

# **TRABAJO ESPECIAL DE GRADO**

## **ESTUDIO DE LA INFLUENCIA DEL PERÍODO DE MUESTREO EN EL COMPORTAMIENTO DE UN SISTEMA DE REGULACIÓN PID DIGITAL PARA EL CONTROL DE FLUJO.**

Presentado ante la ilustre  
Universidad Central de Venezuela  
Por los Brs.  
Mora Z. Franklin A.  
Vergara V. Luis E.  
Para optar al título  
de Ingeniero Mecánico

**CARACAS, 2002**

## **TRABAJO ESPECIAL DE GRADO**

### **ESTUDIO DE LA INFLUENCIA DEL PERÍODO DE MUESTREO EN EL COMPORTAMIENTO DE UN SISTEMA DE REGULACIÓN PID DIGITAL PARA EL CONTROL DE FLUJO.**

TUTOR ACADÉMICO: Prof. Pedro Lecue

Presentado ante la ilustre  
Universidad Central de Venezuela  
Por los Brs.  
Mora Z. Franklin A.  
Vergara V. Luis E.  
Para optar al título  
de Ingeniero Mecánico

**CARACAS, 2002**

**Mora Z. Franklin A.  
Vergara V. Luis E.**

**ESTUDIO DE LA INFLUENCIA DEL PERIODO DE MUESTREO EN EL  
COMPORTAMIENTO DE UN SISTEMA DE REGULACIÓN PID DIGITAL  
PARA EL CONTROL DE FLUJO**

**Tutor Académico: Profesor Pedro Lecue. Tesis. Caracas, U.C.V. Facultad de  
Ingeniería. Escuela de Ingeniería Mecánica. 2002. 253 Pág.**

Control digital, Muestreo de datos, Controladores PID, Adquisición de datos.

En el presente trabajo se diseñó un sistema de control y adquisición de datos basado en una computadora personal para determinar la influencia del periodo de muestreo en el comportamiento de un sistema de regulación PID digital para el control de flujo del banco experimental de control del laboratorio de controles automáticos de la escuela de ingeniería mecánica, UCV, al someter al sistema de control a una entrada del tipo escalón, y realizando diferentes ensayos con variación del tiempo de muestreo para distintos valores de set point, verificándose la importancia de una buena selección del periodo de muestreo, el cual debe ser lo suficientemente pequeño para que la aproximación digital sea exacta.

Se introducen variables tan importantes como lo son la calibración, estabilidad y criterios para el filtrado en el sistema de control para los diferentes componentes del sistema.

Se desarrolló un algoritmo de control (PID) para el control mediante PC y se registraron y analizaron las características de la respuesta temporal del sistema de control digital frente a una perturbación del tipo escalón, para distintos tiempos de muestreo, lográndose comparar las diferentes respuestas obtenidas en función de la ganancia y características del proceso.

Se hace evidente la importancia de la selección de un correcto periodo de muestreo dependiendo de las condiciones particulares de proceso el cual conlleva a la obtención de una respuesta del controlador más rápida y adecuada.

Se deja para estudios futuros la aplicación de este tipo de controles a otros procesos como temperatura, etc. El cual nos permite analizar las respuestas de un sistema de una manera más clara y sencilla.

# INTRODUCCIÓN

---

En el siguiente trabajo especial de grado se desarrolla a través de un sistema de control y adquisición de datos basado en una computadora personal un algoritmo de control PID digital para determinar la influencia del periodo de muestreo en el comportamiento de un sistema de regulación PID digital de un banco de pruebas para el control de flujo, el sistema fue sometido a una perturbación de tipo escalón, registrando las diferentes respuestas del sistema y contrastando las diferentes respuestas temporales, para los distintos tiempos de muestreo utilizados.

En la primera parte se trata con detalle todo lo referente a sistemas de control automático, control de proceso, diseño de sistemas de control digital, proceso de muestreo de datos, diseño de controladores PID, diseño de sistemas de control en tiempo discreto, controladores digitales y sistemas de adquisición, conversión y distribución de datos.

Mas adelante se realiza una explicación en detalle de la metodología usada para la implantación del algoritmo de control, se hace una descripción de los diferentes elementos de control utilizados en el sistema de regulación con el cual se trabajo y se realiza un análisis de las diferentes respuestas temporales frente a la perturbación tipo escalón introducida en el sistema, comparando los resultados obtenidos para establecer conclusiones respecto al trabajo realizado.

# AGRADECIMIENTOS

---

Sobre todas las cosas a DIOS por ser mi amigo incondicional y estar a mi lado en los momentos mas dificiles dándome fuerza para seguir adelante, a Nelibet por su apoyo incondicional, a mi hija Andrea Carolina, a mi madre Carmen por permanecer siempre a mi lado apoyándome, a nuestro tutor Prof. Pedro Lecue y cotutor Prof. Arturo Gil por su paciencia y colaboración y a todas aquellas personas que de una forma u otra participaron en la realización de este trabajo de grado.

Mora Z. Franklin A.  
Caracas, 2002

A DIOS por ser el principio y fin de todas las cosas, así como lo son mi madre, mi padre y mis hermanos, a mi esposa Teresa, a mis hijos Maria y Andrés, a mi compañero de tesis, a nuestro tutor de tesis Pedro Lecue y cotutor Arturo Gil y a todas aquellas personas que contribuyeron de una u otra forma para culminar esta tesis.

Vergara V. Luis E.  
Caracas, 2002

# INDICE

---

|   |           |
|---|-----------|
| <b>INTRODUCCIÓN.....</b>  | <b>1</b>  |
| <b>AGRADECIMIENTOS.....</b>   | <b>2</b>  |
| <b>INDICE.....</b>  | <b>3</b>  |
| <b>MARCO TEÓRICO.....</b>   | <b>11</b> |
| <b>1.- PRINCIPIOS BASICOS EN EL ANALISIS DE SISTEMAS DE CONTROL<br/>AUTOMATICO.....</b> | <b>12</b> |
| 1.1.- Términos importantes y objetivos del control automático de<br>proceso.....        | 14        |
| 1.2.- Razones principales para el control de proceso.....                               | 16        |
| 1.3.- Clases de instrumentos.....   | 17        |
| 1.3.1.- En función del instrumento.....   | 17        |
| 1.3.2.- En función de la variable del proceso.....                                      | 20        |
| <b>2.- SISTEMAS AUTOMATICOS DE CONTROL.....</b>   | <b>23</b> |
| 2.1.- Componentes básicos de un sistema de control.....                                 | 24        |
| 2.2.- Clasificación de los sistemas de control.....                                     | 32        |
| 2.3.- Sistemas de control digital.....  | 34        |

|  |           |
|--|-----------|
| 2.3.1.- Forma de las señales en un sistema de control digital...                                     | 35        |
| 2.3.2.- Definición de términos.....  | 37        |
| 2.4.- Aplicaciones de los sistemas de control para computadoras<br>digitales.....                    | 41        |
| <b>3.- PROCESO DE MUESTREO DE DATOS.....</b>   | <b>44</b> |
| 3.1.- Tipo de operaciones de muestreo.....   | 45        |
| 3.2.- Comentarios acerca de la selección del periodo de muestreo.....                                | 46        |
| 3.3.- Sistemas de muestreo de datos.....   | 49        |
| 3.4.- Ajuste de controladores por muestreo de datos.....   | 54        |
| <b>4.- DISEÑO DE SISTEMAS DE CONTROL DIGITAL.....</b>  | <b>57</b> |
| 4.1.- Especificaciones de diseño.....  | 57        |
| 4.2.- Principios fundamentales de diseño.....  | 60        |
| 4.3.- Comentarios acerca de los controladores digitales.....   | 62        |
| 4.4.- Controlador proporcional (P).....  | 63        |
| 4.5.- Diseño con el controlador (PD).....  | 68        |
| 4.6.- Diseño con el controlador (PI).....  | 74        |
| 4.7.- Diseño con el controlador (PID).....   | 82        |
| <b>5.- METODOS USADOS EN LA SINTONIZACIÓN DE CONTROLADORES<br/>  PID.....</b>                        | <b>87</b> |
| 5.1.- Método de sintonización para circuitos cerrados o ajuste en línea de<br>Ziegler y Nichols..... | 89        |
| 5.2.- Caracterización del proceso mediante el método de<br>Ziegler y Nichols.....                    | 93        |

|   |            |
|---|------------|
| 5.3.- Prueba ó ensayo del proceso tipo escalón.....   | 98         |
| 5.3.1.- Método de determinación 1.....  | 102        |
| 5.3.2.- Método de determinación 2.....  | 103        |
| 5.3.3.- Método de determinación 3.....  | 105        |
| 5.4.- Método de sintonización para circuitos abiertos de<br>Ziegler y Nichols.....  | 108        |
| 5.5.- Sintonización mediante los criterios de error de<br>integración mínimo.....   | 109        |
| <b>6.- ANALISIS DE LOS CONTROLADORES POR RETROALIMENTACIÓN<br/>(PID).....</b>   | <b>119</b> |
| 6.1.- Desarrollo de la formula de síntesis del controlador.....   | 119        |
| 6.2.- Especificación de la respuesta de circuito cerrado.....   | 121        |
| 6.3.- Modos del controlador y parámetros de ajuste.....   | 123        |
| 6.4.- Modo derivativo para procesos con tiempo muerto en un controlador PID<br>y resumen de la síntesis de controladores..... | 131        |
| 6.4.1.- IAE mínima del valor integral.....  | 137        |
| 6.4.2.- Sobrepasso del 5%.....  | 137        |
| 6.5.- Estabilidad de sistemas de control lineales.....  | 139        |
| 6.5.1.- Criterio de estabilidad.....  | 141        |
| 6.5.2.- Prueba de Routh.....  | 144        |
| 6.5.3.- Método de sustitución directa.....  | 146        |
| 6.6.- Efecto del tiempo muerto.....   | 148        |



|  |            |
|--|------------|
| en adquisición de datos.....   | 183        |
| 8.7.1.- Control digital supervisado.....   | 184        |
| 8.7.2.- Control digital directo.....   | 185        |
| 8.7.3.- Control digital distribuido.....   | 186        |
| <br>   |            |
| <b>9.- EQUIPOS Y METODOLOGIA INDUSTRIAL.....</b>   | <b>188</b> |
| <b>9.1.- INTRODUCCIÓN.....</b>   | <b>189</b> |
| 9.2.- Características del banco de pruebas.....  | 189        |
| 9.3.- Procedimiento experimental.....  | 191        |
| 9.3.1.- Ensayo de variación del set point mediante una<br>entrada de tipo escalón, calibración de la válvula<br>y conjunto transmisor de flujo-placa orificio..... | 191        |
| 9.3.2.- Caracterización del proceso.....   | 192        |
| 9.3.2.1.- Uso de la función escalón con variación del<br>set point para la caracterización del sistema.....  | 192        |
| 9.3.2.2.- Tabla de resultados de la caracterización<br>del sistema.....  | 195        |
| 9.3.3.- Sintonización del proceso de control.....  | 198        |
| 9.3.4.- Ecuaciones utilizadas para el cálculo de las constantes<br>utilizadas para el calculo de las constantes utilizadas en<br>la sintonización del sistema..... | 200        |
| 9.3.5.- Ensayos de variación en el tiempo de muestreo.....   | 200        |

|  |            |
|--|------------|
| <b>10.- RESULTADOS Y ANALISIS DE RESULTADOS.....</b>   | <b>201</b> |
| 10.1.- Nomenclatura.....   | 202        |
| 10.2.- Respuestas temporales del sistema de regulación para distintos intervalos de muestreo.....                            | 203        |
| 10.2.1.- Generalidades.....  | 203        |
| 10.2.2- Variación del tiempo de muestreo mediante una perturbación de tipo escalón con simulación de tiempo muerto.....      | 203        |
| 10.3.- Análisis de los resultados de la implantación del PID para diferentes tiempos de muestreo.....                        | 213        |
| <br>   |            |
| <b>11.- CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....</b>  | <b>218</b> |
| <br>   |            |
| <b>12.- BIBLIOGRAFIA.....</b>  | <b>222</b> |
| <br>   |            |
| <b>APENDICES.....</b>  | <b>225</b> |
| <b>A.- DESCRIPCIÓN DEL BANCO DE PRUEBAS (ANTON-SILVESTRI), FUNCIONAMIENTO Y CALIBRACIÓN DE LOS ELEMENTOS DE CONTROL.....</b> | <b>226</b> |
| A.1.- Características del banco de pruebas.....  | 226        |
| A.2.- Características técnicas del transductor de presión y vacío Px184....  | 227        |
| A.3.- Características técnicas del convertidor de voltaje o corriente en presión I/P 411-x15.....                            | 228        |

|  |            |
|--|------------|
| <b>B.- ANALISIS DEL PROCEDIMIENTO EXPERIMENTAL.....</b>  | <b>229</b> |
| B.1.- Caracterización del proceso.....   | 229        |
| B.2.- Programación grafica y software para la aplicación y simulación<br>dinámica del sistema de adquisición de datos.....   | 231        |
| B.3.- Descripción del software utilizado para la calibración de la válvula y el<br>conjunto placa orificio-transmisor de flujo y caracterización<br>del sistema..... | 232        |
| B.4.- Variación del set point mediante la función escalón y calibración de la<br>Válvula.....  | 233        |
| B.5.- Calibración del conjunto transmisor de flujo-placa orificio.....   | 237        |
| <b>C.- RESULTADOS DE LA CARACTERIZACIÓN Y SINTONIZACIÓN DEL<br/>CONTROLADOR PID.....</b>   | <b>240</b> |
| C.1.- Generalidades.....   | 240        |
| C.2.- Descripción del programa para la implantación del PID.....   | 242        |
| <b>D.- CARACTERISTICAS GENERALES DEL SISTEMA DE CONTROL Y<br/>ADQUISICIÓN DE DATOS.....</b>  | <b>243</b> |
| D.1.- Elementos utilizados.....  | 243        |
| D.2.- Descripción y características del sistema de adquisición de datos....  | 245        |
| D.3.- Instalación y calibración de las tarjetas de adquisición de datos.....   | 246        |
| D.4.- Calibración de la tarjeta de entrada CIODAS-801.....   | 248        |
| D.5.- Configuración y calibración de la tarjeta de salida CIDAC-02 del<br>sistema de adquisición de datos.....   | 250        |

**ANEXOS..... 253**

# **MARCO TEORICO**

---

# **1.-PRINCIPIOS BASICOS EN EL ANALISIS DE SISTEMAS DE CONTROL AUTOMATICO**

A continuación se hace referencia a algunos de los conceptos más importantes en cuanto a instrumentación industrial, sistemas de control de procesos, los cuales servirán de referencia inicial para el desarrollo y síntesis de los temas que se trataran en el estudio y elaboración de cada uno de los puntos del trabajo especial de grado.

*Revisión histórica:* El primer trabajo significativo en control automático fue el regulador Centrifugo de James Watt para el control de la velocidad de una máquina de vapor, en el siglo dieciocho. Otros avances relevantes en las primeras etapas del desarrollo de la teoría de control se deben a Minorsky, Hazen y Nyquist, entre muchos otros. En 1922 Minorsky trabajó en controladores automáticos de dirección en barcos y mostró cómo se podría determinar la estabilidad a partir de las ecuaciones diferenciales que describen el sistema.

En 1932, Nyquist desarrollo un procesamiento relativamente simple para determinar la estabilidad de los sistemas de lazo cerrado sobre la base de la respuesta a lazo abierto con excitación sinusoidal en régimen permanente. En 1934 Hazen, quien introdujo el término servomecanismos para los sistemas de control de posición, desarrolló el diseño de servomecanismos repetidores capaces de seguir con exactitud una entrada cambiante.

Durante la década de los años cuarenta, los métodos de respuesta en frecuencia posibilitaron a los ingenieros el diseño de sistemas lineales de control de lazo cerrado que satisfacían los comportamientos requeridos. De fines de los cuarenta a principios de los cincuenta, Evans desarrolló por completo el método del lugar de las raíces.

Los métodos de respuesta en frecuencia y del lugar de las raíces, que son el corazón de la teoría de control clásica, llevan a sistemas que son estables y que satisfacen un conjunto de requerimientos de funcionamiento más o menos arbitrarios. Tales sistemas son, en general, aceptables pero no óptimos en ningún sentido significativo. Desde fines de la década de los cincuenta, el énfasis en problemas de diseño de control se desplazó del diseño de uno de los muchos sistemas que funcionan, al diseño de un sistema óptimo en algún sentido determinado. Como las plantas modernas con muchas entradas y salidas, se van haciendo más y más complejas, la descripción de un sistema moderno de control requiere una gran cantidad de ecuaciones. La teoría de control clásica, que trata de sistemas con una entrada y una salida, se vuelve absolutamente impotente ante sistemas de múltiples entradas y salidas. Hacia 1960, gracias a la disponibilidad de las computadoras digitales, se hizo posible el análisis de sistemas complejos en el dominio del tiempo; desde entonces se ha desarrollado la teoría de control moderna, basada en el análisis y síntesis en el dominio del tiempo, utilizando variables de estado, con lo que se posibilita afrontar la complejidad creciente de las plantas modernas y los estrictos requisitos de exactitud, peso y costo en aplicaciones militares, espaciales e

industriales. Los desarrollos más recientes en la teoría de control moderna están en el campo del control óptimo de sistemas, tanto determinísticos como estocásticos, así como en sistemas de control complejos con adaptación y aprendizaje. Ahora que las computadoras digitales se han abaratado y reducido en tamaño, éstas pueden utilizarse como parte integral de estos sistemas de control. Las aplicaciones recientes, de la teoría de control moderna incluyen sistemas no ingenieriles como los de biología, biomedicina, economía y socioeconomía.

### **1.1.- Términos importantes y objetivos del control automático de proceso**

Ahora es necesario definir algunos de los términos que se usan en el campo del control automático de proceso. El primer término es **variable controlada**, ésta es la variable que se debe mantener o controlar dentro de algún valor deseado. En el ejemplo precedente la variable controlada es la temperatura de salida del proceso  $T(t)$ , el segundo término es **punto de control**, el valor que se desea tenga la variable controlada. La **variable manipulada** es la variable que se utiliza para mantener a la variable controlada en el punto de control (punto de fijación o de régimen), finalmente, cualquier variable que ocasiona que la variable de control se desvíe del punto de control se define como **perturbación o trastorno**; en la mayoría de los procesos existe una cantidad de perturbaciones diferentes, la temperatura del proceso  $T(t)$ , el flujo del proceso  $q(t)$ , las condiciones ambientales, la contaminación, etc. Aquí lo importante es comprender que en la industria de procesos, estas perturbaciones son la causa más común de que se requiera el control automático de

proceso; si no hubiera alteraciones, prevalecerían las condiciones de operación del diseño y no se necesitaría supervisar continuamente el proceso.

