

3. Controladores y acciones de control

3.1 Controladores industriales:

En los sistemas de control, el controlador es el elemento encargado de comparar la señal de referencia con la señal de salida del proceso y producir una señal de control, la cual, es enviada al actuador para tratar de corregir el error y mantener la variable controlada en el valor de referencia preestablecido (set point).

Desde el punto de vista de la tecnología de fabricación, estos se pueden clasificar en: neumáticos, electrónicos y digitales (basados en microprocesador) (Fig. 3.1 Y 3.2)

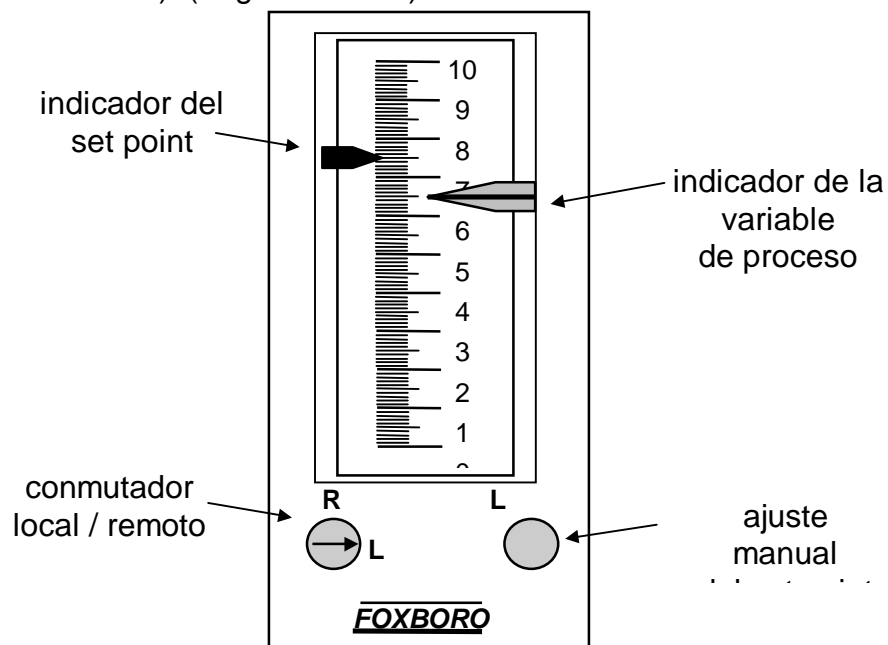


FIGURA 3.1. Controlador de proceso

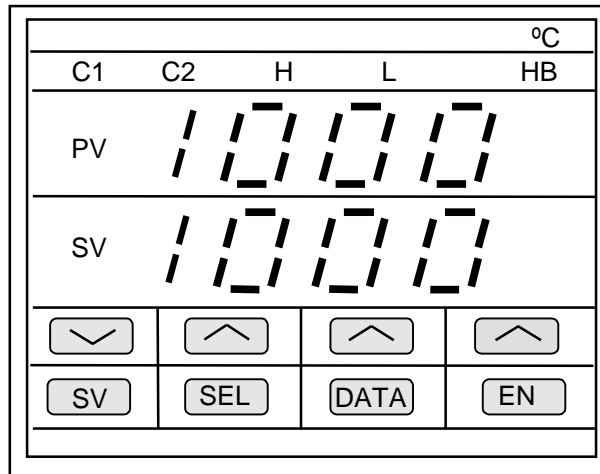


FIGURA 3.2. Controlador de temperatura basado en microprocesador

Modos de operación del controlador:

Automático: En éste modo de operación el controlador decide y emite la señal apropiada hacia el elemento final de control, para mantener la variable controlada en el punto de referencia.

Manual: Cuando el controlador está en manual, éste cesa de decidir y “congela” su salida, entonces el operario o ingeniero puede cambiar manualmente el set point o punto de referencia. En el modo manual, el punto de referencia no tiene influencia sobre la salida del controlador, solamente el ajuste manual tiene efecto sobre la salida del controlador.

Local: Este modo de operación se elige cuando el set point lo manipula el operador, desde el panel donde está ubicado el instrumento, mediante una perilla o interruptor.

Remoto: Cuando el punto de referencia lo fija otro dispositivo, controlador, relevador o computador, se elige el modo de operación remota. Cuando se selecciona el modo remoto, la perilla de ajuste de modo local no tiene efecto; en este caso el controlador recibe la señal de referencia desde otro dispositivo.

Acción inversa: En este modo, el controlador presenta un decremento en la señal de salida, cuando hay un incremento en la señal de entrada. Un

ejemplo de aplicación se presenta en el control de la temperatura de un intercambiador de vapor. (Figura 3.3).

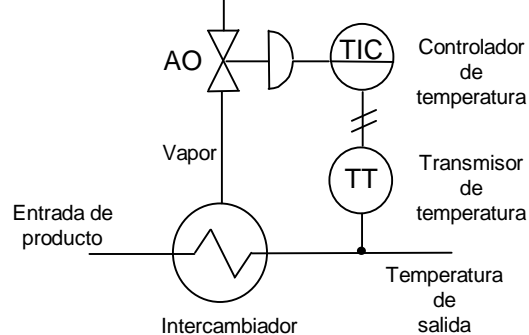


Figura 3.3. Control de un intercambiador de calor

En este caso, si la temperatura aumenta y sobrepasa el punto de referencia, el controlador debe cerrar la válvula de vapor. Debido a que la válvula es de aire para abrir (AO), se debe reducir la señal de salida del controlador (presión de aire o corriente).

Acción directa: En este caso, si hay un incremento en la señal de entrada al controlador se presenta un incremento en la señal de salida. Considérese el sistema de control de nivel de un tanque. (Fig. 3.4)

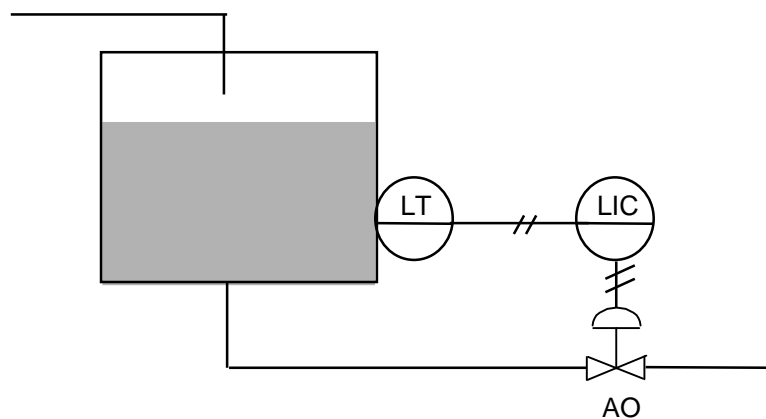


Figura 3.4. Control de nivel

En este sistema, si el nivel del líquido rebasa el punto de referencia, el controlador debe abrir la válvula para que el nivel descienda nuevamente. Debido a que la válvula es de aire para abrir (AO), el controlador debe incrementar su señal de salida

3. 2 Acciones de control:

El término **acción de control** se refiere a la manera en que la señal actuante es empleada por los elementos de control para lograr la corrección. Un conocimiento de las características de las diversas acciones de control es útil para predecir la respuesta de los sistemas de control, especialmente en aquellos casos donde las funciones de transferencia son desconocidas, o bien, no están bien definidas. Un ejemplo es el control del ambiente en un edificio comercial; el equipo de calefacción y de enfriamiento, las tuberías y el edificio mismo se encuentran todos, en el lazo de control. Un conocimiento de las acciones de control también permite al ingeniero de control seleccionar la más apropiada para cada aplicación en particular.

