Proceso de control que hace que una variable dinámica permanezca fija o cercana a un valor deseado, por medio de una acción correctiva constante. Ver PRINCIPIO DE VARIEDAD NECESARIA

REGULADOR. Sistema que determina (selecciona) y hace cumplir (mantiene) los parámetros operativos de otro sistema. El regulador puede ser o no un subsistema del sistema que está siendo regulado. Algo que bloquea el flujo de VARIEDAD desde las perturbaciones a las variables esenciales.

RESTRICCIÓN. Limitaciones impuestas por la naturaleza o el hombre y que no permiten que ciertas acciones se realicen. Las restricciones pueden significar que ciertos OBJETIVOS no se pueden cumplir. Las acciones, alternativas, consecuencias y objetivos que no son imposibilitadas por las restricciones son referenciadas como FACTIBLES.

Relación entre dos conjuntos tal que la VARIEDAD que existe bajo una condición es menos que la VARIEDAD que existe bajo otra. El total de variedad se define por las variables que fueron seleccionadas por el observador. Las restricciones reducen esta variedad a la variedad realmente observada.

RETARDO. Tiempo que tarda un sistema dinámico en responder a un estímulo. Fuentes más comunes de retardo: 1) Retrasos en la medida y en el transporte. 2) Tiempos de análisis, medición o actuación. 3) Tiempos de cálculo y comunicación. 4) Compensación cuando un modelo se aproxima por otro de menor orden.

Problemas en los sistemas con retardo: 1) El análisis y el diseño es más complicado. 2) Es más difícil obtener un control satisfactorio, debido a la reducción de las ganancias de control. Ver PREDICTOR DE SMITH

ROBUSTO. En control, poco sensible a errores o incertidumbres demodelado. En la actividad computacional, tanto una máquina como un algoritmo se consideran robustos si son capaces de actuar y trascender a pesar de dificultades que accidentarían a máquinas o algoritmos más simples o menos flexibles. La tolerancia a las fallas o fallos se considera sinónimo de robustez.

SALIDA. Cualquier cambio producido en el entorno por un sistema. Variable en las fronteras de un organismo o máquina a través del cual la información existe. Productos, resultados o partes observables del comportamiento de un sistema. Ver ALOPOIESIS.

SAMPLING. Ver MUESTREO

SCADA. Control supervisorio y adquisición de datos (*Supervisory Control and Data Acquisition*). Un tipo de sistemas que utiliza una computadora convencional en una aplicación de control de procesos y donde un PLC desarrolla las funciones de control pero que son monitoreadas y supervisadas por una computadora. Área de aplicación: líneas de producción, energía eléctrica, petróleo y tanques de almacenamiento, tanques de abastecimiento de agua.

SENSIBILIDAD. Ver ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD. Grado con el cual cambios en los parámetros afectan el desempeño global del sistema. Ganancias de lazo altas contribuyen a la disminución de la sensibilidad en lazo cerrado, debido a cambios de los parámetros. Sin embargo, al aumentar la ganancia disminuye la estabilidad relativa. Se debe buscar un compromiso entre estabilidad y sensibilidad.

SENSOR. Dispositivo que convierte un parámetro físico (como temperatura, presión, flujo, velocidad, posición) en una señal eléctrica. En algunos casos se le considera un sinónimo de transductor, pero un verdadero sensor contiene un sistema de acondicionamiento de la señal, de manera que es mucho más sencillo realizar una medición

SENSÓRICA AVANZADA/SENSORES. Conjunto de dispositivos que permiten obtener información más o menos compleja de un entorno y, mediante un tratamiento adecuado de esa información, interactuar con él o con un supervisor (generalmente un operario).

SEÑAL ANALÓGICA Señal continua cuya amplitud puede adoptar un intervalo continuo de valores. Caso especial de señal continua. En la práctica se emplea el término "tiempo continuo" en lugar de "analógica", pero estrictamente hablando no son sinónimos (una señal analógica es continua pero no cuantificada).

SEÑAL CONTINUA Señal que se define sobre un intervalo continuo de tiempo. La amplitud puede tener un intervalo continuo de valores o solamente un número finito de valores distintos. Tipos: señal analógica, señal cuantificada.

SEÑAL CUANTIFICADA. Señal continua cuya amplitud puede adoptar un conjunto finito de valores. Caso especial de señal continua.