Los siguientes términos también son importantes. **Circuito abierto o lazo abierto**, se refiere a la situación en la cual se desconecta el controlador del sistema, es decir, el controlador no realiza ninguna función relativa a cómo mantener la variable controlada en el punto de control; otro ejemplo en el que existe control de circuito abierto es cuando la acción (A) efectuada por el controlador no afecta a la medición (M). De hecho, ésta es una deficiencia fundamental del diseño del sistema de control. **Control de circuito cerrado** se refiere a la situación en la cual se conecta el controlador al proceso; el controlador compara el punto de control (la referencia) con la variable controlada y determina la acción correctiva.

Con la definición de estos términos, el objetivo del control automático de proceso se puede establecer como sigue:

El objetivo del sistema de control automático de proceso es utilizar la variable manipulada para mantener a la variable controlada en el punto de control a pesar de las perturbaciones.

*Señales de transmisión:* Enseguida se hace una breve mención de las señales que se usan para la comunicación entre los instrumentos de un sistema de control. Actualmente se usan tres tipos principales de señales en la industria de procesos. La primera es la *señal neumática o presión de aire*, que normalmente abarca entre 3 y 15 psig, con menor frecuencia se usan seriales de 6 a 30 psig o de 3 a 27 psig; su representación usual en los diagramas de instrumentos y tubería (DI&T) (P&ID, por

su nombre en inglés) es.   //       //    La *señal eléctrica o electrónica*, normalmente toma valores entre 4 y 20 mA; el uso de 10 a 50 mA, de 1 a 5 V o de 0 a 10 V es menos frecuente; la representación usual de esta señal en los DI&T es -----  
- .El tercer tipo de señal, el cual se está convirtiendo en el más común, es la *señal digital o discreta* (unos y ceros); el uso de los sistemas de control de proceso con computadoras grandes, minicomputadoras o microprocesadores está forzando al uso cada vez mayor de este tipo de señal.

## **1.2.-Razones principales para el control de proceso**

Se definió el control automático de proceso como "una manera de mantener la variable controlada en el punto de control, a pesar de las perturbaciones". Ahora es conveniente enumerar algunas de las "razones" por las cuales esto es importante, estas razones son producto de la experiencia industrial, tal vez no sean las únicas, pero sí las más importantes.

1. Evitar lesiones al personal de la planta o daño al equipo. La seguridad siempre debe estar en la mente de todos, ésta es la consideración más importante.
2. Mantener la calidad del producto (composición, pureza, color, etc.) en un nivel continuo y con un costo mínimo.
3. Mantener la tasa de producción de la planta al costo mínimo.

Por tanto, se puede decir que las razones de la automatización de las plantas de proceso son proporcionar un entorno seguro y a la vez mantener la calidad deseada

del producto y alta eficiencia de la planta con reducción de la demanda de trabajo humano.

### **1.3.-Clases de instrumentos**

Los instrumentos de medición y de control son relativamente complejos y su función puede comprenderse bien si están incluidos dentro de una clasificación adecuada, Como es lógico, pueden existir varias formas para clasificar los instrumentos, cada una de ellas con sus propias ventajas y limitaciones. Se considerarán dos clasificaciones básicas: la primera relacionada con la función del instrumento y la segunda con la variable del proceso.

#### **1.3.1.- En función del instrumento**

De acuerdo con la función del instrumento, obtenemos las formas siguientes:

*Instrumentos ciegos:* son aquellos que no tienen indicación visible de la variable. Hay que hacer notar que son ciegos los instrumentos de alarma, tales como presostatos y termostatos (interruptores de presión y temperatura respectivamente) que poseen una escala exterior con un índice de selección de la variable, ya que sólo ajustan el punto de disparo del interruptor o conmutador al cruzar la variable el valor seleccionado. Son también instrumentos ciegos, los transmisores de caudal, presión, nivel y temperatura sin indicación.

*Los instrumentos indicadores:* disponen de un índice y de una escala graduada en la que puede leerse el valor de la variable. Según la amplitud de la escala se dividen en indicadores concéntricos y excéntricos. Existen también indicadores digitales que muestran la variable en forma numérica con dígitos.

*Los instrumentos registradores:* registran con trazo continuo o a puntos la variable, y pueden ser circulares o de gráfico rectangular o alargado según sea la forma del gráfico.

Los registradores de gráfico circular suelen tener el gráfico de 1 revolución en 24 horas mientras que en los de gráfico rectangular la velocidad normal del gráfico es de unos 20 mm/hora.

*Los elementos primarios:* están en contacto con la variable y utilizan o absorben energía del medio controlado para dar al sistema de medición una indicación en respuesta a la variación de la variable controlada. El efecto producido por el elemento primario puede ser un cambio de presión, fuerza, posición, medida eléctrica, etc. Por ejemplo: en los elementos primarios de temperatura de bulbo y capilar, el efecto es la variación de presión del fluido que los llena y en los de termopar se presenta una variación de fuerza electromotriz.

*Los transmisores:* captan la variable de proceso a través del elemento primario y la transmiten a distancia en forma de señal neumática de margen 3 a 15 psi (libras por pulgada cuadrada) o electrónica de 4 a 20 mA de corriente continua. La señal neumática de 3 a 15 psi equivale a 0,206 - 1,033 bar (0,21 - 1,05 kg/cm) por lo cual, también se emplea la señal en unidades métricas 0,2 a 1 bar (0,2 a 1 kg/cm).

Asimismo, se emplean señales electrónicas de 1 a 5 mA c.c., de 10 a 50 mA c.c. y de 0 a 20 mA cc., si bien la señal normalizada es de 4-20 mA c.c. La señal digital utilizada en algunos transmisores inteligentes es apta directamente para ordenador.

El elemento primario puede formar o no parte integral del transmisor; el primer caso lo constituye un transmisor de temperatura de bulbo y capilar y el segundo un transmisor de caudal con la placa orificio como elemento primario.

*Los transductores:* reciben una señal de entrada función de una o más cantidades físicas y la convierten modificada o no a una señal de salida. Son transductores, un relé, un elemento primario, un transmisor, un convertidor PP/I (presión de proceso a intensidad), un convertidor PP/P (presión de proceso a señal neumática), etc.

*Los convertidores:* son aparatos que reciben una señal de entrada neumática (3-15 psi) o electrónica (4-20 mA c.c.) procedente de un instrumento y después de modificarla envían la resultante en forma de señal de salida estándar. Ejemplo: un convertidor P/I (señal de entrada neumática a señal de salida electrónica, un convertidor I/P, (señal de entrada eléctrica a señal de salida neumática).

Conviene señalar que a veces se confunde convertidor con transductor. Este último término es general y no debe aplicarse a un aparato que convierta una señal de instrumentos.

*Los receptores:* reciben las señales procedentes de los transmisores y las indican o registran. Los receptores controladores envían otra señal de salida normalizada a los valores ya indicados 3-15 psi en señal neumática, o 4-20 mA C. en señal electrónica, que actúan sobre el elemento final de control.

*Los controladores:* comparan la variable controlada (presión, nivel, temperatura) con un valor deseado y ejercen una acción correctiva de acuerdo con la desviación.

La variable controlada la pueden recibir directamente, como controladores locales o bien indirectamente en forma de señal neumática, electrónica o digital procedente de un transmisor.

*El elemento final de control:* recibe la señal del controlador y modifica el caudal del fluido o agente de control. En el control neumático, el elemento suele ser una válvula neumática o un servomotor neumático que efectúan su carrera completa de 3 a 15 psi (0,2-1 bar). En el control electrónico la válvula o el servomotor anteriores son accionados a través de un convertidor de intensidad a presión (I/P) o señal digital a presión que convierte la señal electrónica de 4 a 20 mal C. o digital a neumática 3-15 psi. En el control eléctrico el elemento suele ser una válvula motorizada que efectúa su carrera completa accionada por un servomotor eléctrico.

En el control electrónico y en particular en regulación de temperatura de hornos pueden utilizarse rectificadores de silicio (tiritares). Estos se comportan esencialmente como bobinas de impedancia variable y varían la corriente de alimentación de las resistencias del horno, en la misma forma en que una válvula de control cambia el caudal de fluido en una tubería.

### **1.3.2- En función de la variable del proceso**

De acuerdo con la variable del proceso, los instrumentos se dividen en instrumentos de caudal, nivel, presión, temperatura, densidad y peso específico,

humedad y punto de rocío, viscosidad, posición, velocidad, pH, conductividad, frecuencia, fuerza, turbidez, etc.

Esta clasificación corresponde específicamente al tipo de las señales medidas siendo independiente del sistema empleado en la conversión de la señal de proceso. De este modo, un transmisor neumático de temperatura del tipo de bulbo y capilar, es un instrumento de temperatura a pesar de que la medida se efectúa convirtiendo las variaciones de presión del fluido que llena el bulbo y el capilar; el aparato receptor de la señal neumática del transmisor anterior es un instrumento de temperatura, si bien, al ser receptor neumático lo podríamos considerar instrumento de presión, caudal, nivel o cualquier otra variable, según fuera la señal medida por el transmisor correspondiente; un registrador potenciométrico puede ser un instrumento de temperatura, de conductividad o de velocidad, según sean las señales medidas por los elementos primarios de termopar, electrodos o dínamo.

Asimismo, esta clasificación es independiente del número y tipo de transductores existentes entre el elemento primario y el instrumento final. Así ocurre en el caso de un transmisor electrónico de nivel de 4 a 20 mA c.c., un receptor controlador con salida de 4-20 mA c.c., un convertidor intensidad-presión (I/P) que transforma la señal de 4-20 mA c.c. a neumática de 3-15 psi y la válvula neumática de control; todos estos instrumentos se consideran de nivel.

En la designación del instrumento se utiliza en el lenguaje común las dos clasificaciones expuestas anteriormente. Y de este modo, se consideran instrumentos tales como transmisores ciegos de presión, controladores registradores de

temperatura, receptores indicadores de nivel, receptores controladores registradores de caudal, etc.

Nótese que se consideran instrumentos de campo y de panel; la primera designación incluye los instrumentos locales situados en el proceso o en sus proximidades (es decir, en tanques, tuberías, secadores, etc.) mientras que la segunda se refiere a los instrumentos montados en paneles, armarios o pupitres situados en salas aisladas o en zonas del proceso.

## **2.-SISTEMAS AUTOMATICOS DE CONTROL**

Una de las preguntas que más comúnmente hace un novato en sistemas de control es: ¿Qué es un sistema de control? Para responder a esta pregunta, se puede decir que en nuestra vida diaria existen numerosos objetivos que necesitan cumplirse. Por ejemplo, en el ámbito doméstico, se requiere regularla temperatura y humedad de las casas y edificios para tener un ambiente cómodo. Para transportación, se requiere controlar que un automóvil o un aeroplano se muevan de un lugar a otro en una forma segura y exacta. En la industria, los procesos de manufactura tienen un sinnúmero de objetivos para productos que satisfacen requerimientos de precisión y costo. Un ser humano es capaz de realizar una gran cantidad de tareas, incluyendo tomar decisiones. Algunas de estas tareas tales como coger objetos y caminar de un punto a otro se realizan en una forma rutinaria. Bajo ciertas condiciones, algunas de estas tareas se realizan de la mejor forma posible. Por ejemplo, un atleta que corre una distancia de 100 metros tiene el objetivo de correr dicha distancia en el menor tiempo posible. Por otro lado, un corredor de maratón no sólo debe correr la distancia lo más rápido posible sino también debe controlar el consumo de energía y desarrollar la mejor estrategia para la carrera. La búsqueda para alcanzar tales "objetivos" requiere normalmente utilizar un sistema de control que implante ciertas estrategias de control.

En años recientes, los sistemas de control han asumido un papel cada vez más importante en el desarrollo y avance de la civilización moderna y la tecnología. Prácticamente, cada aspecto de las actividades de nuestra vida diaria está afectado por

algún tipo de sistema de control. Los sistemas de control se encuentran en gran cantidad en todos los sectores de la industria, tales como control de calidad de los productos manufacturados, líneas de ensamble automático, control de máquinas herramienta, tecnología espacial y sistemas de armas, control por computadora, sistemas de transporte, sistemas de potencia, robótica y muchos otros. Aun el control de inventarias y los sistemas económicos y sociales se pueden visualizar a través de la teoría de control automático.

### **2.1.-Componentes básicos de un sistema de control**

Los componentes básicos de un sistema de control se pueden describir mediante:

1. Objetivos de control.
2. Componentes de sistemas de control.
3. Resultados o salidas.

En general, el objetivo de un sistema de control es controlar las salidas en alguna forma prescrita mediante las entradas a través de los elementos del sistema de control.

*Definiciones:* La variable *controlada* es la cantidad o condición que se mide y controla. La variable *manipulada* es la cantidad o condición modificada por el controlador, a fin de afectar la variable controlada.

Normalmente la variable controlada es la salida del sistema. *Control* significa medir el valor de la variable controlada del sistema, y aplicar al sistema la variable manipulada para corregir o limitar la desviación del valor medido, respecto al valor deseado.

Al estudiar ingeniería de control se deben definir términos adicionales para describir sistemas de control, tales como plantas, perturbaciones, control retroalimentado y sistemas de control retroalimentado. A continuación, se dan las definiciones de estos términos, luego se ofrece una descripción de sistemas de control de lazo cerrado y abierto, y se comparan las ventajas y desventajas de dichos sistemas. Por último, se dan las definiciones de los sistemas de control adaptable y de aprendizaje.

*Plantas.* Una planta es un equipo, quizá simplemente un juego de piezas de una máquina, funcionando conjuntamente, cuyo objetivo es realizar una operación determinada.

*Procesos.* El diccionario *Merriam- Webster* define proceso como una operación o desarrollo natural, caracterizado por una serie de cambios graduales, progresivamente continuos, que se suceden uno a otro de un modo relativamente fijo, y que tienden a un determinado resultado o final; o a una operación voluntaria o artificial progresivamente continua, que consiste en una serie de acciones controladas o movimientos dirigidos sistemáticamente hacia determinado resultado o fin.

*Sistemas.* Un sistema es una combinación de componentes que actúan conjuntamente y cumplen determinado objetivo. Un sistema no está limitado a objetivos físicos. El concepto de sistema puede aplicarse a fenómenos dinámicos abstractos, como los que se encuentran en economía. Por tanto, el término *sistema* hay que interpretarlo como referido a sistemas físicos, biológicos, económicos y otros.

*Perturbaciones.* Una perturbación es una señal que tiende a afectar adversamente el valor de la salida de un sistema. Si la perturbación se genera dentro del sistema, se la denomina *interna*, mientras que una perturbación *externa* se genera fuera del sistema y constituye una entrada.

*Control retroalimentado.* El control retroalimentado es una operación que, en presencia de perturbaciones, tiende a reducir la diferencia entre la salida de un sistema y alguna entrada de referencia, realizándolo sobre la base de esta diferencia. Aquí sólo se especifican las perturbaciones no previsibles ya que las predecibles o conocidas, siempre pueden compensarse dentro del sistema.

*Sistemas de control retroalimentado.* Se denomina *sistema de control retroalimentado* a aquel que tiende a mantener una relación preestablecida entre la salida y alguna entrada de referencia, comparándolas y utilizando la diferencia como medio de control. Por ejemplo un control de temperatura ambiente para una habitación. Midiendo la temperatura efectiva de la habitación y comparándola con la temperatura de referencia (temperatura deseada), el termostato conecta o desconecta los equipos de calefacción o refrigeración, de modo que la habitación se mantiene a una temperatura confortable, independientemente de las condiciones del exterior.

Los sistemas de control retroalimentado no están limitados al campo de la ingeniería, sino que se les puede encontrar en áreas ajenas a la misma. Por ejemplo el organismo humano es análogo a un sistema de control retroalimentado muy avanzado. La temperatura y la presión se mantienen en valores constantes por medio de una retroalimentación fisiológica. De hecho, la retroalimentación cumple una función vital: hace al cuerpo humano relativamente insensible a perturbaciones externas, permitiéndole desenvolverse adecuadamente en un medio ambiente cambiante.

Otro ejemplo es el control de velocidad de un automóvil a través de un operador humano. El conductor decide la velocidad adecuada a la situación, que puede ser la establecida como límite máximo para la ruta o camino en que se desplaza. Esta velocidad actúa como velocidad de referencia.

*Servosistemas.* Se llama servosistema (o servomecanismo) a un sistema de control retroalimentado en el que la salida es algún elemento mecánico, sea posición, velocidad o aceleración. Por tanto, los términos servosistema o sistema de control de posición o de velocidad o de aceleración, son sinónimos. Estos servosistemas se utilizan ampliamente en la industria moderna. Por ejemplo, con el uso de servosistemas e instrucción programada se puede lograr la operación totalmente automática de máquinas herramienta. Nótese que a veces se denomina también servosistema, a un sistema de control cuya salida debe seguir con exactitud una trayectoria determinada en el espacio (como la posición de una aeronave en el espacio en un sistema de aterrizaje automático). Los ejemplos incluyen el sistema de control

de una mano de robot, en que la misma debe seguir una trayectoria determinada en el espacio, al igual que una aeronave en el sistema de control de aterrizaje.

*Sistemas de regulación automática.* Un sistema de regulación automática es un sistema de control retroalimentado en el que la entrada de referencia o la salida deseada son, o bien constantes o bien varían lentamente en el tiempo, y donde la tarea fundamental consiste en mantener la salida en el valor deseado a pesar de las perturbaciones presentes.

*Sistemas de control de procesos.* A un sistema de regulación automático en el que la salida es una variable como temperatura, presión, flujo, nivel de líquido o pH, se le denomina *sistema de control de proceso*. El control de procesos tiene amplia aplicación en la industria. En estos sistemas con frecuencia se usan controles programados, como el de la temperatura de un horno de calentamiento en que la temperatura del mismo se controla según un programa preestablecido. Por ejemplo, el programa preestablecido puede consistir en elevar la temperatura a determinado valor durante un intervalo de tiempo definido, y luego reducir a otra temperatura prefijada también durante un periodo predeterminado. En este control el punto de referencia se ajusta según el cronograma preestablecido. El controlador entonces funciona manteniendo la temperatura del horno cercana al punto de ajuste variable.