Los controladores industriales analógicos, se pueden clasificar de acuerdo con sus acciones de control de la siguiente forma:

- Controladores de dos posiciones (on-off)
- Controladores proporcionales
- Controladores integrales
- Controladores PI (proporcional-integral)
- Controladores PD (proporcional-derivativo)
- Controladores PID (proporcional-integral-derivativo)

3.1 Control de dos posiciones:

En un sistema de control de dos posiciones, el elemento final de control tiene dos posiciones fijas que son “todo” o “nada” y en muchos casos prendido o apagado (on-off). El controlador de dos posiciones, o todo-nada es relativamente simple y económico, y por ésta razón se usa ampliamente en sistemas de control, tanto industriales como domésticos.

En un controlador de dos posiciones la señal de salida del controlador $U(t)$ permanece en un valor máximo o mínimo, según sea la señal de error $e(t)$ positiva o negativa:

$$U(t) = \begin{cases} U_1 & \text{para } e(t) > 0 \\ U_2 & \text{para } e(t) < 0 \end{cases}$$

donde U_1 y U_2 , son constantes y muchas veces U_2 es cero ó $-U_1$. En general los controladores de dos posiciones son dispositivos eléctricos tales como válvulas solenoides, relés o controladores neumáticos proporcionales

con una ganancia muy alta. En la Figura 3.5a. puede verse el diagrama de bloques de éste controlador

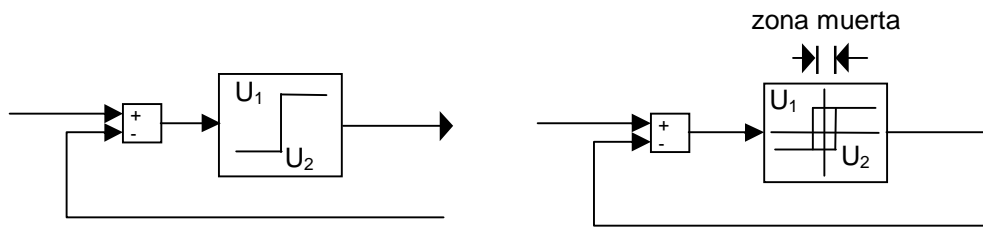


FIGURA 3.5 . a. Control on-off muerta

b. Control on-off con zona

Estando limitado a dos posiciones, el control todo-nada proporciona demasiada, o muy poca corrección al sistema. En esta forma, la variable controlada puede moverse continuamente entre los dos límites requeridos y hacer que el elemento de control vaya de una posición fija a la otra. El rango en el que la señal de error puede variar antes que se produzca la conmutación, se denomina **banda diferencial** o **zona muerta**. En la Figura 3.5b se indica una banda diferencial. Tal banda diferencial hace que la salida del controlador $U(t)$ mantenga su valor hasta que la señal de error haya rebasado ligeramente el valor mínimo. En algunos casos, la zona muerta es el resultado de una fricción no intencional o movimiento perdido; sin embargo, a veces se provoca en forma deliberada para impedir la acción excesivamente frecuente del actuador o elemento final de control.

Sistema de nivel de líquido: En el sistema de nivel de líquido de la Figura 3.6, el nivel h del tanque se controla por medio de una válvula solenoide, la cual permite el flujo total o nulo hacia el tanque

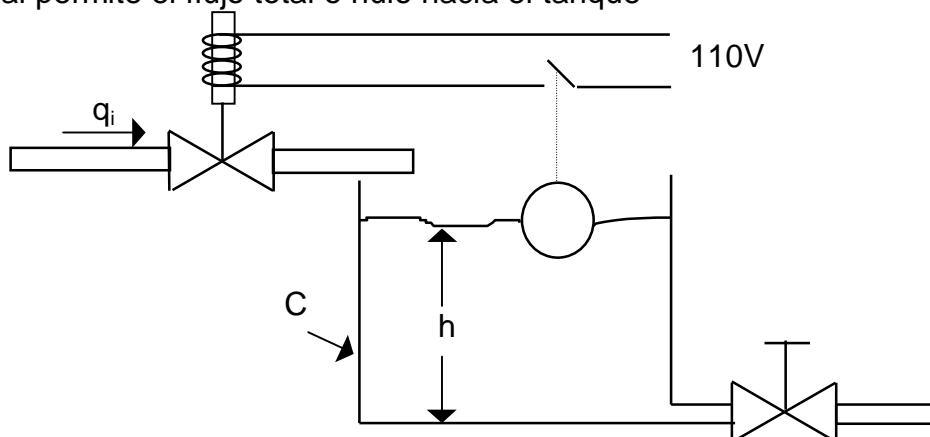


FIGURA 3.6. Sistema de control on-off de nivel de líquido

La ecuación diferencial que define el comportamiento del tanque sin control es:

$$RC \frac{dh}{dt} + h = R \cdot q_i(t)$$

La respuesta del sistema se muestra en la Figura 3.7.

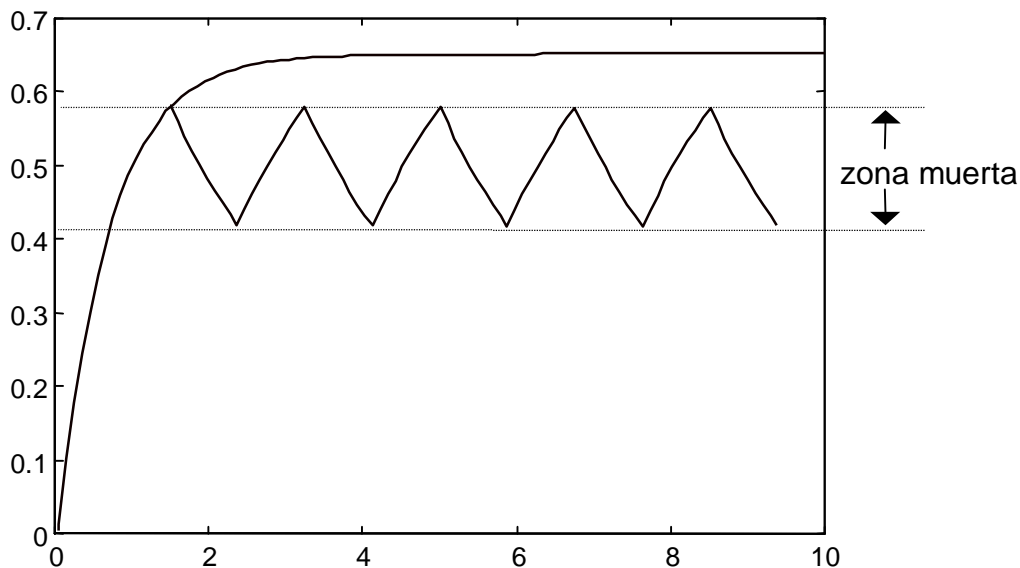


FIGURA 3.7. Respuesta de un controlador de dos posiciones

Como se puede observar en la figura 3.7, la salida fluctúa continuamente entre los dos límites requeridos para producir la acción del actuador desde una posición fija a la otra. Se nota que la curva de salida sigue una de dos curvas exponenciales, una correspondiente a la curva de llenado y la otra a la curva de vaciado. Tal oscilación es típica de un sistema bajo la acción de un controlador de dos posiciones.

En la Figura 3.8, se observa que la amplitud de la oscilación de salida puede reducirse disminuyendo la zona muerta o banda diferencial. Sin embargo, la reducción de la banda diferencial aumenta las oscilaciones, y por tanto reduce la vida útil de los componentes

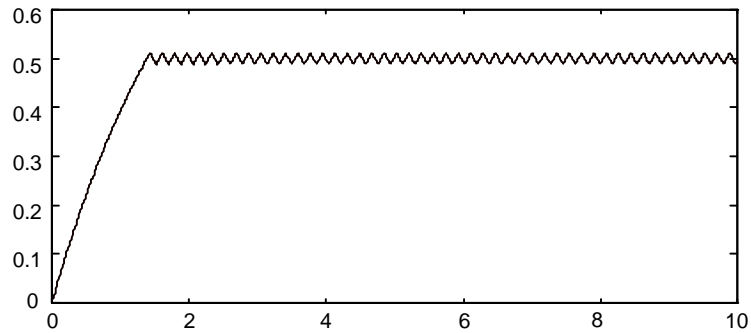


FIGURA 3.8. Efecto de la disminución de la banda diferencial

3.2 Control proporcional

Para un controlador proporcional, la acción correctiva es proporcional al error:

$$U(t) = K_p * e(t)$$

donde K_p es la **ganancia proporcional**.