SEÑAL DE DATOS MUESTREADOS. Señal discreta en la cual la amplitud puede adoptar valores en un intervalo continuo. Se puede generar muestreando una señal analógica en valores discretos de tiempo. Señal de pulsos modulada en amplitud.

SEÑAL DIGITAL. Señal discreta con amplitud cuantificada. Dicha señal se puede representar mediante una secuencia de números (por ejemplo, binarios). En la práctica muchas señales digitales se obtienen mediante el muestreo de señales analógicas que después se cuantifican; la CUANTIFICACIÓN es lo que permite que estas señales analógicas sean leídas como palabras binarias. En la práctica, los términos "tiempo discreto" y "digital" a menudo se cambian, pero estrictamente hablando no son sinónimos.

SEÑAL DISCRETA o SEÑAL DE TIEMPO DISCRETO. Señal definida sólo en valores discretos de tiempo (la variable está cuantificada). Tipos: señal de datos muestreados, señal digital. El término "señal de tiempo discreto" es más general que el término "señal digital".

SERVOMECANISMO. Sistema automático de control de movimiento que usa la realimentación para controlar una salida deseada como posición, velocidad o aceleración

SETPOINT ó PUNTO DE REFERENCIA Valor deseado de la variable controlada, expresada en las mismas unidades de ésta.

SIMULACIÓN. Operación de un modelo dinámico para obtener una secuencia de resultados que podrían ocurrir en un sistema del mundo real. Más que calcular simplemente una solución a un conjunto de ecuaciones, una simulación es una

historia sintética del proceso. Iniciando con un conjunto de condiciones iniciales la simulación juega por medio de varias clases de eventos que pueden ocurrir.

La simulación es una representación en la que se pretende hacer algo con un objeto real, cuando realmente se está trabajando con una imitación (modelo de alguna clase).

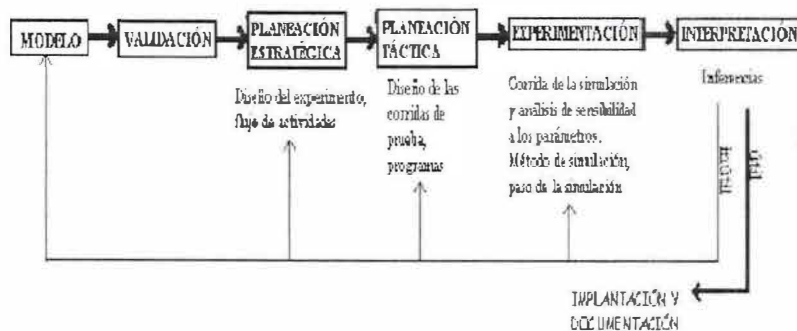
La simulación es el término aplicado al proceso de modelado de las características esenciales de una situación y entonces predecir lo que posiblemente sucede por medio de la operación con el modelo caso por caso, es decir, por la estimación de los resultados de las acciones propuestas a partir de una serie de experimentos imaginarios (imaginarios porque son realizados sobre la representación de la situación, el modelo, más que sobre la situación misma).

Aspectos relevantes de la simulación: 1) Modelo de simulación. 2) Simulación en computador. 3) Lenguajes de programación. 4) Simulación en paralelo y distribuida.

Aplicaciones: 1) Diseño de sistemas. 2) Pruebas de integración de software y hardware. 3) Entrenamiento. Investigación de interfaz hombre-máquina (terminología, repetibilidad, condiciones riesgosas, realimentación al estudiante). 4) Investigación de accidentes (prueba de hipótesis). 5) Demostración. 6) Investigación de algoritmos. 7) Educación.

Aspectos del diseño de la simulación: 1) Usuario. 2) Requerimientos del modelo. 3) Requerimientos de la interfaz con los componentes reales: personas, software y hardware. 4) Escenario y condiciones de prueba. 5) Resultados a evaluar. 6) Flexibilidad.

Etapas de la simulación:



SINERGIA. Cantidad con respecto a la cual el conjunto difiere del mero conglomerado. Se deriva de la convicción holística que el conjunto es más que la suma de las partes y, por tanto, debe haber dicha cantidad. En la práctica la sinergia es, en la mayoría de los casos, una cantidad negativa, debido al hecho que los organismos complejos consumen energía meramente por mantener su estructura propia. De una manera más informal, la sinergia se refiere a los beneficios de la cooperación en oposición a los esfuerzos individuales.