*Sistemas de control de lazo cerrado.* Con frecuencia se llama así a los sistemas de control retroalimentado. En la práctica, se utiliza indistintamente la denominación control retroalimentado o control de lazo cerrado. La señal de error actuante, que es la diferencia entre la señal de entrada y la de retroalimentación (que puede ser la señal

de salida o una función de la señal de salida y sus derivadas), entra al controlador para reducir el error y llevar la salida del sistema a un valor deseado. El término lazo cerrado implica siempre el uso de la acción de control retroalimentado para reducir el error del sistema.

*Sistema de control de lazo abierto.* Los sistemas de control en los que la salida no tiene efecto sobre la acción de control, se denominan *sistemas de control de lazo abierto*. En otras palabras, en un sistema de control de lazo abierto la salida ni se mide ni se retroalimenta para compararla con la entrada.

En cualquier sistema de control de lazo abierto, no se compara la salida con la entrada de referencia. Por tanto, para cada entrada de referencia corresponde una condición de operación fija. Así, la precisión del sistema depende de la calibración. En presencia de perturbaciones, un sistema de control de lazo abierto no cumple su función asignada. En la práctica el control de lazo abierto sólo se puede utilizar si la relación entre la entrada y la salida es conocida, y si no se presentan perturbaciones tanto internas como externas. Desde luego, tales sistemas no son sistemas de control retroalimentado. Nótese que cualquier sistema de control que funciona sobre una base de tiempos, es un sistema de lazo abierto. Por ejemplo, el control de tráfico con señales accionadas en función de tiempos, es otro caso de control de lazo abierto.

*Sistemas de control de lazo cerrado versus de lazo abierto.* Una ventaja del sistema de control de lazo cerrado es que el uso de la retroalimentación hace que la respuesta del sistema sea relativamente insensible a perturbaciones externas y a variaciones internas de parámetros del sistema. De este modo, es posible utilizar componentes

relativamente imprecisos y económicos y lograr la exactitud de control requerida en determinada planta, cosa que sería imposible en un control de lazo abierto.

Desde el punto de vista de la estabilidad, en el sistema de control de lazo abierto, ésta es más fácil de lograr, ya que en él la estabilidad no constituye un problema importante. En cambio, en los sistemas de lazo cerrado, la estabilidad sí es un problema importante, por su tendencia a sobre corregir errores que pueden producir oscilaciones de amplitud constante o variable.

Hay que puntualizar que para sistemas cuyas entradas son conocidas previamente y en los que no hay perturbaciones, es preferible utilizar el control de lazo abierto. Los sistemas de control de lazo cerrado tienen ventajas solamente si se presentan perturbaciones no previsibles y/o variaciones imprevisibles de componentes del sistema. Nótese que la potencia de salida determina parcialmente el costo, peso y tamaño de un sistema de control. La cantidad de componentes utilizados en un sistema de control de lazo cerrado es mayor a la correspondiente a un sistema de control de lazo abierto. Así, entonces, un sistema de control de lazo cerrado es generalmente de mayor costo y potencia. Para reducir la potencia requerida por un sistema, cuando sea posible, es conveniente usar un sistema de lazo abierto. Por lo común resulta menos costosa una combinación adecuada de controles de lazo abierto y cerrado, lográndose un comportamiento general satisfactorio.

*Sistemas de control adaptables.* Las características dinámicas de la mayoría de los sistemas de control no son constantes por diversas razones, como el deterioro de los componentes al paso del tiempo, o las modificaciones en los parámetros o en el

medio ambiente. Aunque en un sistema de control retroalimentado se atenúan los efectos de pequeños cambios en las características dinámicas, si las modificaciones en los parámetros de sistema y en el medio son significativas, un sistema, para ser satisfactorio, ha de tener capacidad de adaptación. Adaptación implica la capacidad de autoajustarse o automodificarse de acuerdo con las modificaciones imprevisibles del medio o estructura. Los sistemas de control que tienen algún grado de capacidad de adaptación (es decir, el sistema de control por sí mismo detecta cambios en los parámetros de planta y realiza los ajustes necesarios en los parámetros del controlador, para mantener un comportamiento óptimo), se denominan *sistemas de control adaptable*.

En un sistema de control adaptable, las características dinámicas deben estar identificadas en todo momento, de manera que los parámetros del controlador pueden ajustarse para mantener un comportamiento óptimo. (De este modo, un sistema de control adaptable es un sistema no estacionario). Este concepto resulta muy atractivo para el diseñador de sistemas, ya que un sistema de control adaptable, además de ajustarse a los cambios ambientales, también lo hace ante errores moderados del proyecto de ingeniería o incertidumbres, y compensa la eventual falla de componentes menores del sistema, aumentando, por tanto, la confiabilidad de todo el sistema.

*Sistemas de control con aprendizaje.* Muchos sistemas de control que aparentemente son de lazo abierto, pueden convertirse en sistemas de lazo cerrado si un operador humano se considera como un controlador, que compara la entrada y la salida y realiza las acciones correctivas basadas en la diferencia resultante o error.

Si se intenta analizar tales sistemas de control de lazo cerrado con intervención humana, se encuentra el difícil problema de plantear ecuaciones que describan el comportamiento del operador humano. En este caso, uno de los muchos factores que lo complican, es la capacidad de aprendizaje del ser humano. A medida que éste va adquiriendo experiencia, mejora como elemento de control, y esto debe tomarse en cuenta al analizar el sistema. Los sistemas de control con capacidad para aprender reciben el nombre de *sistemas de control con aprendizaje*

## **2.2.-Clasificación de los sistemas de control.**

Los sistemas de control pueden clasificarse de diversos modos. A continuación se señalan algunos.

*Sistemas de control lineales versus no lineales.* En rigor, la mayoría de los sistemas físicos no son lineales en varios sentidos. Sin embargo, si la extensión de variaciones de las variables del sistema no es amplia, el sistema puede linealizarse dentro de un rango relativamente estrecho de valores de las variables. Para sistemas lineales, se aplica el principio de superposición. Aquellos sistemas a los que no es aplicable este principio, son los sistemas no lineales.

Obsérvese que en algunos casos se introducen intencionalmente elementos no lineales al sistema de control para optimizar su comportamiento. Por ejemplo, los sistemas de control de tiempo óptimo utilizan sistemas de control de sí-no; muchos

sistemas de control de misiles y de aeronaves usan también controles de encendido-apagado.

*Sistemas de control invariante en el tiempo versus control variable en el tiempo.* Un sistema de control invariante en el tiempo (sistema de control con coeficientes constantes) es aquel en el que los parámetros no varían en el tiempo. La respuesta de tal sistema es independiente del tiempo en el que se aplica la entrada. En cambio, un sistema de control variable en el tiempo es aquel en el cual los parámetros varían con el tiempo; su respuesta depende del tiempo en el que se aplica una entrada. Ejemplo de un sistema de control variable en el tiempo, es el sistema de control de un vehículo espacial, en el que la masa disminuye en el tiempo al consumirse combustible durante el vuelo.

*Sistemas de control de tiempo continuo versus de tiempo discreto.* En un sistema de control de tiempo continuo, todas las variables son función de un tiempo continuo  $t$ . Un sistema de control de tiempo discreto abarca una o más variables que son conocidas sólo en instantes discretos de tiempo.

*Sistemas de control con una entrada y una salida versus con múltiples entradas y múltiples salidas.* Un sistema puede tener una entrada y una salida. Por ejemplo, un sistema de control de posición, donde hay un comando de entrada (la posición deseada) y una salida controlada (la posición de salida). Se designa a un sistema así como sistema de control con una entrada y una salida. Algunos sistemas pueden tener múltiples entradas y múltiples salidas. Ejemplo de sistema de múltiples entradas y múltiples salidas, puede ser un sistema de control de proceso con dos entradas

(entrada de presión y entrada de temperatura) y dos salidas (presión de salida y temperatura de salida).

*Sistemas de control con parámetros concentrados versus con parámetros distribuidos.* Los sistemas de control que pueden describirse mediante ecuaciones diferenciales ordinarias, son sistemas de control con parámetros concentrados, mientras que los sistemas de control con parámetros distribuidos son aquellos que pueden describirse mediante ecuaciones diferenciales parciales.

*Sistemas de control determinísticos versus estocásticos.* Un sistema de control es determinístico si la respuesta a la entrada es predecible y repetible. De no serlo, el sistema de control es estocástico.

### **2.3.-Sistemas de control digital**

En la figura 1 se muestra un diagrama de bloques de un sistema de control digital que presenta la configuración del esquema de control básico. En el sistema se incluye el control realimentado y el prealimentado. En el diseño de dicho sistema de control, se deberá observar que la "bondad" del sistema de control depende de circunstancias individuales. Se requiere elegir un índice de desempeño apropiado para un caso dado y diseñar un controlador de modo que optimice el índice de desempeño elegido.

Figura 1.- Diagrama de bloques de un sistema de control digital

### **2.3.1-Formas de las señales en un sistema de control digital.**

La figura 2 muestra un diagrama de bloques de un sistema de control digital. Los elementos básicos del sistema se muestran mediante los bloques. La operación del controlador se maneja por el reloj. En dicho sistema de control digital, en algunos puntos del sistema pasan señales de amplitud variable ya sea en tiempo continuo o en tiempo discreto, mientras que en otros pasan señales codificadas en forma numérica, como se muestra en la figura 2.

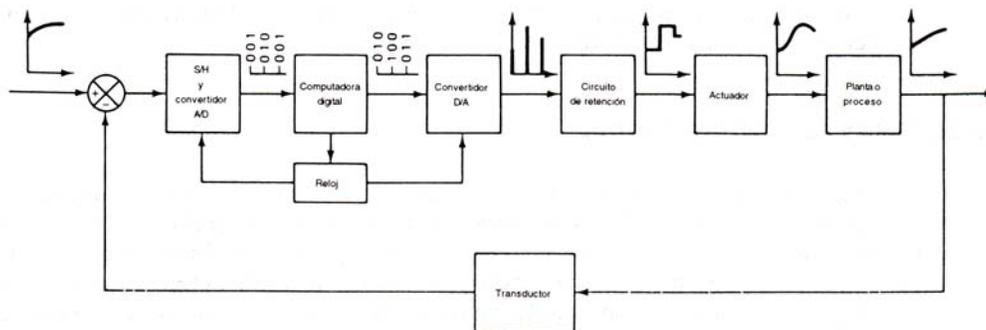


Figura 2.- Diagrama de bloques de un sistema de control digital que muestra las señales en forma binaria.

La salida de la planta es una señal en tiempo continuo. La señal de error se convierte a forma digital mediante el circuito de muestreo y retención y el convertidor analógico-digital. La conversión se hace en el tiempo de muestreo. La computadora digital procesa las secuencias de números por medio de un algoritmo y produce nuevas secuencias de números. En cada instante de muestreo se debe convertir un número codificado (en general un número binario que consiste en ocho o más dígitos binarios) en una señal física de control, la cual normalmente es una señal en tiempo continuo o analógica. El convertidor digital-analógico y el circuito de retención convierten la secuencia de números en código numérico a una señal continua por secciones. El reloj en tiempo real de la computadora sincroniza los eventos. La salida del circuito de retención, una señal en tiempo continuo, se alimenta a la planta, ya sea de manera directa o a través de un actuador, para controlar su dinámica.

La operación que transforma las señales en tiempo continuo en datos en tiempo discreto se denomina *muestreo o discretización*. La operación inversa, que

transforma datos en tiempo discreto en una señal en tiempo continuo, se conoce como *retención de datos*; ésta realiza la reconstrucción de la señal en tiempo continuo a partir de la secuencia de datos en tiempo discreto. Esto por lo regular se logra al utilizar alguna de las muchas técnicas de extrapolación. En la mayoría de los casos esto se realiza manteniendo constante la señal entre los instantes de muestreo sucesivos.

El circuito de muestreo y retención (S/H, del inglés Sample-and-Hold) y el convertidor analógico-digital (A/D) convierten la señal en tiempo continuo en una secuencia de palabras binarias codificadas numéricamente. Dicho proceso de conversión A/D se conoce como *codificación*.

La combinación del circuito S/H y el convertidor analógico-digital se puede visualizar como un interruptor que cierra instantáneamente en cada intervalo de tiempo T y genera una secuencia de números en código numérico. La computadora digital procesa dichos números en código numérico y genera una secuencia deseada de números en código numérico. El proceso de conversión digital- analógico (D/A) se denomina *decodificación*.

### **2.3.2.-Definición de términos.**

Antes de estudiar los sistemas de control digital en detalle se necesitan definir algunos de los términos que aparecen en el diagrama de bloques de la figura 2.

*Muestreador y retenedor (S/H).* "Muestreador y retenedor" es un término general que se utiliza para un amplificador de muestreo y retención. Este término describe un 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 de ésta, tales como óptica o mecánica.

***Controladores digitales y analógicos.*** Los controladores digitales solamente operan sobre números. La toma de decisiones es una de sus funciones importantes. Estos a menudo se utilizan para resolver los problemas relacionados con la operación global óptima de plantas industriales.

Los controladores digitales son muy versátiles. Éstos pueden manejar ecuaciones de control no lineales que involucran cálculos complicados u operaciones lógicas. Se puede utilizar con controladores digitales una variedad mucho más amplia de leyes de control que las que se pueden usar con controladores analógicos. También en el controlador digital, mediante la edición de un nuevo programa, las operaciones que se están ejecutando se pueden cambiar por completo. Esta característica es en particular importante si el sistema de control va a recibir información o instrucciones de operación desde algún centro de cálculo donde se hacen análisis económicos y estudios de optimización.

Los controladores digitales son capaces de ejecutar cálculos complejos con exactitud constante a alta velocidad y pueden tener casi cualquier grado deseado de exactitud de cálculo con un incremento relativamente pequeño en el costo.

En un principio los controladores digitales se usaron sólo como componentes en sistemas de control a gran escala. Actualmente, sin embargo, gracias a la

disponibilidad de microcomputadoras baratas, los controladores digitales se utilizan en muchos sistemas de control de gran y pequeña escala.

De hecho, los controladores digitales están reemplazando a los controladores analógicos que han sido utilizados en muchos sistemas de control a pequeña escala, los controladores digitales son a menudo superiores en desempeño y con un costo menor que sus contrapartes analógicas.

Los controladores analógicos representan las variables en una ecuación mediante cantidades físicas continuas. Éstos se pueden diseñar fácilmente para servir de manera satisfactoria como controladores que no tienen que tomar decisiones. Pero el costo de las computadoras o controladores analógicos se incremento rápidamente a medida que la complejidad del cálculo se incremento, si se tiene que mantener una exactitud constante.

Existen ventajas adicionales de los controladores digitales sobre los analógicos. Los componentes digitales, tales como circuitos de muestreo y retención, convertidores A/D y D/A y los transductores digitales, son de construcción robusta, alta confiabilidad y a menudo compactos y ligeros. Además, los componentes digitales tienen alta sensibilidad y con frecuencia son más baratos que sus contrapartes analógicas y son menos sensibles a señales de ruido. Y, como se mencionó en un principio, los controladores digitales son flexibles al permitir cambios en la programación.

*Convertidor analógico-digital (A/D).* Un convertidor analógico-digital, también conocido como codificador, es un dispositivo que convierte una señal analógica en una señal digital, usualmente una señal codificada numéricamente. Dicho convertidor

se necesita como una interfaz entre un componente analógico y uno digital, Con frecuencia un circuito de muestreo y retención es una parte integral de un convertidor A/D disponible comercialmente. La conversión de una señal analógica en la señal digital correspondiente (número binario) es una aproximación, ya que la señal analógica puede adoptar un número infinito de valores, mientras que la variedad de números diferentes que se pueden formar mediante un conjunto finito de dígitos está limitada. Este proceso de aproximación se denomina *cuantificación*.

*Convertidor digital-analógico (D/A).* Un convertidor digital-analógico, también denominado decodificador, es un dispositivo que convierte una señal digital (datos codificados numéricamente) en una señal analógica. Dicho convertidor es necesario como una interfaz entre un componente digital y uno analógico.

*Transductor.* Un transductor es un dispositivo que convierte una señal de entrada en una señal de salida de naturaleza diferente a la de entrada, tal como los dispositivos que convierten una señal de presión en una salida de voltaje. En general, la señal de salida depende de la historia de la entrada.

Los transductores se pueden clasificar como transductores analógicos, transductores de datos muestreados o transductores digitales. Un transductor analógico es aquel en que las señales de entrada y salida son funciones continuas del tiempo. Las magnitudes de estas señales pueden tomar cualquier valor dentro de las limitaciones físicas del sistema. Un transductor de datos muestreados es aquel en el que las señales de entrada y salida se presentan en valores discretos de tiempo (normalmente periódicos), pero las magnitudes de las señales, como en el caso de los

transductores analógicos, no están cuantificadas. Un transductor digital es aquel en el que las señales de entrada y salida se presentan sólo en valores discretos de tiempo y las magnitudes de las señales están cuantificadas (esto es, solamente pueden adoptar ciertos valores discretos).

#### 2.4.-Aplicaciones de los sistemas de control por computadoras digitales

En la Figura 3 se muestra un diagrama de bloques más completo de un sistema de control por computador. Este diagrama muestra que un computador digital recibe señales en forma digital (numérica) y opera con ellas, en contraste con los que lo hacen mediante señales continuas.

Los datos medidos se convierten de una forma analógica a otra digital por medio de un convertidor, como se muestra en la figura 3. Después de procesar las entradas, el computador digital proporciona una salida en forma digital. Esta salida, a su vez, se convierte en analógica mediante el convertidor digital a analógico que se muestra en la figura 3.