Una característica importante de la acción de control proporcional es que si se necesita una corrección sostenida debido a una perturbación constante que actúa sobre el sistema, existirá un error en estado estable.

Respuesta de un control proporcional ante una perturbación:

Ahora se analizará el efecto de un par de perturbación en la carga del sistema de control de posición proporcional mostrado en la Figura 3.9.

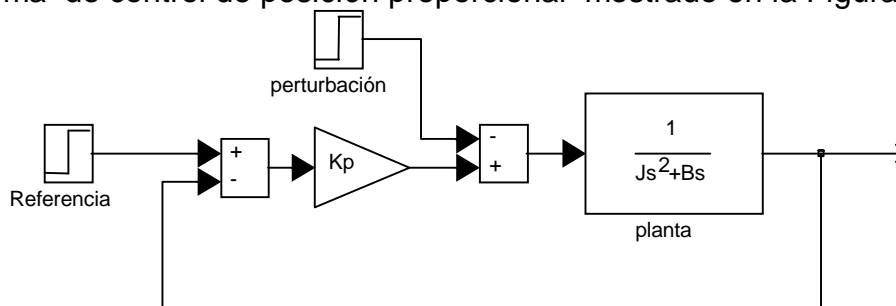


FIGURA 3.9. Sistema de control proporcional con par de perturbación

El error en estado estacionario debido a una par perturbador escalón de magnitud N está dado por :

$$e_{ss} = N / (1+Kp)$$

El error estacionario se puede reducir aumentando el valor de la ganancia Kp. Sin embargo, al aumentar este valor, la respuesta del sistema se vuelve oscilatoria.

En la Figura 3.10 se muestran las curvas típicas para diferentes valores de Kp sin perturbación . Se observa que al aumentar Kp la salida es más oscilatoria, pero no hay error en estado estacionario.

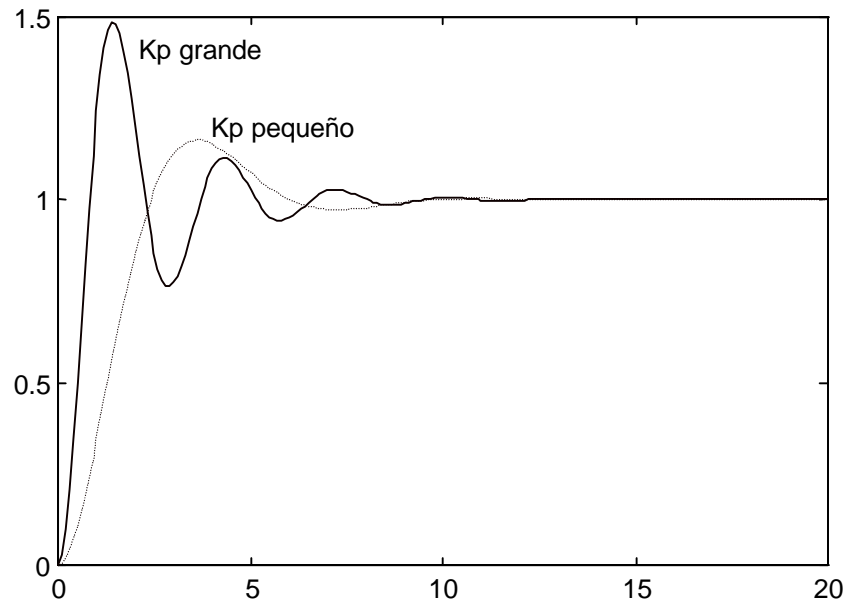


FIGURA 3.10. Respuesta del controlador proporcional sin par de perturbación

En la Figura 3.11, se muestran dos curvas de respuesta para diferentes valores de Kp, pero ahora con un par de perturbación. Se observa que al aumentar el valor de Kp se disminuye el error en estado estacionario, pero el sistema se hace más oscilatorio.

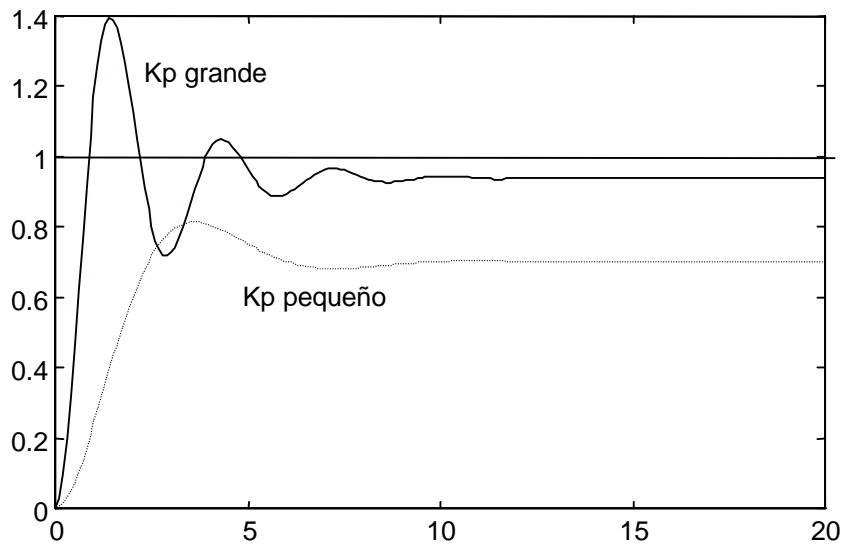


FIGURA 3.11. Respuesta de un controlador proporcional ante un par de perturbación

En la siguiente figura puede verse la forma en que actúa un controlador proporcional cuyo punto de consigna es 150°C y cuyo intervalo de actuación es de 100°C a 200°C . Cuando la variable controlada está en 100°C o menos, la válvula está totalmente abierta; a 200°C o más está totalmente cerrada y entre 100 y 200°C la posición de la válvula es proporcional al valor de la variable controlada. Por ejemplo, a 125°C está abierta en un 75% y a 150°C en un 50%.

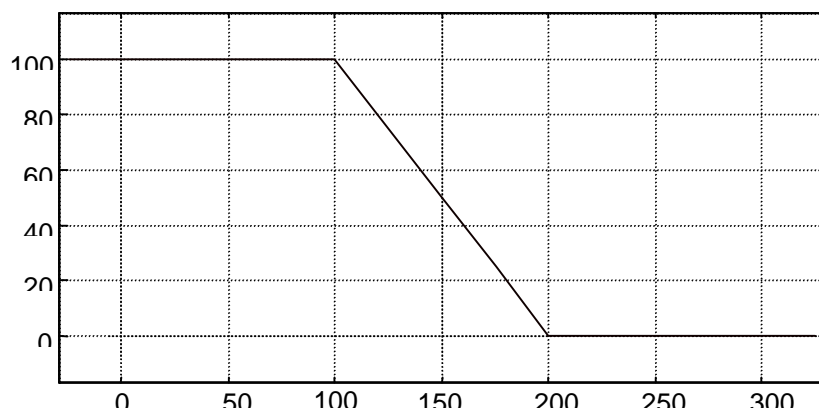


FIGURA 3.12. Control proporcional

Muchos controladores emplean en lugar de la ganancia la denominada banda proporcional que es la inversa de la ganancia: $BP \% = 100\% / K_p$

La **banda proporcional** es el porcentaje de variación de la variable controlada necesaria para provocar una carrera completa del elemento final de control. El valor de la banda proporcional de un instrumento particular, se expresa usualmente en tanto por ciento de su campo de medida total. Por ejemplo, si la escala del instrumento es 200°C , y se necesitan 50°C de cambio para provocar una carrera total de la válvula, el tanto por ciento de la banda proporcional es $50/200$, o sea 25%. En los controladores prácticos, la banda proporcional puede variar desde 1 hasta 500%. En la Figura 3.13 se explica claramente el concepto de banda proporcional en tanto por ciento. Notese que la banda proporcional superior a 100% no puede causar una carrera total incluso para un cambio completo de la variable controlada.