SISTEMA. Conjunto de elementos unidos y en interacción. Un sistema no necesariamente es físico y puede aplicarse a fenómenos abstractos y dinámicos, tales como los que se encuentran en economía. Por tanto, la palabra sistema debe interpretarse como una implicación de sistemas físicos, biológicos, económicos y similares. Ver SINERGIA.

SISTEMA CERRADO. Sistema aislado que no tiene interacciones con el entorno (no confundir con sistema en lazo cerrado).

SISTEMA DE CONTROL. Sistema diseñado para lograr que una o varias variables se comporten de una manera deseada. La variable puede mantenerse constante o cambiar de una manera determinada. Puede ser realimentado (feedback control) o prealimentado (feedforward control), digital (microprocesado) o analógico (por ejemplo, circuitos eléctricos, sistemas hidráulicos, sistemas mecánicos, etc.), manual o automático. Ver PRINCIPIO DE VARIEDAD NECESARIA. La formulación científica de un problema de control se basa en dos tipos de información: (1) el comportamiento del sistema debe ser descrito de una manera matemática precisa; (2) el propósito de control (criterio) y el entorno (perturbaciones) deben ser especificados igualmente de una manera matemática precisa

SISTEMA DE CONTROL AUTOMÁTICO. Sistema de control que funciona sin intervención humana directa. Ver PRINCIPIO DE VARIEDAD NECESARIA

SISTEMA DE CONTROL DISTRIBUIDO Sistema de control originado a partir de los ordenadores centrales de control de proceso utilizados en los años 60. Estos sistemas fueron desarrollados para los procesos de flujo continuo que requerían lazos de regulación analógicos. Se trata de sistemas en tiempo real y tolerantes a fallos para aplicaciones complejas de producción por lotes. A lo largo del tiempo han ido evolucionando, pasando del uso de software y hardware propietarios a sistemas basados en sistemas operativos como UNIX y Windows NT.

SISTEMA DE FASE MÍNIMA. Sistema dinámico que tiene todos sus CEROS en la región de estabilidad (semiplano izquierdo para sistema continuos e interior del círculo unitario para sistemas de tiempo discreto). Si no se cumple dicha condición se dice que el sistema es de fase no mínima.

SISTEMA DE FASE NO MÍNIMA. Ver SISTEMA DE FASE MÍNIMA.

SISTEMA DE TIEMPO REAL (STR). Un sistema de tiempo real (STR) es un sistema informático en el que es significativo el tiempo en el que se producen las acciones. Las acciones deben realizarse dentro de un intervalo de tiempo determinado.

Un STR maneja variables de procesos externos (a través de dispositivos especiales de E/S). Concurrencia: El sistema debe resolver distintos problemas a la vez (en forma paralela). Un STR responde de una manera predecible a estímulos externos impredecibles. Más que ser rápido, un STR debe ser predecible. Tipos de programación: secuencial, multitarea (concurrente), tiempo real.

El software de tiempo real es similar al software de propósito general, con características adicionales: 1) concurrencia, 2) servicio de tareas, 3) servicio de comunicación, señalización y exclusión mutua, 4) servicio de memoria.

Clasificación de los STR:

- **Críticos** (Hard) – el tiempo de respuesta debe garantizarse a cualquier costo, ya que pueden producirse graves daños. Ejemplos: piloto automático, generador eléctrico, sistema de control de tráfico, corazón artificial
- **Suaves** (Soft) – Un fallo eventual no compromete el funcionamiento correcto del sistema. Ejemplo: red informática en bancos, sistemas de adquisición de datos

Un STR puede ser crítico o suave dependiendo del objetivo. Un STR puede contener subsistemas críticos y suaves

SISTEMA DINÁMICO. Sistema con un número finito de grados de libertad y que puede ser modelado matemáticamente por medio de ecuaciones diferenciales que dependen del tiempo. La existencia de una ecuación diferencial asociada a un sistema es un indicio de que los valores actuales de las salidas dependen de los valores actuales y pasados de las entradas.