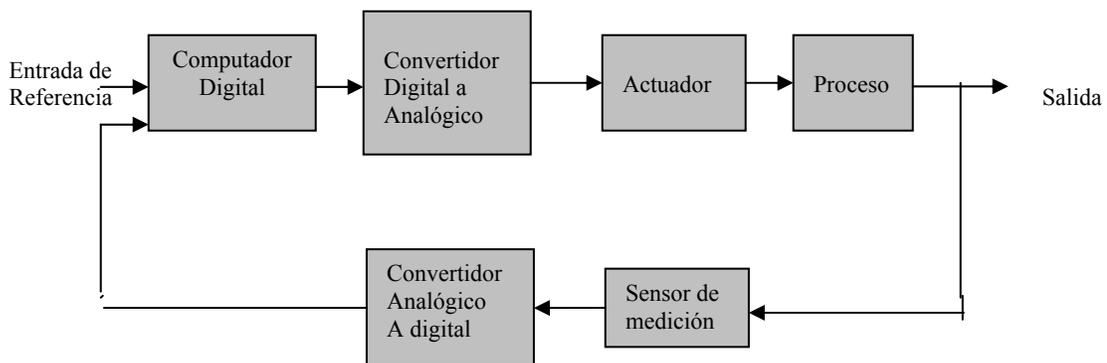


Figura 3.- Diagrama de bloques de un sistema de control por computador que incluye Los convertidores de señales

El número total de sistemas de control por computadora instalados en la industria ha crecido en las dos últimas décadas. En la actualidad existen aproximadamente un millón de sistemas de control que emplean computadoras, aunque el tamaño y capacidad de éstos varía significativamente. Si sólo se consideran sistemas de control por computador de una naturaleza relativamente compleja, como el control de procesos sísmicos o de aviones, el número de sistemas de control por computador es aproximadamente dos millones.

Un computador digital consiste en una unidad de procesamiento de control (UPC), unidades de entrada y salida, y una unidad de memoria. El tamaño y la capacidad de un computador varían con el tamaño, la velocidad y la potencia de la UPC, así como con el tamaño, la velocidad y la organización de la unidad de memoria. Desde 1965 se han hecho cada vez más comunes los computadores pequeños, llamados *minicomputadores*.

Los sistemas de control digital se emplean en múltiples aplicaciones: para máquinas herramienta, procesos metalúrgicos, procesos químicos, control de aviones, control de tráfico de automóviles, etc. Los sistemas controlados automáticamente por computador se emplean para propósitos tan diversos como la medición de la refracción de objetivos del ojo humano y la frecuencia de chispa de un motor o la relación aire-combustible de motores de automóviles. Estas últimas innovaciones son

necesarias para reducir las emisiones de los automóviles e incrementar la economía de combustible.

Las ventajas de usar el control digital son: 1) el aumento de sensibilidad; 2) las señales codificadas digitalmente; 3) los sensores y transductores digitales, y 4) el uso de computadores digitales. La mejoría en la sensibilidad resulta de las señales de baja energía que requieren los dispositivos y sensores digitales. El empleo de señales codificadas digitalmente permite una aplicación más amplia de los dispositivos y comunicaciones digitales. Los sensores y transductores digitales pueden medir, transmitir y acopiar señales y dispositivos de una manera efectiva. Además, existen muchos sistemas que son intrínsecamente digitales ya que emiten señales de pulso. Un ejemplo de estos sistemas digitales es el sistema de rastreo de los radares y los satélites.

### **3.- PROCESO DE MUESTREO DE DATOS**

El muestreo de señales en tiempo continuo reemplaza la señal en tiempo continuo por una secuencia de valores en puntos discretos de tiempo. El proceso de muestreo se emplea siempre que un sistema de control involucra un controlador digital, puesto que son necesarias una operación de muestreo y una de cuantificación para ingresar datos a ese controlador. También se da un proceso de muestreo cuando las mediciones necesarias para control se obtienen en forma intermitente. Por ejemplo, en el sistema de seguimiento por radar, a medida que la antena del radar gira, la información acerca del azimut y de la elevación se obtiene una vez por cada vuelta que da la antena. De este modo, la operación de rastreo del radar produce un dato hecho un muestreo. En otro ejemplo, el proceso de muestreo se necesita cuando un controlador o computadora de gran tamaño se comparte en tiempo entre varias plantas con el fin de reducir los costos. En este caso se envía periódicamente una señal de control para cada una de las plantas y de esta manera la señal se convierte en una de datos hechos un muestreo.

El proceso de muestreo es seguido por un proceso de cuantificación. En el proceso de cuantificación la amplitud analógica muestreada se reemplaza por una amplitud digital (representada mediante un número binario). Entonces la señal digital se procesa por medio de la computadora. La salida de la computadora es una señal

muestreada que se alimenta a un circuito de retención La salida del circuito de retención es una señal en tiempo continuo que se alimenta al actuador.

El término "discretización" en lugar de "muestreo" se utiliza con frecuencia en el análisis de sistemas con entradas y salidas múltiples, aunque ambos significan básicamente lo mismo.

Es importante observar que de manera ocasional la operación de muestreo o discretización es enteramente ficticia y se ha introducido sólo para simplificar el análisis de los sistemas de control que en realidad sólo contienen señales en tiempo continuo. De hecho, a menudo se utiliza un modelo en tiempo discreto apropiado para un sistema en tiempo continuo. Un ejemplo es la simulación en una computadora digital de un sistema en tiempo continuo. Dicho sistema simulado en una computadora digital se puede analizar para obtener los parámetros que optimizan un índice de desempeño dado.

Es importante mencionar que muchos sistemas de control digital están basados en técnicas de diseño en tiempo continuo. Debido a que se ha acumulado una gran riqueza en lo que a experiencia se refiere en el diseño de controladores en tiempo continuo, el conocimiento pleno de estas técnicas es muy valioso en el diseño de sistemas de control en tiempo discreto.

### **3.1.-Tipos de operaciones de muestreo.**

Como se estableció antes, una señal cuya variable independiente  $t$  es discreta se denomina señal en tiempo discreto. Una operación de muestreo es básicamente la transformación de una señal en tiempo continuo en una en tiempo discreto.

1 Existen diferentes tipos de operaciones de muestreo de importancia práctica:

**Muestreo periódico.** En este caso, los instantes de muestreo están espaciados de manera uniforme, o  $t_k = kT$  ( $k = 0, 1, 2, \dots$ ). El muestreo periódico es el tipo más convencional de las operaciones de muestreo.

**Muestreo de orden múltiple.** El patrón de los  $t_k$  se repite periódicamente; esto es,  $t_{k+r} - t_k$  es constante para todo  $k$ .

**Muestreo de tasa múltiple.** En un sistema de control que tiene lazos múltiples, la mayor constante de tiempo involucrada en un lazo puede diferir en gran medida de las de los otros lazos. Por lo tanto, puede ser aconsejable muestrear lentamente en un lazo que involucre una constante de tiempo grande, mientras que en un lazo que involucre constantes de tiempo pequeñas la tasa de muestreo debe ser más rápida. De esta manera, un sistema de control digital puede tener diferentes períodos de muestreo en diferentes trayectorias de realimentación o bien tasas de muestreo múltiples.

**Muestreo aleatorio.** En este caso, los instantes de muestreo son aleatorios, o  $t_k$  es una variable aleatorio.

### **3.2.-Comentarios acerca de la selección del periodo de muestreo**

En cuanto a la selección del periodo de muestreo en algoritmos de control digital se debe considerar, teóricamente que mientras mas corto sea el periodo de muestreo mejor será el desempeño del lazo.

Se observa que en la práctica existe un punto en el que los beneficios que se obtienen de la disminución del período de muestreo resultan casi despreciables e injustificables. El costo de reducción del período de muestreo (aumento de la frecuencia de muestreo) acarrea una sobrecarga en el computador y el equipo necesario para ello. Las computadoras de control de procesos realizan sus tareas en períodos de tiempo uniformes que son múltiplos de sus pulsos de reloj básicos, usualmente 1 seg. Existe un límite para el número de tareas que se pueden efectuar en cada pulso. Si todas las tareas de control se ejecutan en el período de muestreo mínimo, un pulso, entonces el número máximo de labores será igual al límite de tareas por pulso.

Pero si las tareas se ejecutan a intervalos de tiempo mayores (por ejemplo cada 10 pulsos), entonces el número de tareas que el computador puede realizar se incrementa en un factor de 10. En otras palabras, el uso eficiente de las computadoras de control de procesos requiere que cada tarea sea realizada con la menor frecuencia de muestreo posible que produzca un desempeño aceptable.

En cuanto al desempeño del sistema de control, depende en las relaciones del período de muestreo con los otros parámetros temporales del proceso, específicamente, la constante de tiempo dominante y el tiempo muerto. Obviamente,

los procesos rápidos deben ser muestreados con mayor frecuencia que los de respuesta lenta.

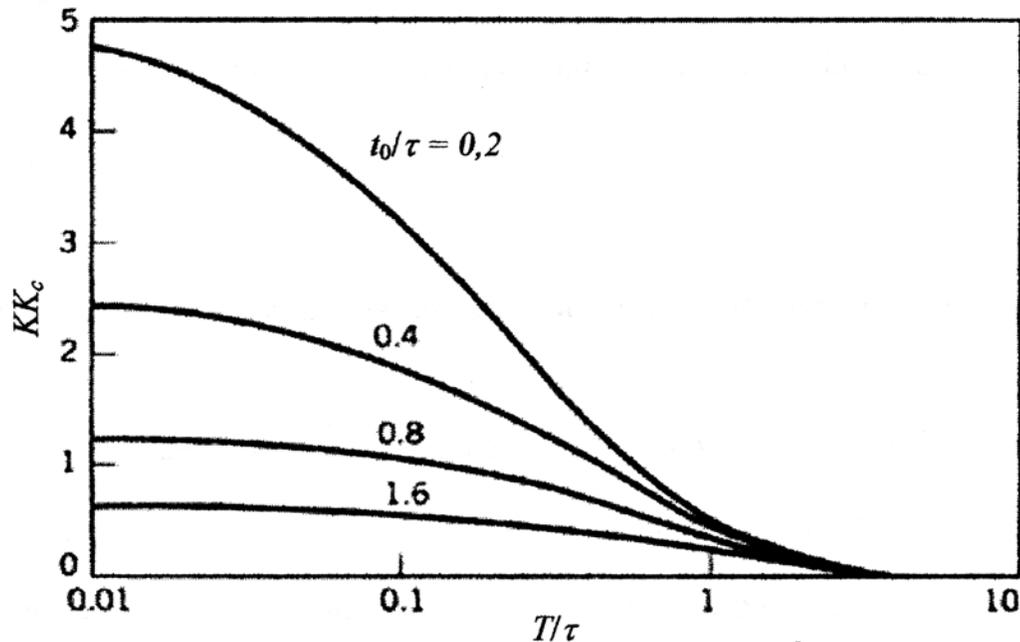


Figura 4.- Consecuencias del periodo de muestreo en la ganancia de un controlador

Como se observa en la figura 4 para  $t_0/\tau > 0.4$  la ganancia del lazo comienza a incrementarse cuando el tiempo de muestreo disminuye más allá de un décimo de la constante de tiempo. Mientras mayor sea  $t_0/\tau$  mayor es el valor de  $T/\tau$  para el cual ya no se experimenta un aumento apreciable del beneficio de disminuir el período de muestreo. Para  $t_0/\tau < 0.2$ , el valor de  $T/\tau$  que se mencionó anteriormente se alcanza para períodos de muestreo muy pequeños, pero para este punto la ganancia del lazo es muy alta, en el orden de 5.

Tal ganancia tan elevada si acaso de utiliza en la práctica, debido a que el

controlador se torna muy sensible a las variaciones en los parámetros del proceso causadas por las no linealidades del mismo.

Para un buen desempeño y eficiencia en el uso de los recursos computacionales, el período de muestreo debería ser cerca de la décima parte de la constante de tiempo dominante del sistema.

Periodos de muestreo más largos (frecuencias de muestreo menores) pueden ser usados cuando el tiempo muerto es igual o mayor que la constante de tiempo dominante, y períodos más cortos (frecuencias más altas) son los indicados cuando el tiempo muerto es pequeño y se requieren de ganancias altas.

### **3.3.-Sistemas de Muestreo de Datos**

Los computadores que se emplean en sistemas de control estan interconectados al actuador y al proceso por medio de convertidores de señales. La salida del computador se procesa mediante un convertidor digital a analogico. Supondremos que todos los numeros que entran o salen del computador lo hacen en el mismo periodo de tiempo **fijo**  $T$ , llamado *periodo de muestreo*. Así, por ejemplo, la entrada de referencia de la figura 5 es una secuencia de valores de muestra  $r(kT)$ . Las variables  $r(kT)$ ,  $m(kT)$  y  $u(kT)$  son señales discretas, mientras que  $m(t)$  y  $c(t)$  son funciones continuas del tiempo.

El muestreador es básicamente un interruptor que cierra cada  $T$  segundos por instante de tiempo. Para un muestreador ideal, la entrada es  $r(t)$  y la salida es  $r^*(t)$ ,

donde  $nT$  es el tiempo de muestreo hasta ese momento y el valor correspondiente de  $r^*(t)$  es  $r(nT)$ .

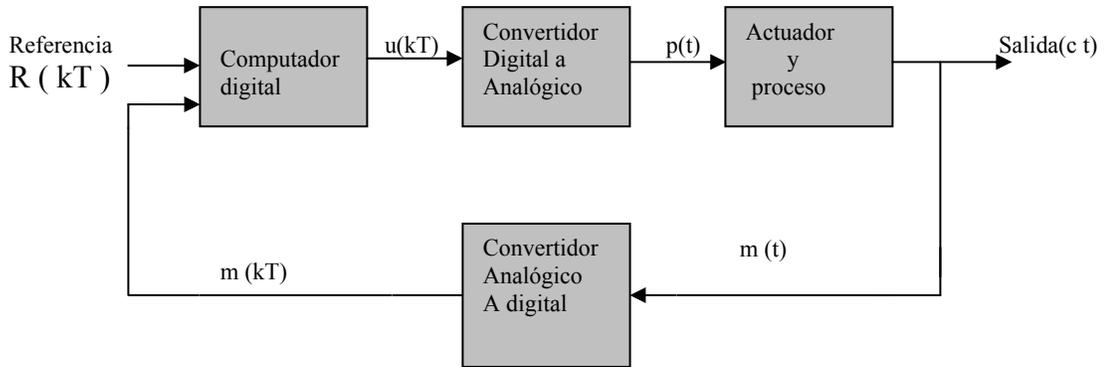


Figura 5.- Secuencia de valores de muestra

Entonces tenemos que  $r^*(t) = r(nT)\delta(t - nT)$ , donde  $\delta$  es la función de impulso, el sistema del computador en circuito cerrado que se muestra en la figura 5 ilustra el uso de las señales continuas y discretas. Si el periodo de muestreo  $T$  se escoge muy pequeño en comparación con las constantes de tiempo del proceso, entonces el sistema es esencialmente continuo. Sin embargo, normalmente el periodo de muestreo es de la misma magnitud que las constantes de tiempo, y que hay que tener en cuenta los efectos del muestreo.

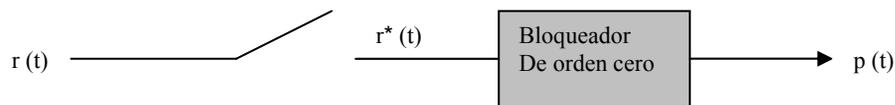
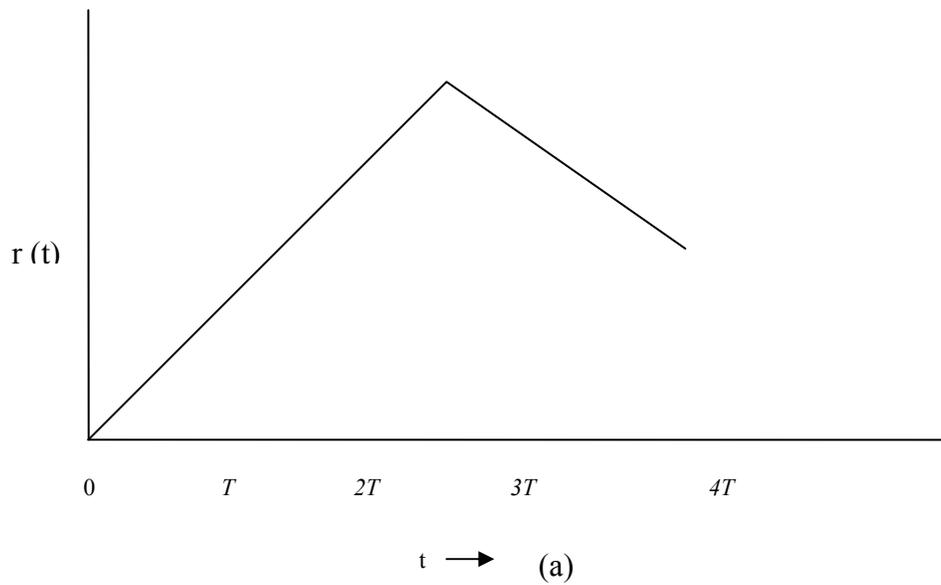


Figura 6.- Un circuito muestreador y un bloqueador de orden cero

Supongamos, como se muestra en la figura 6, que se muestrea una señal  $r(t)$  y que se obtiene  $r^*(t)$ . Si mantenemos constante en  $r(kT)$  la amplitud de salida durante los  $T$  segundos siguientes, empleamos este valor hasta que ocurra un nuevo muestreo actualizado.



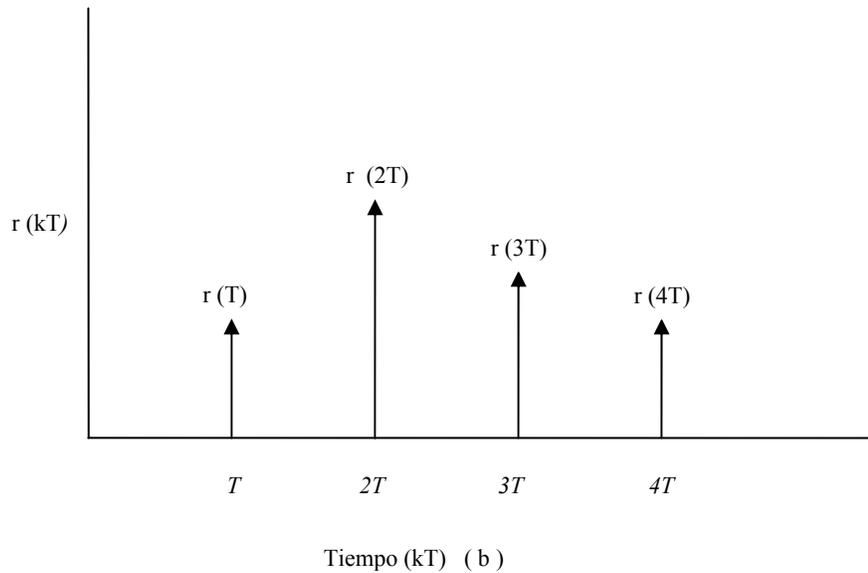


Figura 7.- (a) Una señal de entrada  $r(t)$  ; (b) La señal muestreada  $r^*(t)$

Entonces seguimos la serie para  $r^*(t)$  como se muestra en la figura 7, donde un muestreador ideal implica que la salida  $r^*(t)$  es una cadena de impulsos que comienza en  $t = 0$ , espaciados  $T$  segundos, y de una amplitud  $r(kT)$ .