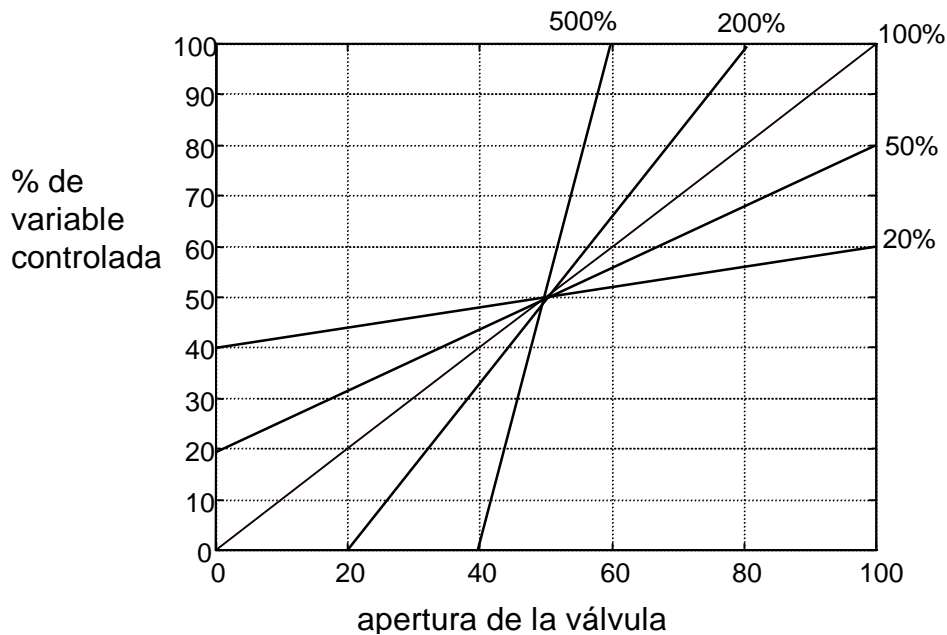


FIGURA 3.13. Banda proporcional

3.3 Control Integral:

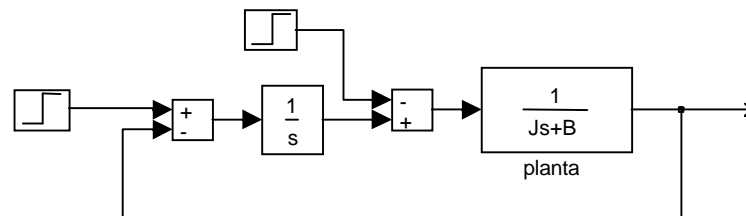
En un controlador integral, el valor de la salida del controlador $u(t)$ varía en razón proporcional a la señal de error

$$\frac{d u(t)}{d t} = K_i \cdot e(t) \quad (2)$$

$$u(t) = K_i \cdot \int_0^t e(t) dt \quad (3)$$

La ecuación (2) indica que la corrección se hace proporcional al error, de manera que un controlador integral continuará corrigiendo hasta que el error sea cero. Esta tendencia a eliminar cualquier error del sistema en el estado estable es la principal ventaja que se obtiene de la acción de control integral; pero la desventaja radica en que el control integral tiende a sobrecorregir, produciendo por tanto una respuesta oscilatoria y en algunos casos inestabilidad.

El uso y las características de la acción de un controlador integral se ilustrarán con el ejemplo anterior, peor ahora tomando la velocidad como



salida:

Figura 3.14. Sistema de control integral con perturbación

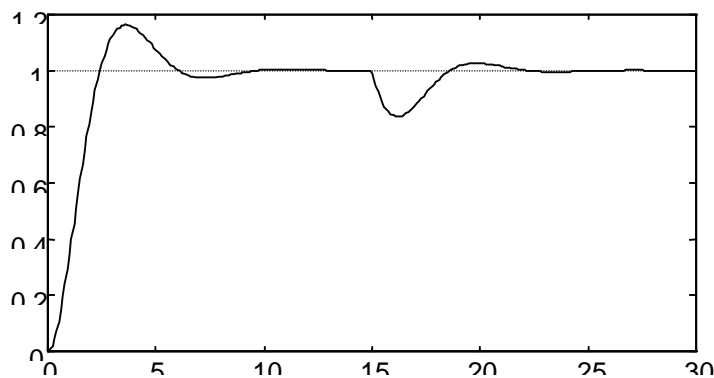


FIGURA 3.15. Respuesta del control integral con perturbación en T=15 seg.

En la Figura 3.15 se observa que el controlador integral corrige efectivamente el error ante una perturbación constante, llevándolo a cero.

Sin embargo para el sistema de la Figura 3.16, el controlador integral responde llevando el sistema hacia la inestabilidad, tal como se observa en la respuesta de la Figura 3.17.

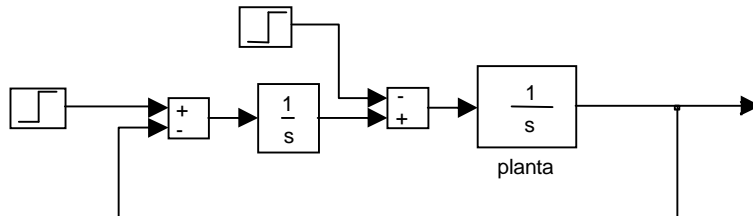
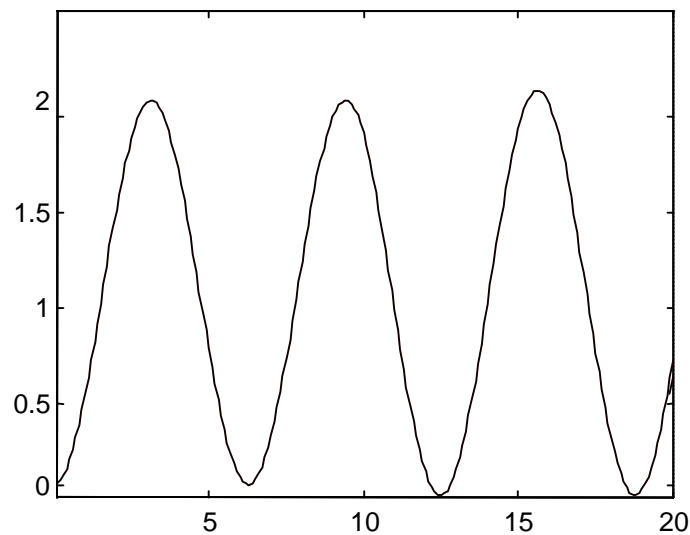


FIGURA 3.16. Sistema con controlador integral inestable

FIGURA 3.17. Respuesta inestable de un sistema con controlador integral



3.4 Control Proporcional-Integral:

Las acciones de control proporcional e integral pueden combinarse para producir una corrección que es la suma de las contribuciones individuales. Expresado matemáticamente:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) dt$$

y la función de transferencia del controlador es:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \right)$$

donde K_p es la ganancia proporcional y T_i se denomina **tiempo integral**. Ambos valores, son ajustables. El tiempo integral regula la acción integral, mientras que una modificación en K_p afecta tanto a la parte integral como a la proporcional.

Con este tipo de control puede eliminarse la condición indeseable de inestabilidad limitada presentada en el caso anterior, aquí la acción proporcional estabiliza el sistema y la acción integral elimina el error en estado estacionario.