SISTEMA EMPOTRADO (embedded system). Computador con software de TIEMPO REAL, integrado fuertemente en un sistema más general. Ejemplos de sistemas empotrados: equipos de instrumentación, lavadoras, equipos de sonido, robots industriales, hornos microondas, automóvil, central nuclear

SISTEMA EXPERTO. Un capítulo de la inteligencia artificial que ejecuta, a partir de una base de conocimientos o de reglas, algunas tareas que normalmente requieren cierto nivel de experiencia por parte del humano. Estos programas usualmente logran satisfacer inferencias usando dicho conjunto de reglas para interpretar entradas y generar una salida que parezca inteligente.

SISTEMA LINEAL. Un sistema es lineal si se cumple el principio de superposición. Es decir, la relación entre la entrada y salida del sistema es una línea recta.

SISTEMA NO LINEAL. Ver SISTEMA LINEAL y LINEALIZACIÓN

SISTEMAS ABIERTOS. Diseños de hardware y software en los cuales un grado de intercambiabilidad y conectividad le da elecciones al usuario. Sistemas que cumplen con el modelo ISO de 7 capas.

SISTEMAS ADAPTABLES DE CLASIFICADORES. Modelos de aprendizaje automático que emplean un algoritmo genético para evolucionar conjuntos de reglas coadaptadas. En un sistema adaptable de clasificadores existen mecanismos automáticos para ajustar los pesos de las reglas con base en la capacidad de estas reglas para obtener recompensa de un medio ambiente; de esta forma, los sistemas adaptables de clasificadores intentan emular la forma en que aprenden pequeños animales. Por ser capaces de realizar aprendizaje basados únicamente en una señal de recompensa, los sistemas adaptables de clasificadores tiene una gran aplicación potencial.

SISTEMA DE TIEMPO REAL (STR). Un sistema de tiempo real (STR) es un sistema informático en el que es significativo el tiempo en el que se producen las acciones. Las acciones deben realizarse dentro de un intervalo de tiempo determinado.

Un STR maneja variables de procesos externos (a través de dispositivos especiales de E/S). Concurrencia: El sistema debe resolver distintos problemas a la vez (en forma paralela). Un STR responde de una manera predecible a estímulos externos impredecibles. Más que ser rápido, un STR debe ser

predecible. Tipos de programación: secuencial, multitarea (concurrente), tiempo real.

El software de tiempo real es similar al software de propósito general, con características adicionales: 1) concurrencia, 2) servicio de tareas, 3) servicio de comunicación, señalización y exclusión mutua, 4) servicio de memoria.

Clasificación de los STR:

- **Críticos** (Hard) – el tiempo de respuesta debe garantizarse a cualquier costo, ya que pueden producirse graves daños. Ejemplos: piloto automático, generador eléctrico, sistema de control de tráfico, corazón artificial
- **Suaves** (Soft) – Un fallo eventual no compromete el funcionamiento correcto del sistema. Ejemplo: red informática en bancos, sistemas de adquisición de datos

Un STR puede ser crítico o suave dependiendo del objetivo. Un STR puede contener subsistemas críticos y suaves

SISTEMA DINÁMICO. Sistema con un número finito de grados de libertad y que puede ser modelado matemáticamente por medio de ecuaciones diferenciales que dependen del tiempo. La existencia de una ecuación diferencial asociada a un sistema es un indicio de que los valores actuales de las salidas dependen de los valores actuales y pasados de las entradas.

SISTEMA EMPOTRADO (embedded system). Computador con software de TIEMPO REAL, integrado fuertemente en un sistema más general. Ejemplos de sistemas empotrados: equipos de instrumentación, lavadoras, equipos de sonido, robots industriales, hornos microondas, automóvil, central nuclear

SISTEMA EXPERTO. Un capítulo de la inteligencia artificial que ejecuta, a partir de una base de conocimientos o de reglas, algunas tareas que normalmente requieren cierto nivel de experiencia por parte del humano. Estos programas usualmente logran satisfacer inferencias usando dicho conjunto de reglas para interpretar entradas y generar una salida que parezca inteligente.

SISTEMA LINEAL. Un sistema es lineal si se cumple el principio de superposición. Es decir, la relación entre la entrada y salida del sistema es una línea recta.

SISTEMA NO LINEAL. Ver SISTEMA LINEAL y LINEALIZACIÓN

SISTEMAS ABIERTOS. Diseños de hardware y software en los cuales un grado de intercambiabilidad y conectividad le da elecciones al usuario. Sistemas que cumplen con el modelo ISO de 7 capas.