Se dice entonces que la señal se mantiene constante por un bloqueador de orden cero, como se muestra en la figura 6. En la figura 8 se muestra la respuesta de un bloqueador de orden cero.

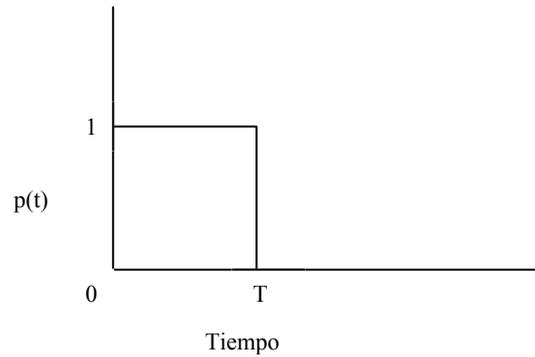


Figura 8.- La respuesta de un bloqueador de orden cero

Un muestreador y un bloqueador de orden cero pueden seguir con toda precisión la señal de entrada si  $T$  es pequeño comparado con los cambios transitorios en la señal misma.

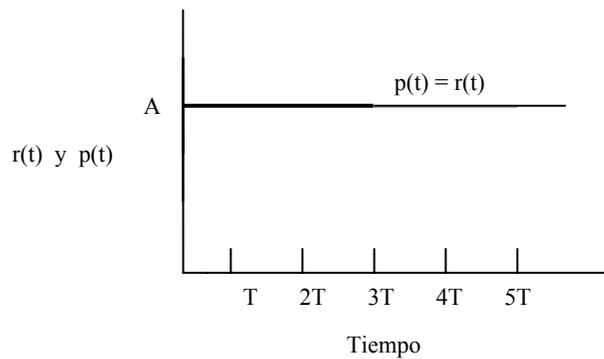


Figura 9 Respuesta de un muestreador y un bloqueador de orden cero a una entrada de escalón de magnitud  $A$ .

En la figura 9 se muestra la respuesta de un muestreador y un bloqueador de orden cero a una entrada de escalón de magnitud  $A$ .

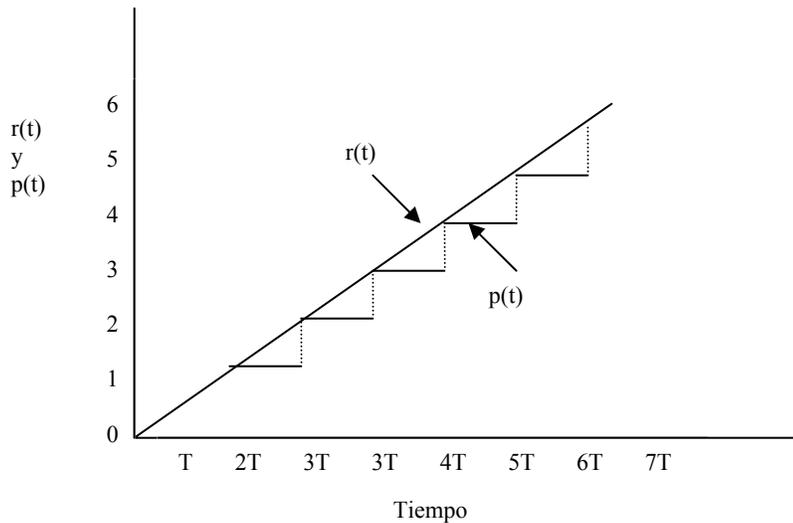


Figura 10.- Respuesta de un muestreador y un bloqueador de orden cero para una entrada de rampa ,  $r(t) = t$

En la figura 10 se muestra la respuesta de un muestreador y un bloqueador de orden cero para una entrada de rampa.

La precisión de un computador digital y de los convertidores de señal asociados está limitada (véase Figura 5). La *precisión* es el grado de exactitud o discriminación con el que se establece una cantidad. La precisión del computador está limitada por una longitud de palabra finita. Por ejemplo, muchos minicomputadores tienen una longitud de palabra de 16 dígitos binarios. La precisión de un convertidor analógico a digital está limitada por la capacidad de almacenar su salida solamente en una forma lógica digital compuesta de un número finito de dígitos binarios. Se dice entonces que la señal convertida,  $m(kT)$ , incluye un *error de cuantificación de amplitud*. Cuando el error de cuantificación y el error debido al tamaño finito de palabra del computador son pequeños en relación con la amplitud de la señal,

entonces el sistema es suficientemente preciso y se pueden ignorar las limitaciones de precisión.

### **3.4.-Ajuste de controladores por muestreo de datos**

La tendencia actual de la industria es hacia la implantación de funciones de control mediante la utilización de microprocesadores (controladores distribuidos), minicomputadoras y computadoras digitales regulares. La característica común de estos equipos es que los cálculos de control se realizan a intervalos regulares de tiempo  $T$ , *el tiempo de muestreo*; esto contrasta con los instrumentos analógicos (electrónicos y neumáticos) donde las funciones se realizan continuamente en el tiempo. El muestreo también es característico de algunos analizadores, por ejemplo, los cromatógrafos de gas en línea.

El modo discreto es la característica de operación de las computadoras y, por tanto, se requiere que a cada instante de muestreo se muestre la señal del transmisor, se calcule el valor de la variable manipulada y se actualice la señal de salida del controlador; entonces, las señales de salida se mantienen constantes durante un intervalo completo de muestreo, hasta la siguiente actualización, lo cual se ilustra en la figura 11. Como se podría esperar, esta operación de muestreo y mantenimiento tiene efecto sobre el desempeño del controlador y, en consecuencia, sobre sus parámetros de ajuste.

Figura 11.- La respuesta de un controlador por muestreo de datos digital se mantiene constante durante cada periodo de muestreo  $T$ .

El tiempo de muestreo de los controladores por computadora varía desde, aproximadamente, 113 seg hasta varios minutos, en función de la aplicación; una buena regla práctica consiste en que el tiempo de muestreo sea de un décimo a un vigésimo de la constante de tiempo efectiva del proceso. Cuando el tiempo de muestreo es de este orden de magnitud, en las fórmulas de ajuste su efecto se puede considerar con la adición de un medio del tiempo de muestreo al tiempo muerto del proceso y, entonces, se usa este tiempo muerto corregido en las fórmulas de ajuste para controladores continuos, tal y como se indica en la sección de sintonización de controladores PID.

En este método, propuesto por Moore y asociados , se expresa que el tiempo muerto utilizado en las fórmulas de ajuste es

$$t_{oc} = t_o + 1/ 2T$$

donde:

$t_{oc}$  es el tiempo muerto correcto

$t_o$  es el tiempo muerto del proceso

$T$  es el tiempo de muestreo

Cabe hacer notar que, con el método de ajuste en línea, se incorpora implícitamente el efecto del muestreo cuando se determinan la ganancia y periodo últimos del circuito con el controlador por muestreo de datos en posición de automático.

## 4.- DISEÑO DE SISTEMAS DE CONTROL DIGITAL

### 4.1.-Especificaciones de diseño

A menudo se emplean especificaciones de diseño Para describir qué debe hacer el sistema y cómo hacerlo. Estas especificaciones son únicas para cada aplicación individual y con frecuencia incluyen especificaciones como *estabilidad relativa, precisión en estado estable (error), respuesta transitoria, y características de respuesta en frecuencia*. En algunas aplicaciones puede haber especificaciones adicionales sobre *sensibilidad a variaciones de parámetros (robustez, o rechazo a perturbaciones)*.

El diseño de sistemas de control lineales se puede realizar ya sea en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia. Por ejemplo, *la precisión en estado estable* a menudo se especifica con respecto a una entrada escalón unitario, una entrada rampa o a una entrada parábola, y el diseño para cumplir ciertos requisitos es más conveniente realizarlo en el dominio del tiempo. Otras especificaciones como el *sobrepaso máximo, tiempo de levantamiento y tiempo de asentamiento*, están definidas para una entrada escalón unitario, y por tanto se emplean para diseño en el dominio del tiempo. Se ha aprendido que la estabilidad relativa también se mide en términos del *margen de ganancia, margen de fase, y  $M_r$* , estas son especificaciones típicas del dominio de la frecuencia y deben emplearse junto con herramientas como la traza de Bode, la traza polar, la traza de ganancia-fase, y la carta de Nichols.

Se ha mostrado que para el sistema prototipo de segundo orden, existen relaciones analíticas simples entre estas especificaciones, en los dominios del tiempo y de la frecuencia. Sin embargo, para sistemas de orden superior, la correlación entre las especificaciones entre los dominios del tiempo y la frecuencia son difíciles de establecer. Como se señaló anteriormente, el análisis y diseño de sistemas de control es más un ejercicio de selección, entre varios métodos alternativos, para resolver el mismo problema. Por tanto la selección de si el diseño se debe realizar en el dominio del tiempo o de la frecuencia depende de la preferencia del diseñador. Sin embargo, se debe señalar que, en la mayoría de los casos, las especificaciones en el dominio del tiempo tales como sobrepaso máximo, tiempo de levantamiento y tiempo de asentamiento se emplean normalmente como la medida final del desempeño del sistema

Para un diseñador sin experiencia, es difícil comprender la conexión física entre las especificaciones en el dominio de la frecuencia tales como márgenes de ganancia y fase, pico de resonancia, con el desempeño real del sistema. Por ejemplo, ¿un margen de ganancia de 20 dB garantiza un sobrepaso máximo menor al 10%? Para un diseñador tiene más sentido especificar, por ejemplo, un sobrepaso máximo menor que el 5% y un tiempo de asentamiento menor que 0.01 segundos. Es menos obvio que, por ejemplo, un margen de fase de  $60^\circ$  y un  $M_r$  de menos de 1.1 lleven al desempeño del sistema.

El desarrollo y la disponibilidad de software de computadora amigable y poderoso ha cambiado rápidamente la práctica del diseño de sistemas de control, que hasta hace poco había estado dictado por el desarrollo histórico. Con herramientas de software modernas, el diseñador puede correr, en unos cuantos minutos, un gran número de diseños empleando especificaciones en el dominio del tiempo. Esto disminuye considerablemente la ventaja histórica del diseño en el dominio de la frecuencia, el cual está basado en la conveniencia de realizar el diseño gráfico en forma manual. Además, generalmente es difícil, excepto para el diseñador experimentado, seleccionar un conjunto coherente de especificaciones en el dominio de la frecuencia que correspondan a requisitos de desempeño en el dominio del tiempo. Por ejemplo, especificar un margen de fase de  $60^\circ$  tendrá sentido si se sabe que corresponde a un cierto sobrepaso máximo. En general, para controlar el sobrepaso máximo, se tiene que especificar al menos el margen de fase y  $M_r$ , eventualmente, el establecer un conjunto inteligente de especificaciones en el dominio de la frecuencia se convierte en un proceso de prueba y error que precede al diseño real, el cual, a menudo, también es un esfuerzo de prueba y error.

Uno de los controladores más ampliamente empleados en estos esquemas de compensación es el controlador PID, el cual aplica una señal al proceso que es una combinación proporcional, integral y derivada de la señal de actuación. Debido a que estos componentes de la señal se pueden realizar y visualizar con facilidad en el dominio del tiempo, los controladores PID se diseñan comúnmente empleando métodos en el dominio del tiempo.

Además de los controladores tipo PID., los controladores de adelanto, atraso, adelanto-atraso y de muesca también se emplean frecuentemente. Los nombres de estos controladores provienen de las propiedades de sus respectivas características en el dominio de la frecuencia. Como resultado, estos controladores se diseñan a menudo empleando conceptos en el dominio de la frecuencia. No obstante, estas tendencias de diseño, todos los diseños de sistemas de control se benefician al observar los diseños resultantes desde ambos puntos de vista, en los dominios de la frecuencia y del tiempo.

#### **4.2-Principios fundamentales de diseño**

Después que se ha escogido una configuración del controlador, el diseñador debe escoger un tipo de controlador que con la selección adecuada de los valores de sus elementos satisficará todas las especificaciones de diseño. Los tipos de controladores disponibles para el diseño de sistemas de control están limitados sólo por la imaginación. Los ingenieros prácticos normalmente establecen que uno escoge el controlador más simple que cumpla con todas las especificaciones de diseño. En la mayoría de los casos, mientras más complejo sea un controlador, es más costoso, menos confiable, y más difícil de diseñar. El escoger un controlador determinado para una aplicación específica se basa a menudo en la experiencia del diseñador, y algunas veces en la intuición, e involucra inevitablemente tanto *arte* como *ciencia*. Como

resultado, es difícil encontrar en forma inicial, realizar una selección inteligente de controladores con cierta confianza.

Una vez elegido el controlador, la siguiente tarea es determinar los valores de los parámetros del controlador. Estos parámetros son típicamente coeficientes de una o más funciones de transferencia que componen al controlador. El enfoque de diseño básico es emplear las herramientas analizadas para determinar cómo los valores de los parámetros individuales afectan las especificaciones de diseño, y finalmente, el desempeño del sistema. Con base en esta información, se determinan los parámetros del controlador para que se cumplan todas las especificaciones de diseño. Mientras algunas veces este proceso es directo, más frecuentemente no involucra muchas iteraciones de diseño, ya que normalmente los parámetros del controlador interactúan unos con otros y afectan las especificaciones de diseño en formas conflictivas. Por ejemplo, el valor de un parámetro en particular se puede seleccionar para que el sobrepaso máximo sea satisfecho, pero en el proceso de variar el valor de otro parámetro en un intento por cumplir el requisito de tiempo de asentamiento, la especificación de sobrepaso máximo ¡puede ya no cumplirse! Es claro que mientras más especificaciones de diseño y más parámetros haya, el proceso de diseño se vuelve más complicado.

Al realizar el diseño ya sea en el dominio del tiempo o de la frecuencia, es importante establecer algunas guías básicas o reglas de diseño. Se debe mantener en mente que el diseño en el dominio del tiempo normalmente se basa fuertemente en el plano  $s$  y en el lugar geométrico de las raíces. El diseño en el dominio de la

frecuencia está basado en la manipulación de la ganancia y la fase de la función de transferencia de lazo para que se cumplan las especificaciones.

En general, es útil resumir las características en el dominio de la frecuencia y del tiempo para que se puedan emplear como guía para propósitos de diseño.

#### 4.3-Comentario acerca de los controladores digitales.

La ecuación de los controladores digitales es la forma discreta de la ecuación ECU4. Los métodos para ajustar los controladores digitales no son muy diferentes de los que se utilizan para ajustar los controladores analógicos.

$$m(t) = \bar{m} + K_c e(t) + \frac{K_c}{\tau} \int e(t) dt + K_c \tau_D \frac{de(t)}{dt} \quad (4.3-1)$$

En la ecuación (4.3-1) se ve que, en cualquier momento en que cambia el parámetro  $K_c$  esto afecta las acciones de integración y derivación, ya que  $\tau_I$  y  $\tau_D$  se dividen o multiplican por dicho parámetro; esto significa que, si únicamente se desea cambiar la acción proporcional pero no la cantidad de reajuste o anticipación, entonces también se deben cambiar estos parámetros para adaptados al cambio  $K_c$ .

Todos los controladores analógicos son de este tipo, y algunas veces se les conoce como "controladores interactivos"; la mayoría de los controladores con base en microprocesadores también son del mismo tipo; sin embargo, existen algunos en los

que se evita este problema mediante la substitución del término  $\frac{Kc}{\tau}$  por el termino único  $K_I$  y el término  $Kc\tau_D$  por  $K_D$  lo cual quiere decir que los tres parámetros de ajuste son  $K_I$ ,  $K_D$  y  $Kc$ .

#### 4.4.-Controlador proporcional (P)

El controlador proporcional es el tipo más simple de controlador, la ecuación del funcionamiento del controlador es:

$$m(t) = \bar{m} + K_c(r(t) - c(t)) \quad (4.4-1)$$

$$m(t) = \bar{m} + K_c.e(t) \quad (4.4-2)$$

donde:

$m(t)$  = salida del controlador, psig o mA

$r(t)$  = punto de control, psig o mA

$c(t)$  = variable que se controla, psig o mA; ésta es la señal que llega del transmisor.

$e(t)$  = señal de error, psi o mA; ésta es la diferencia entre el punto de control y la variable que se controla.

$Kc$  = ganancia del controlador,  $\frac{psi}{psi}$  o  $\frac{mA}{mA}$

$\bar{m}$  = valor base, psig o mA. El significado de este valor es la salida del controlador

cuando el error es cero; generalmente se fija durante la calibración del controlador, en el medio de la escala, 9 psig o 12 mA.

Puesto que los rangos de entrada y salida son los mismos (3-15 psig o 4-20 mA), algunas veces las señales de entrada y salida, así como el punto de control se expresan en porcentaje o fracción de rango.

Es interesante notar que la ecuación (4.4-1) es para un controlador de acción inversa; si la variable que se controla,  $c(t)$ , se incrementa en un valor superior al punto de control,  $r(t)$ , el error se vuelve negativo y, como se ve en la ecuación, la salida del controlador,  $m(t)$ , decrece. La manera común con que se designa matemáticamente un controlador de acción directa es haciendo negativa la ganancia del controlador,  $K_c$ ; sin embargo, se debe recordar que en los controladores industriales no hay ganancias negativas, sino únicamente positivas, lo cual se resuelve con el selector inverso/directo.

La  $K_c$  negativa se utiliza cuando se hace el análisis matemático de un sistema de control en el que se requiere un controlador de acción directa.

En las ecuaciones (4.4-1) y (4.4-2) se ve que la salida del controlador es proporcional al error entre el punto de control y la variable que se controla; la proporcionalidad la da la ganancia del controlador,  $K_c$ ; con esta ganancia o sensibilidad del controlador se determina cuánto se modifica la salida del controlador con un cierto cambio de error.

Los controladores que son únicamente proporcionales tienen la ventaja de que sólo cuentan con un parámetro de ajuste,  $K_c$ , sin embargo, adolecen de una gran desventaja, operan con una DESVIACIÓN, o "error de estado estacionario" en la

variable que se controla.