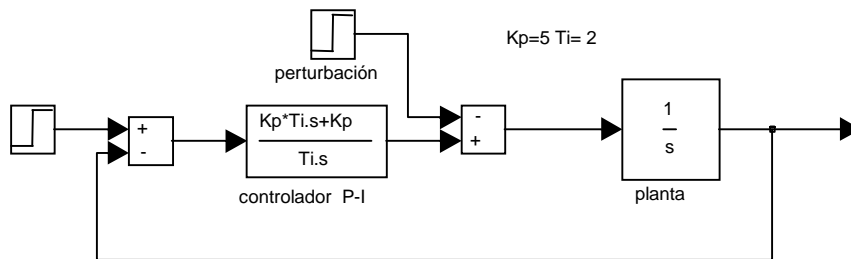


FIGURA 3.18. Sistema de control proporcional e integral

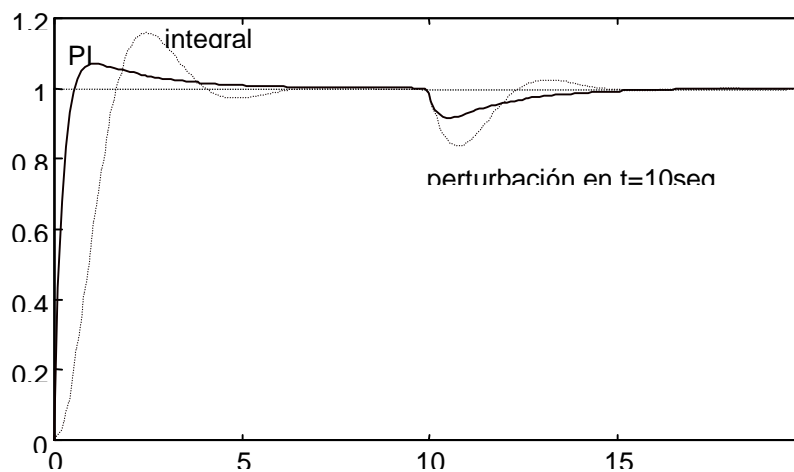


FIGURA 3.19. Respuesta de un sistema con control proporcional -integral

3.5 Control proporcional-derivativo:

En el control “derivativo” se hace una corrección que es proporcional a la derivada del error respecto al tiempo. Expresado matemáticamente:

$$U(t) = K_d * \frac{d e(t)}{dt}$$

donde K_d es la ganancia del control “derivativo”.

El control derivativo es útil porque responde a la rapidez de cambio del error y puede producir una corrección significativa antes de que la magnitud real del error sea grande. Por ésta razón, a veces se dice que el control “derivativo” se anticipa al error y, de ésta manera, inicia una prematura corrección del error. Sin embargo, a pesar de su utilidad, el control “derivativo” no puede usarse solo porque no responderá a un error en estado estable.

La acción de control proporcional-derivativo se define por la siguiente ecuación:

$$U(t) = K_p \cdot e(t) + K_p \cdot T_d \cdot \frac{d e(t)}{dt}$$

y la función de transferencia es:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot (1 + T_d \cdot s)$$

donde K_p es la ganancia proporcional y T_d es una constante denominada **tiempo derivativo**. Tanto K_p como T_d son regulables. El tiempo derivativo T_d es el intervalo de tiempo en el que la acción derivativa se adelanta a la acción proporcional.

Aunque la acción derivativa tiene una ventaja de anticiparse al error, sus desventajas son que amplifica las señales de ruido y produce un efecto de saturación en el actuador.

En la Figura 3.20 se muestra la implementación de un control derivativo análogo en Simulink

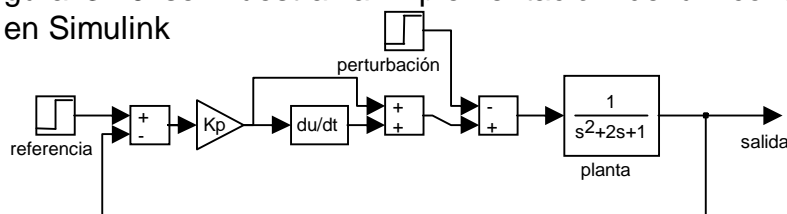


FIGURA 3.20. Control proporcional-derivativo

En la figura 3.21 se comparan las respuestas obtenidas con un control proporcional y un control proporcional derivativo. Se observa que el controlador P-D responde más rápidamente que el proporcional ante una perturbación.

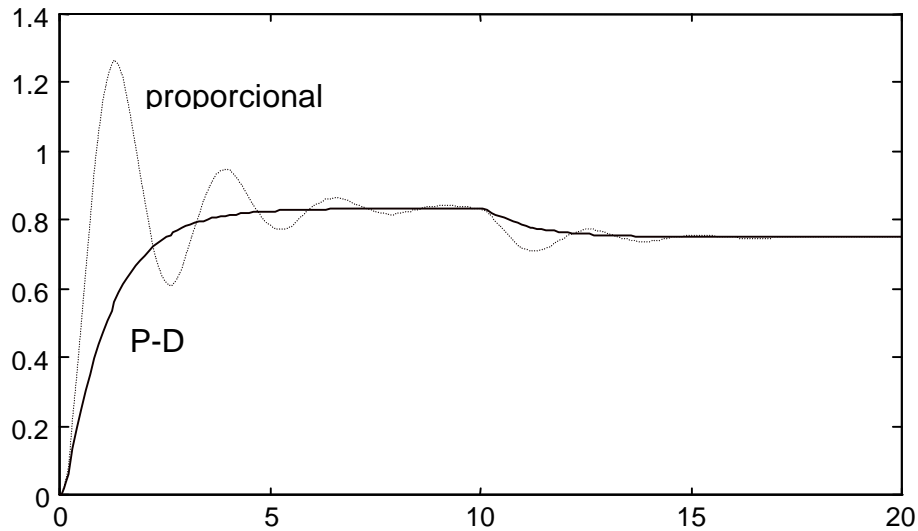


FIGURA 3.21. Comparación entre un control proporcional y un control P-D

3.6 Control PID (proporcional-integral-derivativo)

La combinación de los efectos proporcional, integral y derivativo, se denomina acción PID. Esta combinación tiene la ventaja de cada una de las tres acciones de control individuales. La ecuación de un control con ésta acción es:

$$U(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt + K_p \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt}$$

y la función de transferencia es:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \right)$$

donde: *K_p*: ganancia proporcional
T_d: tiempo derivativo
T_i: tiempo integral

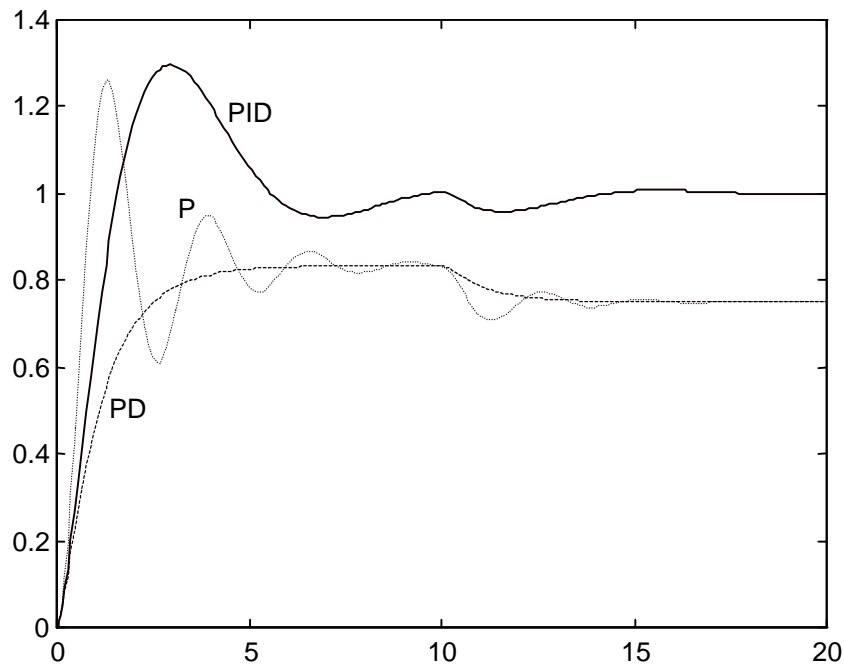


FIGURA 3.22. Acción de control PID

Consideraciones prácticas sobre los PIDs:

a. Efecto del ruido en la salida del controlador:

Los controladores PID se utilizan en procesos donde las constantes de tiempo son largas. (p. ej. en procesos de control de temperatura y control de concentración). Los procesos en los que las constantes de tiempo son pequeñas (control de presión y flujo), son rápidos y susceptibles al ruido. Cuando la señal de realimentación presenta mucho ruido (Figura 3.23), ya sea por el transmisor o por el proceso en sí, es necesario tomar precauciones, filtrando la señal que sale del transmisor , antes de llevarla al controlador. De lo contrario, debido a la acción derivativa, el controlador amplificará la señal de ruido (Fig. 3.24)

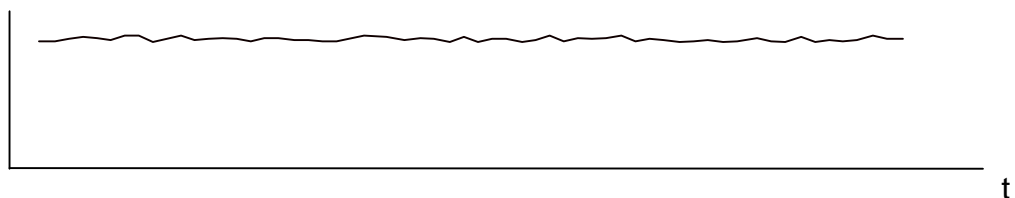
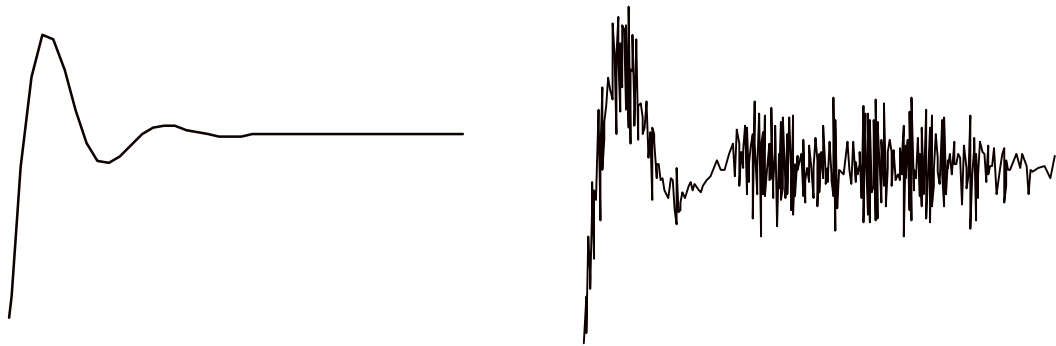


FIGURA 3.23. Señal ruidosa del transmisor



a) Sin ruido

b) Con ruido en la señal de realimentación

FIGURA 3.24. Salida del controlador PID

b. Ecuación del fabricante del controlador:

Las constantes que aparecen en la ecuación que describe la acción de un controlador PID:

$$U(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt + K_p \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt}$$

K_p , T_i y T_d , son modificadas por algunos fabricantes de controladores así:

BP : Banda proporcional (%) , $BP = 100/K_p$

T_i^R : rapidez de reajuste (repeticiones/minuto), $T_i^R = 1/T_i$

T_D : rapidez de derivación (minutos), $T_D = T_d$

T_i : tiempo de reajuste $T_i = T_i$ (minutos)

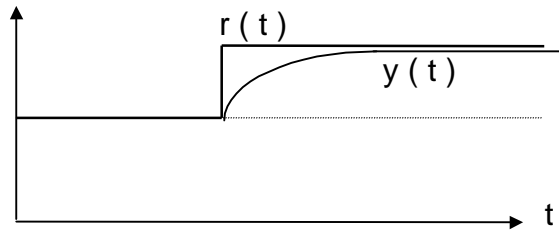
c. Controladores digitales:

La implementación de controladores digitales, mediante el computador o los microprocesadores, permite realizar algunas modificaciones prácticas en la ecuación ideal del controlador analógico:

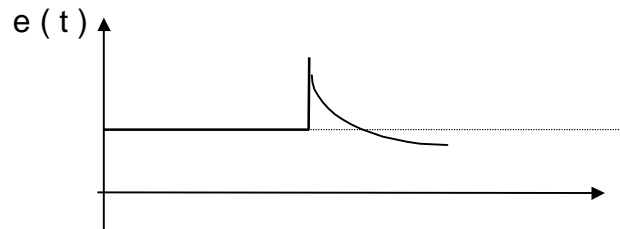
$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \right)$$

Cuando se desea cambiar el punto de consigna o set-point, necesariamente se introduce un cambio en el error, y debido a que el controlador toma la

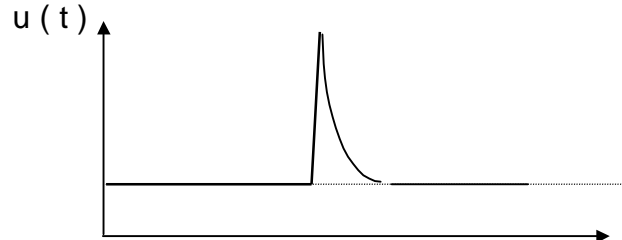
derivada del error, se produce entonces un cambio súbito en la salida del mismo. (Fig. 3.25).



a. Cambio en el set point $r(t)$ y correspondiente cambio en la salida del proceso $y(t)$



b. Cambio en la señal de error



c. Salida del controlador

FIGURA 3.25. Efecto del cambio en el set-point debido a la acción derivativa

Con el finde evitar éste problema en el término derivativo:

$$\frac{d e(t)}{dt} = \frac{d [r(t) - y(t)]}{dt}$$

\nearrow
 $\cancel{\quad}$
 \searrow

en lugar de tomar la derivada del error, se toma la derivada de la salida pero con signo negativo:

$$\frac{d e(t)}{dt} = \frac{d [r(t) - y(t)]}{dt} = - \frac{d y(t)}{dt}$$

Otra posibilidad, consiste en cambiar el set point en forma de rampa; aun

cuando el operador lo cambie en forma súbita.

En la práctica, el término derivativo: $T_D \cdot s$ es imposible de implementar, por lo que se realiza una aproximación de la forma :

$$T_D \cdot s = \frac{T_D \cdot s}{1 + \frac{T_D}{n} \cdot s} \quad n = 3 \text{ a } 10$$

3.7. Métodos de sintonización de controladores:

Existen varios métodos para ajustar los controladores al proceso , es decir, si se tiene el modelo matemático de la planta, entonces es posible aplicar varias técnicas para determinar los parámetros del controlador que cumplan con las especificaciones transitorias y de estado estacionario del sistema de lazo cerrado. Sin embargo, si la planta es tan complicada que no se puede obtener fácilmente un modelo matemático, no resulta posible el método analítico de diseño de controladores PID . Entonces hay que recurrir a procedimientos experimentales para el diseño de controladores PID.

El proceso de seleccionar los parámetros del controlador para que cumpla con las especificaciones de operación se conoce como afinación ,sintonización o **tuning** del controlador.

En el método experimental, las características estáticas y dinámicas del proceso se obtienen a partir de una serie de mediciones realizadas en el proceso real. Estas respuestas del proceso pueden efectuarse de cuatro formas principalmente:

- Método del tanteo
- Método de la ganancia límite de Ziegler- Nichols
- Método de la curva de reacción de Ziegler-Nichols
- Método del relé

Método del tanteo:

Este método requiere que el controlador y el proceso estén instalados completamente y trabajando en forma normal. El procedimiento se basa en poner en marcha el proceso con bandas anchas en todas las acciones (K_p , T_d y K_i pequeños), y estrecharlas (aumentar gradualmente K_p , K_i y T_d) individualmente, hasta obtener la estabilidad deseada.