SISTEMAS ADAPTABLES DE CLASIFICADORES. Modelos de aprendizaje automático que emplean un algoritmo genético para evolucionar conjuntos de reglas coadaptadas. En un sistema adaptable de clasificadores existen mecanismos automáticos para ajustar los pesos de las reglas con base en la capacidad de estas reglas para obtener recompensa de un medio ambiente; de esta forma, los sistemas adaptables de clasificadores intentan emular la forma en que aprenden pequeños animales. Por ser capaces de realizar aprendizaje basados únicamente en una señal de recompensa, los sistemas adaptables de clasificadores tiene una gran aplicación potencial.

TÉCNICA. Habilidad para hacer alguna cosa y que implica el conocimiento empírico de como hacerlas. El técnico provee a la ciencia de instrumentos y de comprobaciones y no cesa de formular preguntas al científico. Ver TECNOLOGÍA

TÉCNICO. Persona que ejecuta, en forma responsable y usando procedimientos aprobados, los trabajos que son de conocimiento común entre los expertos en la materia o prescritos por ingenieros profesionales. El técnico no es un artesano, pero debe poseer la destreza manual. Frecuentemente debe manejar en una forma diligente instrumentos complicados y delicados de emplear, en forma precisa e inteligente; el técnico normalmente posee conocimiento en una rama limitada de la ingeniería. Con el avance de la ciencia y la tecnología, el ingeniero y el técnico deben trabajar en equipo, pues el técnico puede enseñar al ingeniero las cosas prácticas, mientras que el ingeniero puede ayudar a poner a pensar al técnico en términos de las matemáticas. Ver INGENIERO.

TECNOLOGÍA. Conocimiento de cómo hacer las cosas, fundamentado sobre bases científicas. La técnica y la tecnología buscan la aplicación de conocimientos a la forma de hacer las cosas, para la satisfacción de las necesidades humanas. Nuevas tecnologías:

- Tecnologías de información: microelectrónica, CAD (Diseño Asistido por Computador), CAM (Manufactura Asistida por Computador), CIM (Manufactura Integrada por Computador)
- Biotecnología: selección y manipulación de microorganismos, conservación y mejoramiento de recursos genéticos, "fábricas biológicas"

- Nuevos materiales

TEMPERATURA TIPO. Un parámetro arbitrario utilizado por los ingenieros aeronáuticos y pilotos para determinar el comportamiento, la velocidad aerodinámica, la altitud real, etc. de un avión. La temperatura tipo forma parte de la definición de la Atmósfera Tipo Internacional (ISA). La definición de temperatura tipo a nivel del mar es 59 °F (15 °C). La temperatura tipo del aire seco baja unos 3,5 °F (2 °C) cada 1000 pies (305 m). La temperatura tipo llega a descender hasta los 32 °F (0 °C) a unos 7500 pies (2300 m).

TEOREMA DE CONANT-ASHBY. Todo buen regulador de un sistema debe tener un modelo de dicho sistema. Implicación: el principio lo impulsa a uno a considerar y crear un modelo de lo que se está enseñando, manejando o guiando.

TEOREMA DE LA DOMINACIÓN POR REALIMENTACIÓN. Es posible por REALIMENTACIÓN dominar o tener prelación sobre todos los otros tipos de entrada. Implicación: El principio lo impulsa a uno a buscar otras causas (como lazos positivos o negativos) para la falla de un sistema.

TEOREMA DE MUESTREO DE SHANNON Teorema que especifica la condición para la reconstrucción adecuada de una señal continua a partir de sus muestras. Ver MUESTREO

Teorema de muestreo de Shannon

- En teoría:

$$\omega_s > 2\omega_1 \quad \omega_1 - \text{frecuencia máxima}$$

- En la práctica:

$$\omega_s > 10\omega_B \quad \omega_B - \text{ancho de banda (de la respuesta frecuencial)}$$

$$T < \frac{T_r}{10} \quad T_r - \text{tiempo de crecimiento}$$

- Problema: solapamiento de señales (aliasing)

TEORÍA. Una teoría es un conjunto de conceptos, definiciones y proposiciones relacionadas entre sí, especificando sistemáticamente relaciones entre variables, con el objeto de explicar y predecir fenómenos.