La respuesta de un sistema de control proporcional se observa en la figura 12 El controlador lleva de nuevo a la variable a un valor estacionario pero este valor no es el punto de control requerido; la diferencia entre el punto de control y el valor de estado estacionario de la variable que se controla es la desviación. En la figura 12 se muestran dos curvas de respuesta que corresponden a dos diferentes valores del parámetro de ajuste  $K_C$ . En la figura se aprecia que cuanto mayor es el valor de  $K_C$ , tanto menor es la desviación, pero la respuesta del proceso se hace más oscilatoria; sin embargo, para la mayoría de los procesos existe un valor máximo de  $K_C$ , más allá

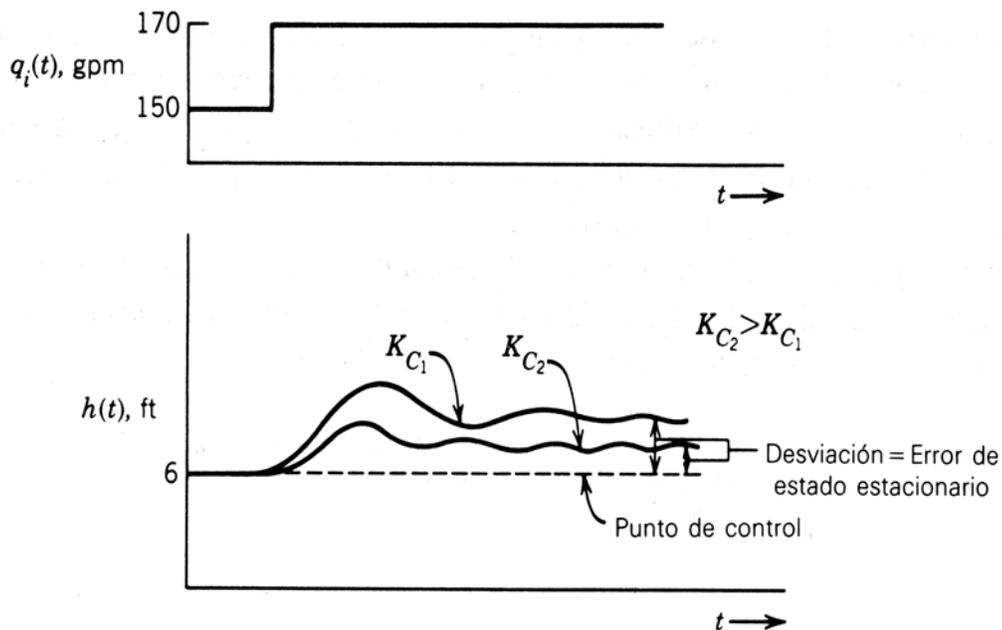


Figura 12.- Respuesta de un sistema con un controlador proporcional del cual el proceso se hace inestable.

Cuanto mayor es la ganancia, se observa que la desviación se hace menor, se debe recordar que arriba de cierto valor de  $K_C$  , la mayoría de los procesos se vuelven inestables, pero esto no es demostrado por la ecuación del controlador.

Tal parece que todos los controladores proporcionales logran es alcanzar una condición de operación de estado estacionario. Esta desviación del punto de operación depende de la ganancia del controlador.

Muchos fabricantes de controladores no utilizan el término de ganancia para designar la cantidad de sensibilidad del controlador, sino que utilizan el término de banda proporcional  $PB$  . La relación entre la ganancia y la banda proporcional es :

$$PB = \frac{100}{K_C} \quad (4.4-3)$$

luego la ecuación que describe el control al controlador proporcional, es la siguiente:

$$m(t) = \bar{m} + \frac{100}{PB} e(t) \quad (4.4-4)$$

En la ecuación (4.4-3) se aprecia un hecho importante, una ganancia grande es lo mismo que una banda proporcional baja o estrecha; y una ganancia baja es lo mismo que una banda proporcional grande o ancha. Entonces se debe tener especial cuidado ya que son inversamente proporcionales y se pueden cometer errores cuando no se sabe cual es el parámetro ajustable.

Se puede definir de otra manera lo que es la banda proporcional: la BP se refiere al error ( expresado en porcentaje de rango de la variable que se controla ) que se requiere para llevar la salida del controlador del valor más bajo hasta el más alto.

Para obtener la ecuación de transferencia del controlador proporcional, la ecuación (4.4-1) se puede escribir como:

$$m(t) - \bar{m} = K_c e(t) \quad (4.4-5)$$

Se define la siguiente variable de desviación:

$$M(t) = m(t) - \bar{m} \quad (4.4-6)$$

Entonces,

$$M(t) = K_c e(t) \quad (4.4-7)$$

Luego la función de transferencia obtenida de la transformada de Laplace es igual a la ganancia del sistema:

$$K_c = \frac{M(s)}{E(s)} \quad (4.4-8)$$

Los controladores proporcionales son los mas simples, en los casos en que el proceso se controla dentro de una banda del punto de control, los controladores proporcionales son suficientes; sin embargo, en los procesos en que el control debe estar en el punto de control, los controladores proporcionales no proporcionan un control satisfactorio.

#### **4.5.-Diseño con el controlador PD**

Este tipo de acción de control se conoce formalmente como *control proporcional derivativo* ya que la señal de control a la salida del controlador está relacionada con la entrada del controlador mediante una constante proporcional. En forma intuitiva, se debe ser capaz de emplear la derivada o la integral de la señal de entrada, además de la operación proporcional. En consecuencia, se puede considerar un controlador en tiempo continuo más general como aquel que contiene componentes tales como sumadores (suma y resta), amplificadores, atenuadores, diferenciadores e integradores. La tarea del diseñador es determinar cuáles de estos componentes deben emplearse, en qué proporción, y cómo deberán estar conectados. Por ejemplo, uno de los controladores más ampliamente empleados es el controlador PID, donde las letras son las iniciales *de proporcional, integral y derivativo*.

Los componentes integral y derivativo del controlador PID tienen una implicación individual en el desempeño, y sus aplicaciones requieren un

entendimiento de las bases de estos elementos. Para poder entender a este controlador, se considera primero sólo la porción PD de este controlador.

La Figura 13 muestra el diagrama de bloques de un sistema de control realimentado que en forma arbitraria tiene un proceso prototipo de segundo orden con la función de transferencia:

$$G_p(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\xi\omega_n)} \quad (4.5-1)$$

el controlador en serie es del tipo proporcional-derivativo (PD) con la función de transferencia:

$$G_c(s) = K_p + K_D s \quad (4.5-2)$$

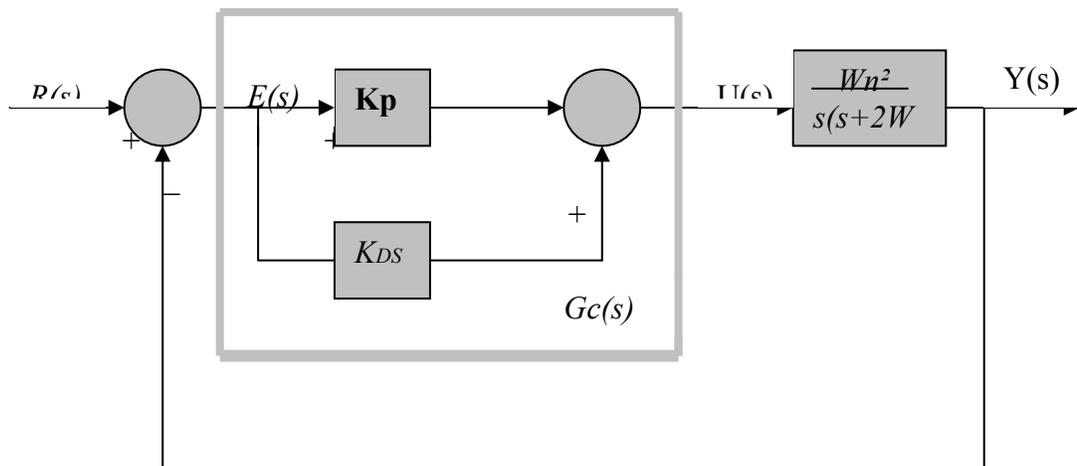


Figura 13.- Sistemas de Control con el Control PD

Por tanto la señal de control aplicada al proceso es:

$$u(t) = K_p e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (4.5-3)$$

en donde  $K_p$  y  $K_D$  son las constantes proporcional y derivativa, respectivamente.

*Interpretación en el dominio del tiempo del control PD :*

El efecto del control PD sobre la respuesta transitoria de un sistema de control se puede investigar al referirse a las respuestas en el tiempo mostradas en la Fig. 10-5. Se supone que la respuesta al escalón unitario de un sistema estable con el control proporcional solamente es como la que se presenta en la Figura 14(a), la cual tiene un sobrepaso máximo relativamente grande y es un poco oscilatoria. La señal de error correspondiente, que es la diferencia entre la entrada escalón unitario y la salida  $y(t)$ , y su derivada en tiempo  $de(t)/dt$  se muestran en las Figuras 14 (b) y (c), respectivamente. Las características de sobrepaso y oscilación también se refleja en  $e(t)$  y  $de(t)/dt$ . Por motivos de ilustración se supone que el sistema contiene un motor de alguna clase con su par proporcional a  $e(t)$ .

Otra forma de ver el control derivativo es que ya que  $de(t)/dt$  representa la pendiente de  $e(t)$ , el control PD es esencialmente un control *anticipativo*. Esto es, al conocer la pendiente, el controlador puede anticipar la dirección del error y emplearla para controlar mejor el proceso.

Figura 14.- formas de onda de  $y(t)$ ,  $e(t)$  y de  $(t)/dt$ , que muestran el efecto del control derivativo. (a) Respuesta al escalón unitario. (b) Señal de error . (c) Tasa de tiempo de cambio de la señal de error.

Normalmente, en sistemas lineales si la pendiente de  $e(t)$  o  $y(t)$  debida a la entrada escalón es grande, subsecuentemente ocurrirá un sobrepaso alto. El control derivativo mide la pendiente instantánea de  $e(t)$ , predice el sobrepaso grande adelante en el tiempo, y hace un esfuerzo correctivo antes de que él sobrepaso excesivo ocurra.

En forma intuitiva, el control derivativo afecta el error en estado estable de un sistema sólo si el error en estado estable varía con el tiempo. Si el error en estado estable de un sistema es constante con respecto al tiempo, la derivada con respecto al tiempo de este error es cero, y la porción derivativa del controlador no provee ninguna entrada al proceso. Pero si el error en estado estable se incremento con el

tiempo, se genera otra vez un par en proporción a  $de(t)/dt$ , lo cual reduce la magnitud del error.

### *Interpretación del control PD en el dominio de la frecuencia*

Para el diseño en el dominio de la frecuencia, la función de transferencia del controlador PD se escribe como:

$$G_c(s) = K_p + K_D s = K_p \left( 1 + \frac{K_D}{K_p} s \right) \quad (4.5-4)$$

que se interpreta más fácilmente en las trazas de Bode. Las trazas de Bode de esta ecuación se muestran en la Fig. 10-6 con  $K_p = 1$ . En general, la ganancia del control proporcional  $K_p$  se puede combinar con una ganancia en serie del sistema, para que la ganancia en frecuencia cero del controlador PD se pueda visualizar como la unidad.

Las características del filtro paso altas del controlador PD se muestran claramente en la Figura 15. La propiedad de adelanto de fase se puede utilizar para mejorar el margen de fase de un sistema de control. Desafortunadamente, la característica de magnitud del controlador PD empuja la frecuencia de cruce de ganancia a un valor más alto. Por tanto, *el principio de diseño del controlador PD involucra el localizar la frecuencia de corte del controlador,  $\omega = K_p/K_D$ , tal que se logre un mejoramiento efectivo del margen de fase en la nueva frecuencia de cruce de ganancia.*

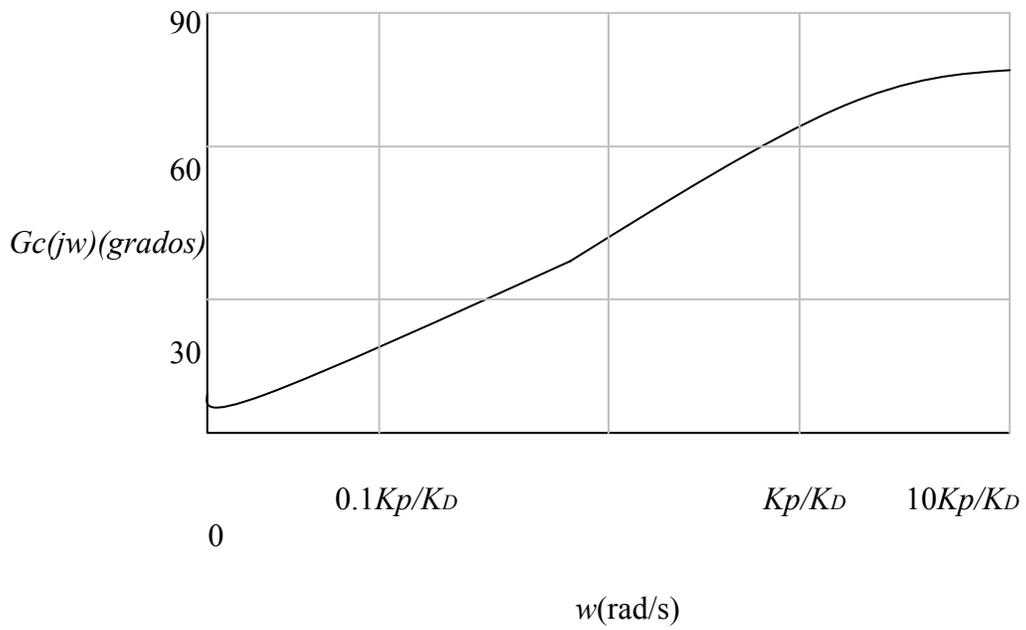
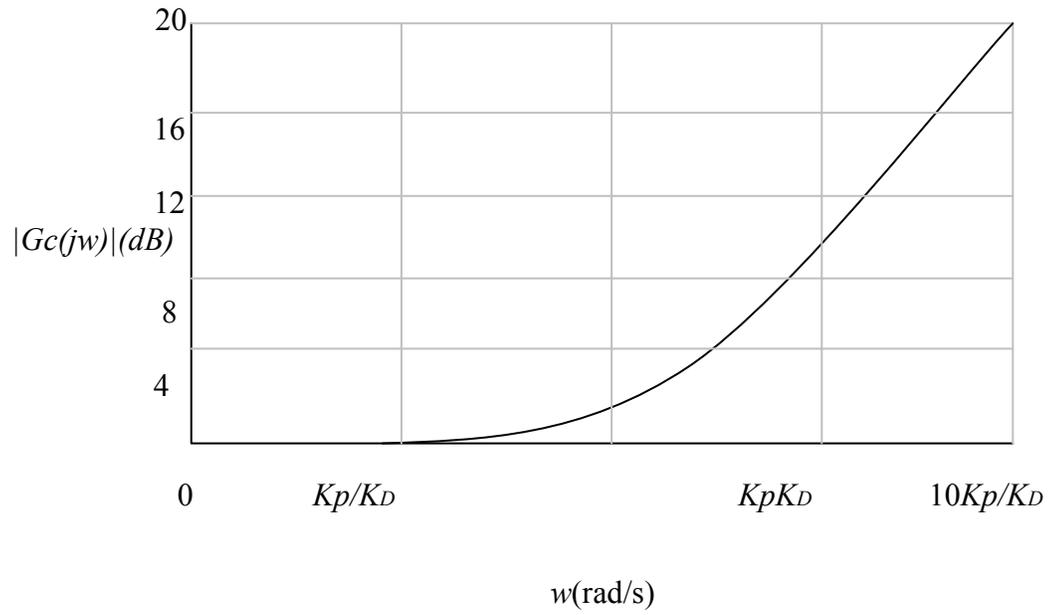


Figura 15.- Trazas de Bode de  $1 + K_D/s$   $K_p = 1$

Para un sistema dado, existe un intervalo de valores de  $K_p/K_D$  que es óptimo para mejorar el amortiguamiento del sistema. Otra consideración práctica al seleccionar los valores de  $K_p$  y  $K_D$ . está en la implementación física del controlador PD.

Otro efecto aparente del control PD en el dominio de la frecuencia es que debido a las características del filtro paso altas, en la mayoría de los casos incrementa el BW del sistema y reduce el tiempo de levantamiento de la respuesta al escalón. La desventaja práctica del controlador PD es que la parte diferencial es un filtro paso altas, el cual usualmente acentúa el ruido de alta frecuencia que se introduce por la entrada.

#### **4.6-Diseño con el controlador PI**

Se vio que el controlador PD puede mejorar el amortiguamiento y el tiempo de levantamiento de un sistema de control a expensas del ancho de banda más alto y la frecuencia de resonancia, y el error en estado estable no es afectado a menos que varíe con el tiempo, lo cual no es típico para el caso de entradas función escalón. Por tanto, en muchas situaciones el controlador PD puede no llenar los objetivos de compensación.

La parte integral del controlador PID produce una señal que es proporcional a la integral con respecto al tiempo de la entrada del controlador. La Fig. 16 ilustra un

sistema prototipo de segundo orden con un controlador PI en serie. La función de transferencia del controlador PI es:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (4.6-1)$$

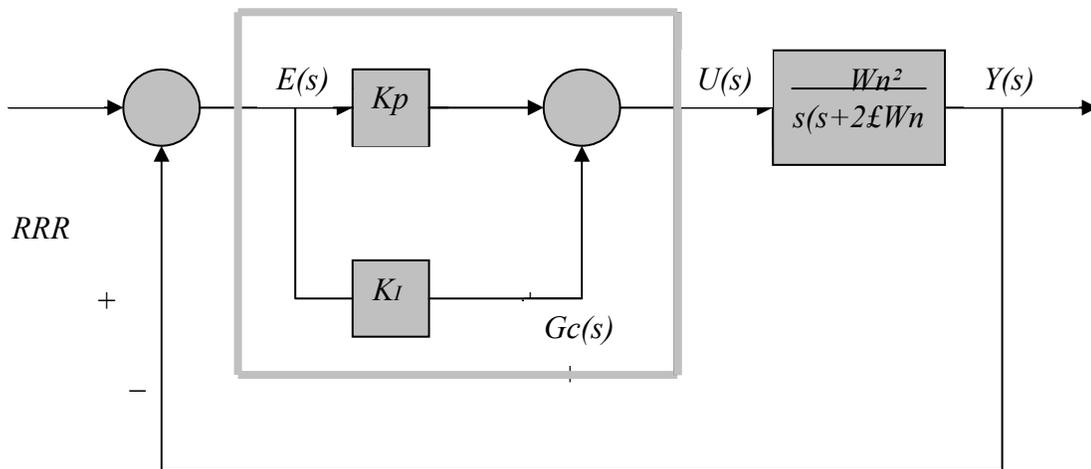


Figura 16.- Sistemas de Control con el Control PI

En donde los efectos inmediatos del controlador PI son:

- 1.-Añada un cero en  $s = -K_I/K_p$  a la función de transferencia de la trayectoria directa.
- 2.- Añada un polo en  $s=0$  a la función de transferencia de la trayectoria directa. Esto significa que el tipo de sistema se incrementa en uno a un sistema tipo 2. Por lo tanto,

el error en estado estable del sistema original se mejora en un orden; es decir, si el error en estado estable a una entrada dada es constante, el control PI lo reduce a cero (considerando que el sistema compensado permanece estable).