Para provocar cambios de carga al proceso, y observar las reacciones, se mueve el set point o punto de consigna arriba y abajo en ambas direcciones, lo suficiente para lograr una perturbación considerable, pero no demasiado grande que pueda perjudicar el funcionamiento de la planta o bien crear perturbaciones intolerables en los procesos asociados. Es necesario que pase un tiempo suficiente después de cada desplazamiento del punto de consigna, para observar el efecto total del último ajuste obteniendo algunos ciclos de la respuesta ante la perturbación creada. En procesos muy lentos puede requerir hasta 2 o 3 horas.

El procedimiento para ajustar el controlador PID es el siguiente:

Con la banda derivada e integral a 0 ($T_d = 0$ y $T_i = \infty$), o al mínimo, se estrecha la banda proporcional (aumenta K_p) hasta obtener una relación de amortiguamiento de 0.25. Luego se disminuye T_i (se aumenta la banda integral) lentamente hasta acercarse al punto de inestabilidad. Se aumenta la banda derivada (aumenta T_d) en pequeños incrementos, creando al mismo tiempo desplazamientos del punto de consigna hasta obtener en el proceso un comportamiento cíclico, reduciendo ligeramente la última banda derivada. Después de estos ajustes, puede estrecharse normalmente la banda proporcional con mejores resultados en el control.

En otra forma de ajuste, para obtener una óptima banda derivada se trabaja primero con una banda proporcional que da lugar a una ligera oscilación (varios ciclos) ante una perturbación, con la acción integral reducida al mínimo. Se aumenta a continuación la acción derivada hasta eliminar el ciclo de la proporcional. Se estrecha de nuevo la acción proporcional hasta que los ciclos se inician, y se aumenta todavía más la banda derivada hasta eliminarlos, continuando con éstos pasos hasta que el aumento de la acción derivada no mejore la eliminación de los ciclos producidos. Finalmente se ajusta la acción integral para eliminar el offset.

Reglas de Ziegler-Nichols para sintonización de controladores:

Ziegler y Nichols propusieron reglas para determinar los valores de la ganancia proporcional K_p , del tiempo integral T_i , y del tiempo derivativo T_d basados en las características de respuesta transitoria de una planta dada.

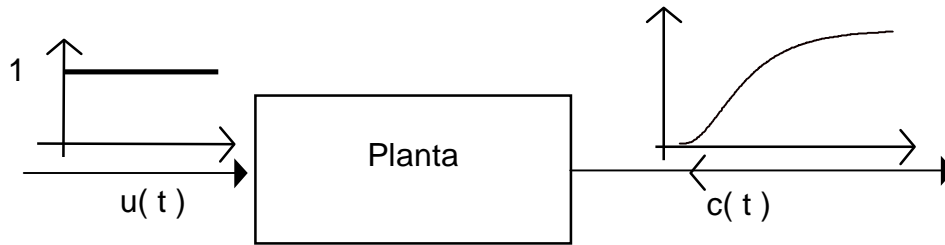


FIGURA 3.27. Respuesta paso de una planta

Estas curvas de respuesta al escalón se pueden generar experimentalmente o a partir de una simulación dinámica de la planta.

La curva en forma de S se puede caracterizar con dos parámetros, el tiempo de atraso L y la constante de tiempo T

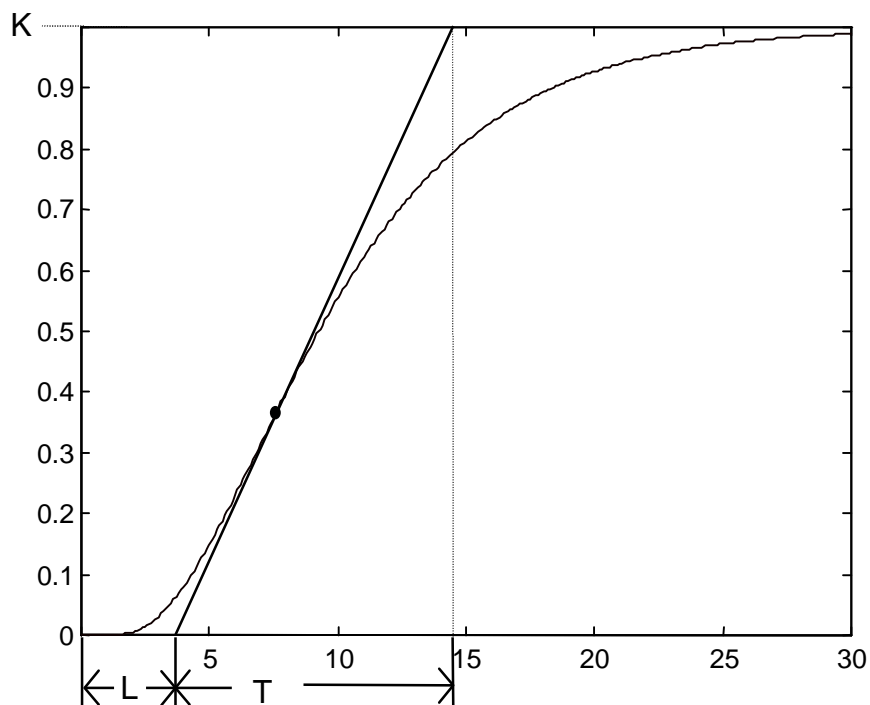


FIGURA 3.28. Curva de respuesta en forma de s

El tiempo de atraso y la constante de tiempo se determinan trazando una línea tangente a la curva en forma de S en el punto de inflexión y se determinan las intersecciones de esta línea tangente con el eje del tiempo y con la línea $c(t) = k$, como se muestra en la Figura 3.28. Entonces la función

de transferencia $C(s)/U(s)$ se puede aproximar por un sistema de primer orden con atraso de transporte.

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts+1}$$

Ziegler y Nichols sugirieron fijar los valores de K_p , T_i y T_d de acuerdo con la fórmula que aparece en la Tabla 1

Nótese que el controlador PID sintonizado de acuerdo con el primer método de Ziegler-Nichols da

$$\begin{aligned} G_c(s) &= K_p(1 + 1/T_i s + T_d s) \\ &= 1.2T/L(1 + 1/2Ls + 0.5Ls) \\ &= 0.6T \frac{\left(s + \frac{1}{L}\right)^2}{s} \end{aligned}$$

Así el controlador PID tiene un polo en el origen y un cero doble en $s = -1/L$

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	T/L	∞	0
PI	$0.9(T/L)$	$L / 0.3$	0
PID	$1.2(T/L)$	$2L$	$0.5L$

TABLA 3.1. Reglas de sintonización de Ziegler-Nichols basadas en la respuesta al escalón de la planta (método de la curva de reacción).

Segundo método (cíclico):

En el segundo método, primero se hace $T_i = \infty$ y $T_d = 0$. Usando solamente la acción de control proporcional, incremente K_p desde 0 hasta un valor crítico K_{cr} en la cual la salida exhiba por primera vez oscilaciones sostenidas. (Si la

salida no presenta oscilaciones sostenidas para cualquier valor que pueda tomar K_p , entonces no se puede aplicar este método). (Ver la Figura 3.29)

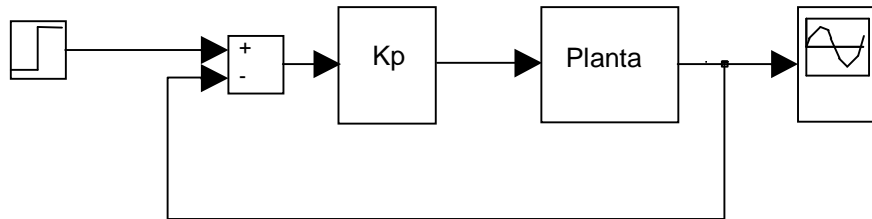


FIGURA 3.29. Sistema de lazo cerrado con controlador proporcional

Así se determina experimentalmente la ganancia crítica K_{cr} y el periodo correspondiente P_{cr} (vea la figura 3.30).