"...Delante de nosotros se encuentra una teoría increíble, pero toda la pregunta está en si es lo suficientemente increíble para que resulte cierta". (N. Bohr)

" El principal fin de toda teoría es alcanzar una extrema sencillez y extremada cantidad de sus postulados fundamentales, sin renunciar a una adecuada representación de cada hecho experimental". (A. Einstein)

Criterios para evaluar una teoría: Capacidad de descripción, explicación y predicción; Consistencia lógica (las proposiciones están interrelacionadas, son mutuamente excluyentes y no caen en contradicciones internas o incoherencias); Perspectiva (nivel de generalidad); Fructificación (capacidad para generar nuevos interrogantes y descubrimientos; Sencillez.

TEORÍA DE CONTROL. Campo de las matemáticas aplicadas que es relevante para el control de ciertos procesos físicos y sistemas. Aunque el control tiene conexiones profundas con áreas clásicas de las matemáticas como el cálculo de variaciones y ecuaciones diferenciales, no se convirtió en un campo por derecho propio hasta finales de los años 50 y principios de los años 60 del siglo XX. Los principales problemas asociados con la teoría de control son: estabilidad, controlabilidad, observabilidad y control óptimo

TIEMPO REAL. Ver SISTEMA DE TIEMPO REAL. Modalidad de funcionamiento de un sistema de proceso de datos que controla una actividad en curso, con un tiempo de respuesta prácticamente nulo a la recepción de las señales de entrada. Cuando una acción realizada en el ordenador progresa paralelamente al tiempo del "mundo real", se dice que la acción ocurre en tiempo real. Un ejemplo sería un programa que mostrara el desarrollo de una colonia de bacterias que se reprodujeran con el mismo ritmo de crecimiento con que lo haría una colonia real.

TRANSDUCTOR (transducir). Dispositivo que convierte una señal de entrada en una señal de salida de naturaleza diferente a la de entrada, tales como los dispositivos que convierten una señal de presión en un voltaje. Tipos: analógicos, de datos muestreados, digitales.

TRANSFORMACIÓN DE SIMILITUD Matriz que permite convertir un modelo en variables de estado de un sistema dinámico en otro equivalente, según ciertas características deseadas.

La representación en variables de estado no es única. La función de transferencia es única. Existen formas más adecuadas para el análisis y el diseño, son las formas canónicas: Forma canónica controlable (FCC), Forma canónica observable (FCO), Forma canónica diagonal (FCD), Forma canónica de Jordan (FCJ). Propiedades invariables: Ecuación característica, Valores y vectores propios, Matriz de transferencia, Controlabilidad y observabilidad.

Definición

- Ecuación original

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} \end{cases}$$

- Transformación lineal T (matriz no singular)

$$\mathbf{x}^*(t) = \mathbf{T}\mathbf{x}(t) \quad \mathbf{x}(t) = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{x}^*(t)$$

- Ecuación transformada

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}^* = \mathbf{A}^*\mathbf{x}^* + \mathbf{B}^*\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}^*\mathbf{x}^* + \mathbf{D}^*\mathbf{u} \end{cases} \quad \begin{cases} \mathbf{A}^* = \mathbf{TAT}^{-1} \\ \mathbf{B}^* = \mathbf{TB} \\ \mathbf{C}^* = \mathbf{CT}^{-1} \\ \mathbf{D}^* = \mathbf{D} \end{cases}$$

- MATLAB: `ss2ss`, `canon`

TRANSMISSION. Transmisión. Sistema que toma la potencia de un motor y la lleva a los dos rotores en un helicóptero.

VARIABLE CONTROLADA. Variable dinámica que se regula. Esta variable es medida por los sensores.

VARIABLE DE CONTROL. Variable entregada por el controlador para ser aplicada al actuador, después de ser transformada y amplificada. Esta variable depende de la variable error.

VARIABLE DE ERROR. Desviación de la variable controlada del punto de referencia. El regulador digital responde en dependencia de esta variable.

VARIABLES DE ESTADO. Conjunto mínimo de variables $\{x_i\}$ tales que su conocimiento en un momento inicial t_0 , junto con las entradas en un momento $t \geq t_0$





SENA

**SERVICIO NACIONAL DE APRENDIZAJE
REGIONAL VALLE DEL CAUCA
CENTRO DE ELECTRICIDAD Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIAL
CALLE 52 No. 2 BIS 15 TEL.: 441 58 17 - 18
ceai@sena.edu.co**