Para el sistema de la figura 16, el sistema no tendrá un error en estado estable cero cuando la entrada de referencia es una función rampa. Sin embargo, si ahora el sistema es de tercer orden, puede *ser menos estable* que el sistema de segundo orden original o *hasta inestable* si los parámetros  $K_p$  y  $K_I$  no se han escogido adecuadamente.

En el caso de un sistema tipo 1 con un control PD, el valor de  $K_p$  es importante porque la constante de error rampa  $K_v$  es directamente proporcional a  $K_p$  y por tanto, la magnitud del error en estado estable es inversamente proporcional a  $K_p$  cuando la entrada es una rampa. Por otro lado, si  $K_p$  es muy grande, el sistema puede ser inestable. En forma similar, para un sistema tipo 0, el error en estado estable debido a una entrada escalón será inversamente proporcional a  $K_p$ .

Cuando un sistema tipo 1 se convierte en un sistema tipo 2 mediante un controlador PI,  $K_p$  ya no afecta el error en estado estable, y este último siempre es cero para un sistema estable con una entrada rampa. El problema es escoger la combinación adecuada de  $K_p$  y  $K_I$  para que la respuesta transitoria sea satisfactoria.

#### *Interpretación en el dominio del tiempo y diseño del control PI*

La configuración de polos y ceros del controlador PI en la ecuación (4.6-1) se muestra en la Figura 17. A primera vista se puede observar que el control PI mejorará

el error en estado estable a costa de la estabilidad. Sin embargo, se mostrará que si la ubicación del cero de  $G_c(s)$  se selecciona adecuadamente, tanto el amortiguamiento como el error en estado estable se pueden mejorar.

Ya que el controlador PI es en esencia un filtro paso bajas, el sistema compensado tendrá un tiempo de levantamiento más bajo y un tiempo de asentamiento más largo. Un método factible para diseñar un controlador PI es seleccionar el cero en  $s = -K_I/K_P$  relativamente cerca del origen y lejos de los polos más significativos del proceso, y los valores de  $K_P$  y  $K_I$  deber, ser relativamente pequeños.

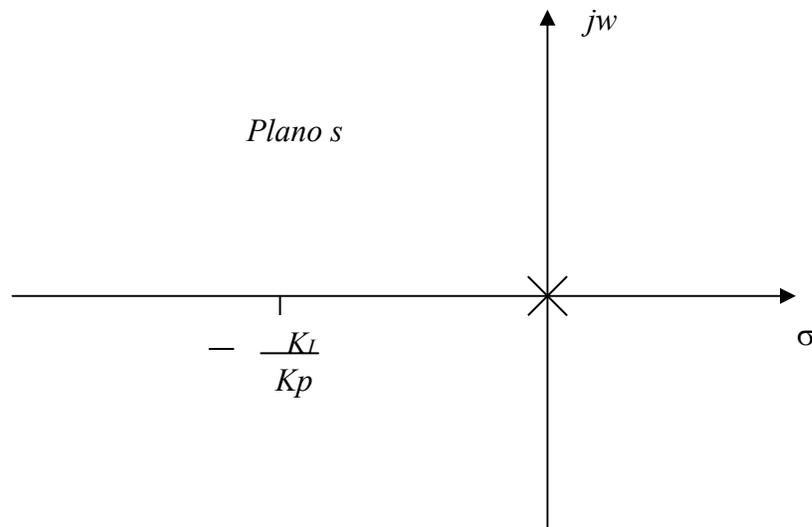


Figura 17.- Configuración de polos y ceros de un controlador PI

### *Interpretación en el dominio de la frecuencia y diseño del control PI*

Para el diseño en el dominio de la frecuencia la función de transferencia del controlador PI se escribe como:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} = \frac{K_I [1 + (K_p / K_I) s]}{s} \quad (4.6-2)$$

Las trazas de Bode de  $G_c(j\omega)$  se muestran en la Figura 18. Observe que la magnitud de  $G_c(j\omega)$  en  $\omega = \infty$  es  $20 \log_{10} K_p$  dB, lo cual representa una atenuación si el valor de  $K_p$  es menor que 1. Esta atenuación se puede utilizar para mejorar la estabilidad del sistema. La fase de  $G_c(j\omega)$  es siempre negativa, lo cual perjudica la estabilidad.

Por tanto se debe poner la frecuencia de corte del controlador,  $\omega = K_I / K_p$  tan lejos a la izquierda como el requisito del ancho de banda lo permita, para que las propiedades de atraso de fase de  $G_c(j\omega)$  no degraden el margen de fase alcanzado por el sistema.

El procedimiento de diseño en el dominio de la frecuencia para el control PI para obtener un margen de fase dado se describe como sigue:

1. Las trazas de Bode de la función de transferencia de la trayectoria directa  $G_p(s)$  del sistema no compensado se hace con la ganancia del lazo puesta de acuerdo con el requisito del desempeño en estado estable.

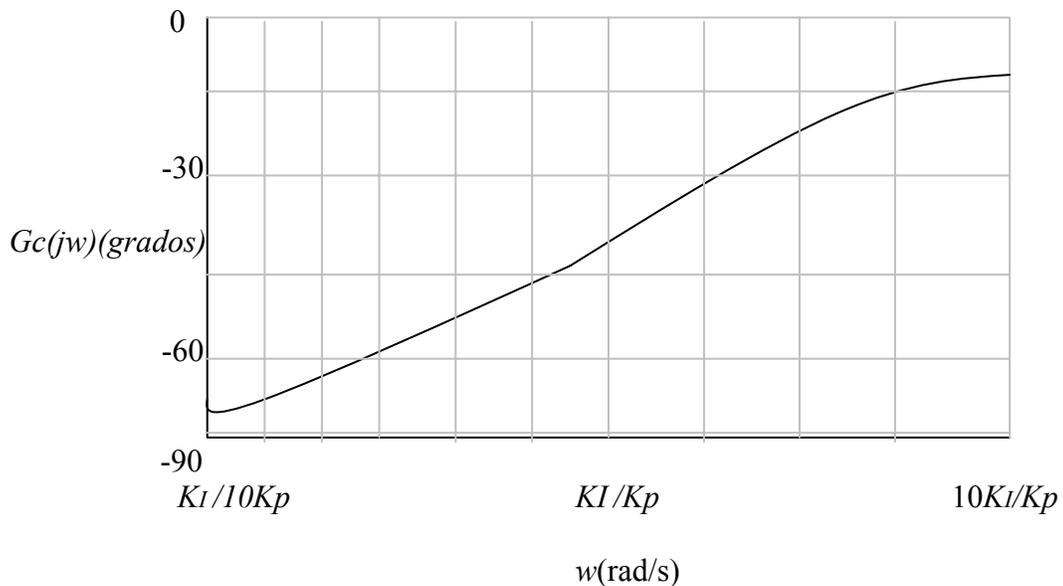
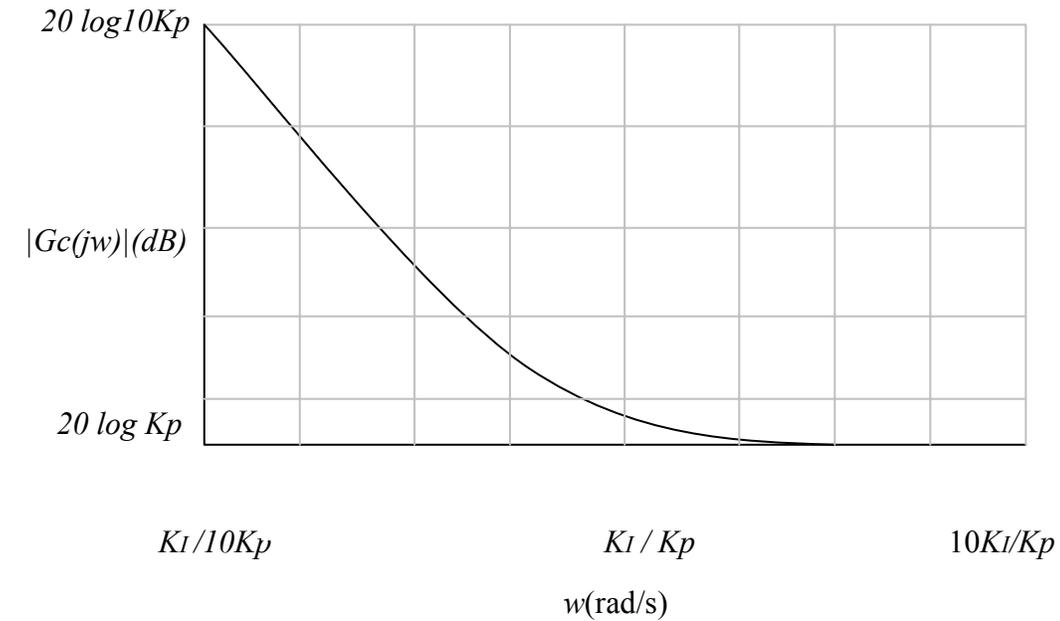


Figura 18.- Trazas de Bode del Controlador PI  $G_c(s) = K_p + K_I / s$

2. Los márgenes de fase y ganancia del sistema no compensado se determinan de las trazas de Bode. Para un cierto requisito de margen de fase especificado, la nueva frecuencia de cruce de ganancia  $\omega'_g$  correspondiente a este margen de fase se localiza sobre las trazas de Bode. La traza de magnitud de la función de transferencia del sistema compensado debe pasar a través del eje de 0 dB en esta nueva frecuencia de cruce de ganancia para obtener el margen de fase deseado.

3. Para llevar la curva de magnitud de la función de transferencia del sistema no compensado a 0 dB en la nueva frecuencia de cruce de ganancia  $\omega'_g$ , el controlador PI debe proveer la cantidad de atenuación igual a la ganancia de la curva de magnitud en la nueva frecuencia de cruce de ganancia. En otras palabras, al hacer que:

$$|G_p(j\omega'_g)|_{dB} = -20 \log_{10} K_p \text{ dB} \quad K_p < 1$$

De donde se tiene que :

$$K_p = 10^{|G_p(j\omega'_g)|_{dB} / 20} \quad K_p < 1 \quad (4.6-3)$$

Una vez que se determina el valor de  $K_p$ , solo es necesario seleccionar el

valor adecuado de  $K_I$  para completar el diseño. Hasta este punto, sé a supuesto que aunque la frecuencia de cruce de ganancia es alterada para atenuar la magnitud de  $G_c(j\omega)$  en  $\omega'_g$ , la fase original no es afectada por el controlador PI. Sin embargo, esto no es posible, ya que, la propiedad de atenuación del controlador PI esta acompañada con un atraso de fase que perjudica el margen de fase.

4. Las trazas de Bode del sistema compensado se investigan para ver si todas las especificaciones de desempeño se cumplen.
5. Los valores de  $K_I$  y  $K_p$  se sustituyen en la ecuación del diseño en el dominio de la frecuencia para dar la función de transferencia deseada del controlador PI.

Si el proceso controlado  $G_p(s)$  es tipo 0, el valor de  $K_I$  puede seleccionarse con base en el requisito de constante de error a rampa, y entonces sólo habrá un parámetro,  $K_p$  a determinar. Al calcular el margen de fase, el margen de ganancia,  $M_r$  y  $BW$  del sistema en lazo cerrado con un intervalo de valores de  $K_p$ , se puede seleccionar el mejor valor de  $K_p$ .

Con base en la discusión anterior, se pueden resumir las ventajas y desventajas del controlador PI diseñado adecuadamente como:

1. Mejora el amortiguamiento y reduce el sobrepaso máximo.
2. Incrementa el tiempo de levantamiento.
3. Mejora el margen de ganancia, el margen de fase y  $M_r$ .
4. Disminuye el ancho de banda.

5. Filtra el ruido de alta frecuencia.

El problema de seleccionar una combinación adecuada de  $K_I$  y  $K_p$  para que el capacitor en la implementación del circuito del controlador no sea excesivamente grande, es más agudo que en el caso del controlador PD.

#### 4.7.-Diseño con el controlador PID

Se observa que el controlador PD puede añadir amortiguamiento a un sistema, pero no afecta la respuesta en estado estable. El controlador PI puede mejorar la estabilidad relativa y el error en estado estable al mismo tiempo, pero el tiempo de levantamiento se incrementa.

Esto conduce a emplear un controlador PID para que se empleen las mejores características de los controladores PI y PID.

Se puede describir el siguiente procedimiento para el diseño del controlador PID.

1. Considere que el controlador PID consista de una parte PI conectada en cascada con una parte PD. La función de transferencia del controlador PID se escribe como:

$$G_c(s) = K_p + K_D s + \frac{K_I}{s} = (1 + K_{D1} s) \left( K_{p2} + \frac{K_{I2}}{s} \right) \quad (4.7-1)$$

La constante proporcional de la parte PD se hace unitaria, ya que sólo se necesitan

tres parámetros en el controlador PID. Al igualar ambos miembros de la ecuación de transferencia del controlador PID, se tiene:

$$K_p = K_{p2} + K_{DI}K_{I2}$$

$$K_D = K_{DI}K_{P2} \quad (4.7-2)$$

$$K_I = K_{I2}$$

2. Considere que sólo la parte PD está operando. Seleccione el valor de  $K_{DI}$  para lograr una parte de la estabilidad relativa deseada. En el dominio del tiempo, esta estabilidad relativa se puede medir mediante el sobrepaso máximo, y en el dominio de la frecuencia con el margen de fase.
3. Seleccione los parámetros  $K_{I2}$  y  $K_{P2}$  para que el requisito de la estabilidad relativa sea satisfecho.

Como una opción, la porción PI del controlador se puede diseñar primero para una parte del requisito sobre la estabilidad relativa y finalmente se diseña la parte PD.

El controlador PID y sus componentes en la forma de los controles PD y PI representan formas simples de controladores que emplean operaciones de derivación e integración en la compensación de sistemas de control. En general, el diseño de controladores en sistemas de control se puede ver como un problema de diseño de filtros; entonces existe un gran número de esquemas posibles. Desde el punto de vista de filtrado, el controlador PD es un filtro paso altas, el controlador PI es un filtro paso

bajas y el controlador PID es un filtro paso banda o banda atenuada, en función de los valores de los parámetros del controlador.

El filtro paso altas a menudo se denomina como *controlador de adelanto de fase* ya que se introduce fase positiva al sistema en algún intervalo de frecuencias. El *filtro* paso bajas también se conoce como *controlador de atraso de fase*, ya que la fase correspondiente introducida es negativa. Estas ideas relacionadas con el filtrado y corrimiento de fase son útiles si los diseños se realizan en el dominio de la frecuencia.

La función de transferencia de un controlador de adelanto o atraso sencillo se expresa como:

$$G_c(s) = K_c \frac{s + z_1}{s + p_1} \quad (4.7-3)$$

en donde el controlador es paso altas o de adelanto de fase si  $p_1 > z_1$  y paso bajas o de atraso de fase si  $p_1 < z_1$ .

Los controladores PID se utilizan en procesos donde las constantes de tiempo son largas. Ejemplos típicos de ello son los circuitos de temperatura y los de concentración. Los procesos en que las constantes de tiempo son cortas (capacitancia pequeña) son rápidos y susceptibles al ruido del proceso, son característicos de este tipo de proceso los circuitos de control de flujo y los circuitos para controlar la presión en corrientes de líquidos. La aplicación del modo derivativo sólo da como

resultado la amplificación del ruido, porque la derivada del ruido, que cambia rápidamente, es un valor grande. Los procesos donde la constante de tiempo es larga (capacitancia grande) son generalmente amortiguados y, en consecuencia, menos susceptibles al ruido; sin embargo, se debe estar alerta, ya que se puede tener un proceso con constante de tiempo larga, por ejemplo, un circuito de temperatura, en el que el transmisor sea ruidoso, en cuyo caso se debe reparar el transmisor antes de utilizar el controlador PID.

La función de transferencia de un controlador PID "ideal" se obtiene a partir de la ecuación (4.7-4), se reordena como sigue:

$$m(t) - \bar{m} = K_c (e(t) + \frac{K_c}{\tau} \int e(t)dt + K_c \tau_D \frac{de(t)}{dt}) \quad (4.7-4)$$

esta función de transferencia se conoce como "ideal" porque en la práctica es imposible implantar el cálculo de la derivada, por lo cual se hace una aproximación mediante la utilización de un adelanto/retardo, de lo que resulta la función de transferencia "real" :

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_c \left( 1 + \frac{1}{\tau s} \right) \left( \frac{\tau s + 1}{\alpha \tau s + 1} \right)$$

(4.7-5)

los valores típicos de  $\alpha$  están entre 0.05 y 0.1.

En resumen, los controladores PID tienen tres parámetros de ajuste: la ganancia o banda proporcional, el tiempo de reajuste o rapidez de reajuste y la rapidez derivativa. La rapidez derivativa se da siempre en minutos. Los controladores PID se recomiendan para circuitos con constante de tiempo larga en los que no hay ruido. La ventaja del modo derivativo es que proporciona la capacidad de "ver hacia dónde se dirige el proceso.