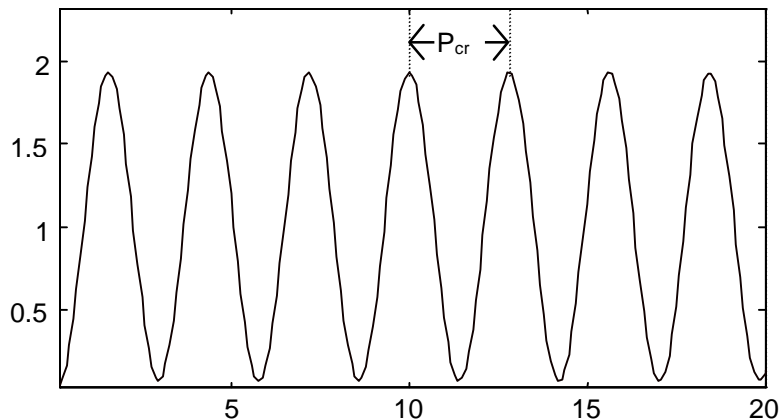


FIGURA 3.31. Oscilación sostenida de período P_{cr}

Ziegler y Nichols sugirieron fijar los valores de K_p , T_i , y T_d de acuerdo a la fórmula de la Tabla 3.2. Notese que el controlador PID sintonizado mediante el segundo método de reglas de Ziegler- Nichols es

$$\begin{aligned}
 G_c(s) &= K_p (1 + 1/T_i s + T_d s) \\
 &= 0.6 K_{cr} (1 + 1/0.5 P_{cr} s + 0.125 P_{cr} s) \\
 &= 0.075 K_{cr} p_{cr} \frac{(s + \frac{4}{P_{cr}})^2}{s}
 \end{aligned}$$

Entonces, el controlador PID tiene un polo en el origen y un cero doble en $s = -4/P_{cr}$.

Tipo de controlador	Kp	Ti	Td
P	$0.5 K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45 K_{cr}$	$P_{cr} / 1.2$	0
PID	$0.6 K_{cr}$	$0.5 P_{cr}$	$0.125 P_{cr}$

TABLA 3.2. Reglas de sintonización de Ziegler-Nichols basadas en la ganancia crítica K_{cr} y en el periodo crítico P_{cr} (**método cíclico**).

Las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols se han utilizado mucho para ajustar controladores PID en sistemas de control de procesos cuando las dinámicas de las plantas no se conocen con precisión.

Durante muchos años, tales reglas de sintonización han probado ser muy útiles. Las reglas de Ziegler-Nichols se pueden aplicar, naturalmente, a plantas cuyas dinámicas son conocidas. (Si la dinámica de la planta se conoce, se dispone de muchos procedimientos analíticos y gráficos para el diseño de controladores PID, además de las reglas de Ziegler-Nichols).

Generalmente, para plantas con dinámicas complicadas, pero si integradores, se pueden aplicar las reglas de sintonización de Ziegler Nichols. No obstante, si la planta tiene un integrador, éstas reglas no son aplicables.

Método del relé:

El segundo método de Ziegler Nichols (cíclico) es difícil de automatizar o ejecutarlo de tal forma que la amplitud de la oscilación se mantenga bajo control . La operación del proceso cercano a la inestabilidad es peligrosa y necesita manejo autorizado en una planta industrial, y es por eso que se utiliza el método del relé. En éste método, la oscilación apropiada es generada por una realimentación y un controlador de relé. El sistema es conectado como se muestra en la Figura 3.32.

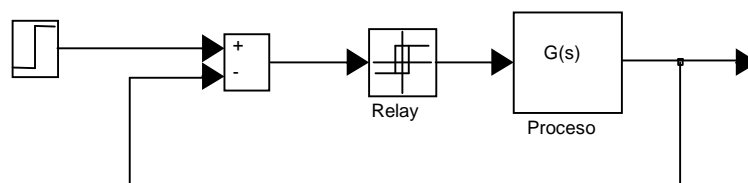


FIGURA 3.32. Sistema con realimentación de relé.

Para algunos sistemas existirá una oscilación (como se muestra en la Figura 3.33), cuando la variable de control es una onda cuadrada y cuando la salida es cercana a una senoide.

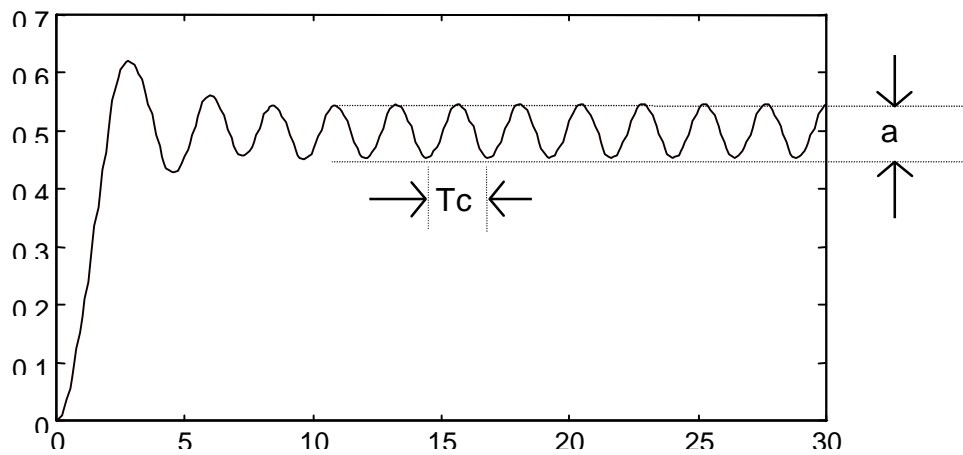


FIGURA 3.33. Oscilación para un sistema con realimentación de relé.

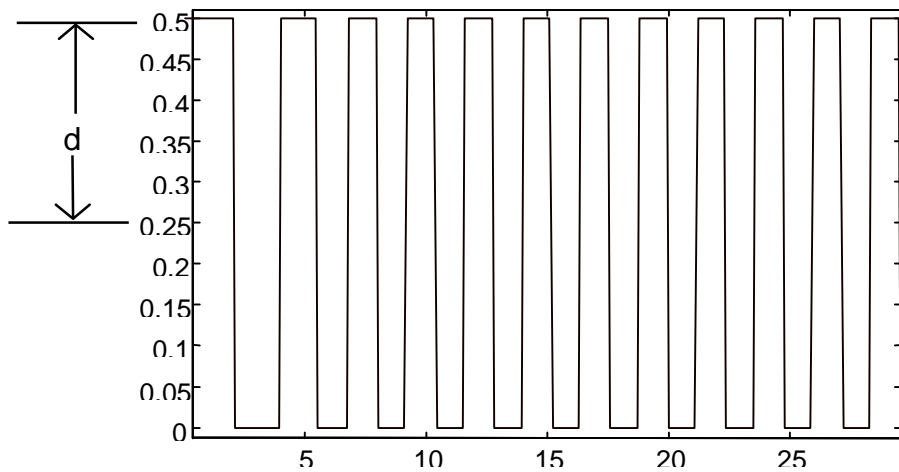


FIGURA 3.34. Señal de Control de realimentación con relé.

Nótese que los procesos de entrada y salida están fuera de fase y que la amplitud de la oscilación es proporcional a la amplitud del Relé. Para

explicar como trabaja el sistema, se asume que la salida del Relé es expandida en una serie de Fourier y que el proceso atenúa efectivamente los armónicos de orden superior . Si "d" es la amplitud del relé, su primer armónico es $4d/\pi$. donde "a" es la amplitud de oscilación en la salida del proceso.

Entonces :

$$K_c = 4.d / \pi.a$$

El experimento de relé es fácilmente automatizable., ya que la amplitud de la oscilación es proporcional a la salida del relé, esto hace fácil su control ajustando la salida del relé.