## **5.- METODOS USADOS EN LA SINTONIZACION DE CONTROLADORES PID**

La sintonización de controladores PID es el procedimiento mediante el cual se adecuan los parámetros del controlador por retroalimentación para obtener una respuesta específica de circuito cerrado. El ajuste de un circuito de control por retroalimentación es análogo al del motor de un automóvil o de un televisor; en cada caso la dificultad del problema se incrementa con el número de parámetros que se deben ajustar; por ejemplo, el ajuste de un controlador proporcional simple o de uno integral es similar al del volumen de un televisor, ya que sólo se necesita ajustar un parámetro o "perilla"; el procedimiento consiste en moverlo en una dirección u otra, hasta que se obtiene la respuesta (o volumen) que se desea. El siguiente grado de dificultad es ajustar el controlador de dos modos o proporcional-integral (PI), que se asemeja al proceso de ajustar el brillo y el contraste de un televisor en blanco y negro, puesto que se deben ajustar dos parámetros: la ganancia y el tiempo de reajuste; el procedimiento de ajuste es significativamente más complicado que cuando sólo se necesita ajustar un parámetro. Finalmente, el ajuste de los controladores de tres modos o proporcional-integral-derivativo (PID) representa el siguiente grado de dificultad, debido a que se requiere ajustar tres parámetros: la ganancia, el tiempo de reajuste y el tiempo de derivación, lo cual es análogo al ajuste de los haces verde, rojo y azul en un televisor a color.

A pesar de que se planteó la analogía entre el ajuste de un televisor y un circuito de control con retroalimentación, no se trata de dar la impresión de que en ambas tareas existe el mismo grado de dificultad. La diferencia principal estriba en la velocidad de respuesta del televisor contra la del circuito del proceso; en el televisor se tiene una retroalimentación casi inmediata sobre el efecto del ajuste. Por otro lado, a pesar de que en algunos circuitos de proceso se tienen respuestas relativamente rápidas, en la mayoría de los procesos se debe esperar varios minutos, o aun horas, para apreciar la respuesta que resulta del ajuste, lo cual hace que el ajuste de los controladores con retroalimentación sea una tarea tediosa que lleva tiempo; a pesar de ello, éste es el método que más comúnmente utilizan los ingenieros de control e instrumentación en la industria.

Para ajustar los controladores a varios criterios de respuesta se han introducido diversos procedimientos y fórmulas de ajuste. En esta sección se estudiarán algunos de ellos, ya que cada uno da una visión acerca del procedimiento de ajuste; sin embargo, se debe tener en mente que ningún procedimiento da mejor resultado que los demás para todas las situaciones de control de proceso. Los valores de los parámetros de ajuste dependen de la respuesta de circuito cerrado que se desea, así como de las características dinámicas o personalidad de los otros elementos del circuito de control y, particularmente, del proceso.

Se vio anteriormente que, si el proceso no es lineal, como generalmente ocurre, estas características cambian de un punto de operación al siguiente, lo cual significa que un conjunto particular de parámetros de ajuste puede producir la respuesta que se desea únicamente en un punto de operación, debido a que los

controladores con retroalimentación estándar son dispositivos básicamente lineales. A fin de operar en un rango de condiciones de operación, se debe establecer un arreglo para lograr un conjunto aceptable de parámetros de ajuste, ya que la respuesta puede ser lenta en un extremo del rango, y oscilatoria en el otro. A continuación se exponen algunos de los procedimientos propuestos para ajustar los controladores industriales.

### **5.1.- Método de sintonización para circuitos cerrados o ajuste en línea de Ziegler y Nichols**

Este método, uno de los primeros, que también se conoce como método de circuito cerrado o ajuste en línea, lo propusieron Ziegler y Nichols, en 1942; consta de dos pasos o métodos de ajuste:

**Paso 1.** Determinación de las características dinámicas o personalidad del circuito de control.

**Paso 2.** Estimación de los parámetros de ajuste del controlador con los que se produce la respuesta deseada para las características dinámicas que se determinaron en el primer paso, en otras palabras, hacer coincidir la personalidad del controlador con la de los demás elementos del circuito.

En este método, los parámetros mediante los cuales se representan las características dinámicas del proceso son: la *ganancia última* de un controlador proporcional, y el *período último* de oscilación, la ganancia y el período últimos se deben determinar frecuentemente de manera experimental, a partir del sistema real,

mediante el siguiente procedimiento:

1. Se desconectan la acción integral y derivativa del controlador por retroalimentación, de manera que se tiene un controlador proporcional. En algunos modelos no es posible desconectar la acción integral, pero se puede desajustar mediante la simple igualación del tiempo de integración al valor máximo o de manera equivalente, la tasa de integración al valor mínimo.
2. Con el controlador en automático (esto es, el circuito cerrado), se incrementa la ganancia proporcional (o se reduce la banda proporcional), hasta que el circuito oscila con amplitud constante; se registra el valor de la ganancia con que se produce la oscilación sostenida como  $K_{cu}$ , ganancia última. Este paso se debe efectuar con incrementos discretos de la ganancia, alterando el sistema con la aplicación de pequeños cambios en el punto de control a cada cambio en el establecimiento de la ganancia. Los incrementos de la ganancia deben ser menores conforme ésta se aproxime a la ganancia última.
3. Del registro de tiempo de la variable controlada, se registra y mide el período de oscilación como  $T_u$ , período último, según se muestra en la figura 19.

Para la respuesta que se desea del circuito cerrado, Ziegler y Nichols especificaron una razón de asentamiento de un cuarto. La razón de asentamiento (disminución gradual) es la razón de amplitud entre dos oscilaciones sucesivas; debe ser independiente de las entradas al sistema, y depender únicamente de las raíces de la ecuación característica del circuito. En la figura 20 se muestran las respuestas típicas de razón de asentamiento de un cuarto para una perturbación y un cambio en el punto

de control.

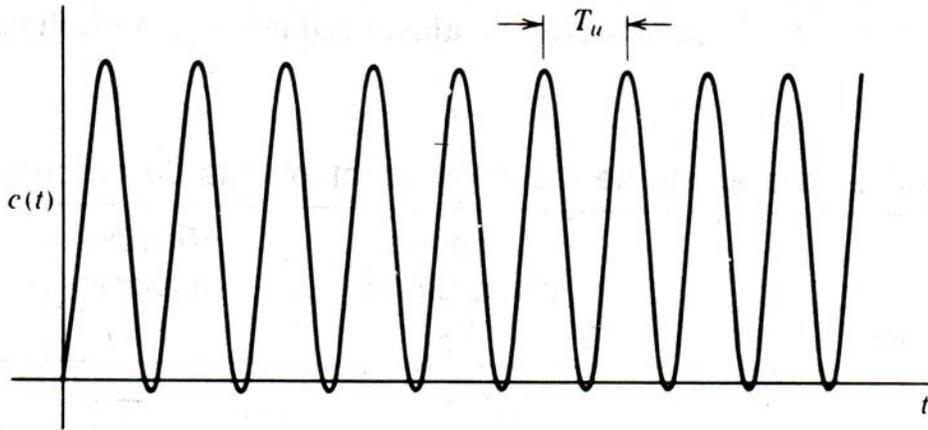


Figura 19.- Respuesta del circuito cuando la ganancia del controlador se hace igual a la ganancia crítica  $K_{cu}$ ; el periodo ultimo es  $T_u$ .

Una vez que se determinan la ganancia última y el período último, se utilizan las fórmulas de la tabla 1 para calcular los parámetros de ajuste del controlador con los cuales se producen respuestas de la razón de asentamiento de un cuarto.

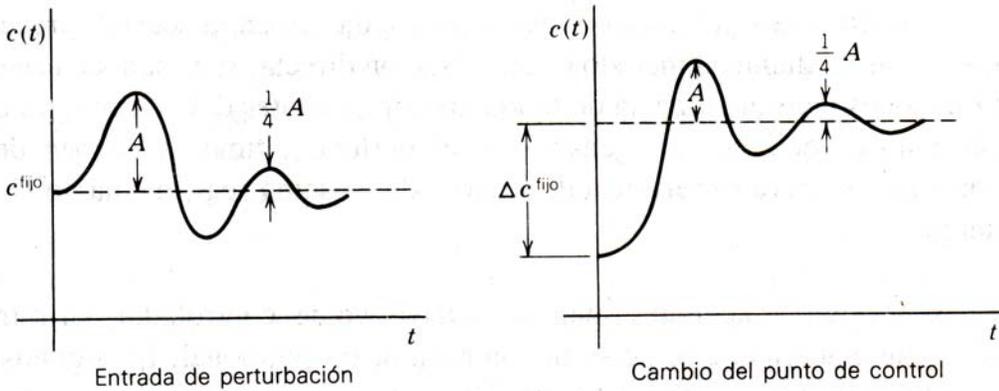


Figura 20.- Respuesta de razón de disminución gradual de un cuarto ante una perturbación y al cambio en el set point.

Nótese que, cuando se introduce la acción integral, se fuerza una reducción del 10% en la ganancia del controlador PI, en comparación con la del controlador proporcional. Por otro lado, la acción derivativa propicia un incremento, tanto en la ganancia proporcional como en la tasa de integración (un decremento en el tiempo de integración) del controlador PID, en comparación con las del controlador PI, debido a que la acción integral introduce un retardo en la operación del controlador por retroalimentación, mientras que con la acción derivativa se introduce un avance o adelanto.

*Tabla 1. Formulas usadas en el ajuste de los parámetros según el método de sintonización de Ziegler y Nichols*

| Tipo de controlador | Ganancia proporcional<br>$K_c$ | Tiempo de integración<br>$\tau_I$ | Tiempo de derivación<br>$\tau_D$ |
|---------------------|--------------------------------|-----------------------------------|----------------------------------|
| P                   | $\frac{K_{cu}}{2}$             | —                                 | —                                |
| PI                  | $\frac{K_{cu}}{2.2}$           | $\frac{T_u}{1.2}$                 | —                                |
| PID                 | $\frac{K_{cu}}{1.7}$           | $\frac{T_u}{2}$                   | $\frac{T_u}{8}$                  |

La respuesta con asentamiento de un cuarto no es deseable para cambios

escalón en el punto de control, porque produce un sobrepaso del 50% ( $A/\Delta_c$  fijación = 0.5), debido a que la desviación máxima del nuevo punto de control en cada dirección es un medio de la desviación máxima precedente en la dirección opuesta (ver Figura 20). Sin embargo, la respuesta de la razón de asentamiento de un cuarto es muy deseable para las perturbaciones, porque se evita una gran desviación inicial del punto de control sin que se tenga demasiada oscilación. La mayor dificultad de la respuesta de razón de asentamiento de un cuarto es que el conjunto de parámetros de ajuste requerido para obtenerla no es único, a excepción del caso del controlador proporcional; en el caso de los controladores PI se puede verificar fácilmente que, para cada valor del tiempo de integración, es posible encontrar un valor de ganancia con el cual se produce una respuesta de razón de asentamiento de un cuarto y viceversa; lo mismo es válido para el controlador PID. 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.

## **5.2- Caracterización del proceso mediante el método de Ziegler y Nichols**

El método de Ziegler y Nichols para ajuste en línea que se acaba de presentar es el único con que se caracteriza al proceso mediante la ganancia y período últimos. Con la mayoría de los demás métodos para ajuste del controlador, se caracteriza al proceso mediante un modelo simple de primer o segundo orden con tiempo muerto. Para una mejor comprensión de las suposiciones que entran en tal caracterización, considérese el diagrama de bloques de un circuito de control por retroalimentación

que se muestra en la figura 21.

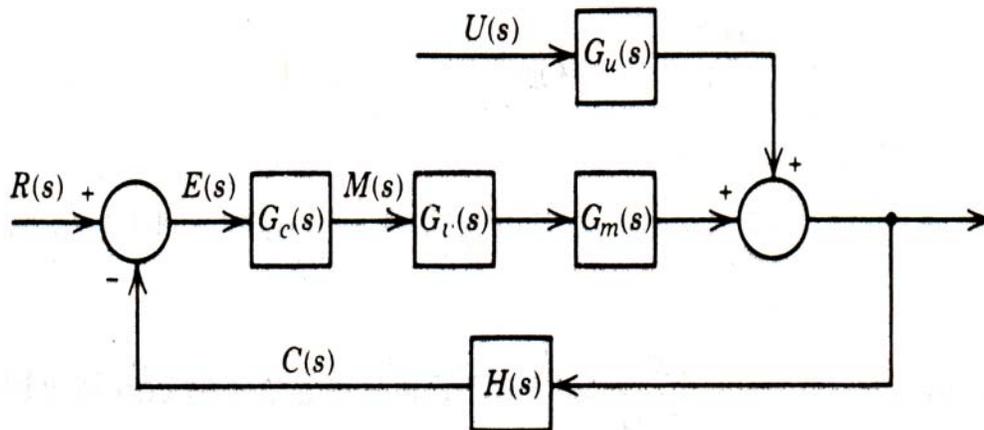


Figura 21.- Diagrama de bloques de control por retroalimentación.

Los símbolos que aparecen en el diagrama son:

$R(s)$ : transformada de Laplace de la señal del punto de control .

$M(s)$ : transformada de Laplace de la señal de salida del controlador.

$C(s)$ : transformada de Laplace de la señal de salida del transmisor.

$E(s)$ : transformada de Laplace de la señal de error.

$U(s)$ : transformada de Laplace de la señal de perturbación.

$G_c(s)$ : función de transferencia del controlador:

$G_V(s)$ : función de transferencia de la válvula de control (o elemento final de control).

$G_m(s)$ : función de transferencia del proceso entre la variable controlada y la variable manipulada.

$G_u(s)$ : función de transferencia del proceso entre la variable controlada y el disturbio

$H(s)$  función de transferencia del sensor-transmisor.

Utilizando un álgebra simple de diagrama de bloques se puede construir el diagrama de bloques de la figura 22, en este diagrama sólo hay dos bloques en el circuito de control, uno para el controlador y otro para el resto de los componentes del circuito. La ventaja de esta representación simplificada estriba en que se destacan las dos señales del circuito que generalmente se observan y registran: la salida del controlador  $M(s)$  y la señal del transmisor  $C(s)$ . En la mayoría de los circuitos no se puede observar alguna señal o variable, a excepción de esas dos; por lo tanto, la concentración de las funciones de transferencia de la válvula de control, del proceso y del sensor-transmisor, no se hace sólo por conveniencia, sino por razones prácticas; si a esta combinación de funciones de transferencia se le designa como  $G(s)$ :

$$G(s) = G_V(s) G_m(s)H(s) \quad (5.2-1)$$

Es precisamente esta función de transferencia combinada la que se aproxima mediante los modelos de orden inferior con el objeto de caracterizar la respuesta dinámica del proceso.

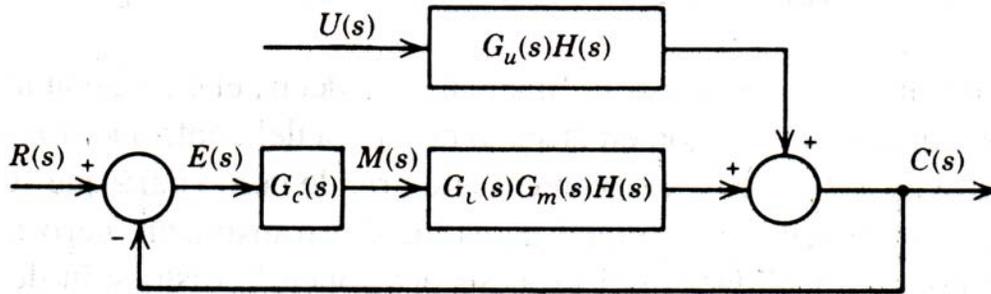


Figura 22.- Diagrama de bloques equivalente simplificando todos los instrumentos de campo y el proceso en bloques individuales.

Lo importante es que en el "proceso" caracterizado se incluye el comportamiento dinámico de la válvula de control y del sensor/transmisor. Los modelos que comúnmente se utilizan para caracterizar al proceso son los siguientes:

Modelo de primer orden más tiempo muerto (POMTM)

$$G(s) = \frac{Ke^{-t_0s}}{\tau s + 1} \quad (5.2-2)$$

Modelo de segundo orden más tiempo muerto (SOMTM)

$$G(s) = \frac{Ke^{-t_0s}}{(\tau_1s + 1)(\tau_2s + 1)} \quad (5.2-3)$$

$$G(s) = \frac{Ke^{-t_0s}}{\tau^2 + 2\xi\tau s + 1}$$

para procesos subamortiguados ( $\xi < 1$ ), donde:

$K$  = ganancia del proceso en estado estacionario

$t_0$  = tiempo muerto efectivo del proceso

$\tau, \tau_1, \tau_2$  = constantes de tiempo efectivas del proceso

$\xi$  = razón de amortiguamiento efectiva del proceso

De éstos, el modelo POMTM es en el que se basan la mayoría de las fórmulas de ajuste de controladores. En este modelo el proceso se caracteriza mediante tres parámetros: la ganancia  $K$ , el tiempo muerto  $t_0$  y la constante de tiempo  $\tau$ . De modo que el problema consiste en la manera en que se pueden determinar dichos parámetros para un circuito particular; la solución consiste en realizar algunas pruebas dinámicas en el sistema real o la simulación del circuito en una computadora; la prueba más simple que se puede realizar es la de escalón.

### 5.3.-Prueba o ensayo del proceso tipo de entrada escalón

El procedimiento de la prueba de escalón es el siguiente:

1. Con el controlador en la posición 'manual" (es decir, el circuito abierto), se aplica al proceso un cambio escalón en la señal de salida del controlador  $m(t)$ . La magnitud del cambio debe ser lo suficientemente grande como para que se pueda medir el cambio consecuente en la señal de salida del transmisor, pero no tanto como para que las no linealidades del proceso ocasionen la distorsión de la respuesta.
2. La respuesta de la señal de salida del transmisor  $c(t)$  se registra con un graficador de papel continuo o algún dispositivo equivalente; se debe tener la seguridad de que la resolución es la adecuada, tanto en la escala de amplitud como en la de tiempo.

La graficación de  $c(t)$  contra el tiempo debe cubrir el período completo de la prueba, desde la introducción de la prueba de escalón hasta que el sistema alcanza un nuevo estado estacionario. La prueba generalmente dura entre unos cuantos minutos y varias horas, según la velocidad de respuesta del proceso.

Naturalmente, es imperativo que no entren perturbaciones al sistema mientras se realiza la prueba de escalón. En la figura 23 se muestra una gráfica típica de la prueba, la cual se conoce también como *curva de reacción del proceso*; la respuesta en forma de S es característica de los procesos de segundo orden o superior, con o sin

tiempo muerto. El siguiente paso es hacer coincidir la curva de reacción del proceso con el modelo de un proceso simple para determinar los parámetros del modelo; a continuación se hace esto para un modelo de primer orden más tiempo muerto (POMTM).

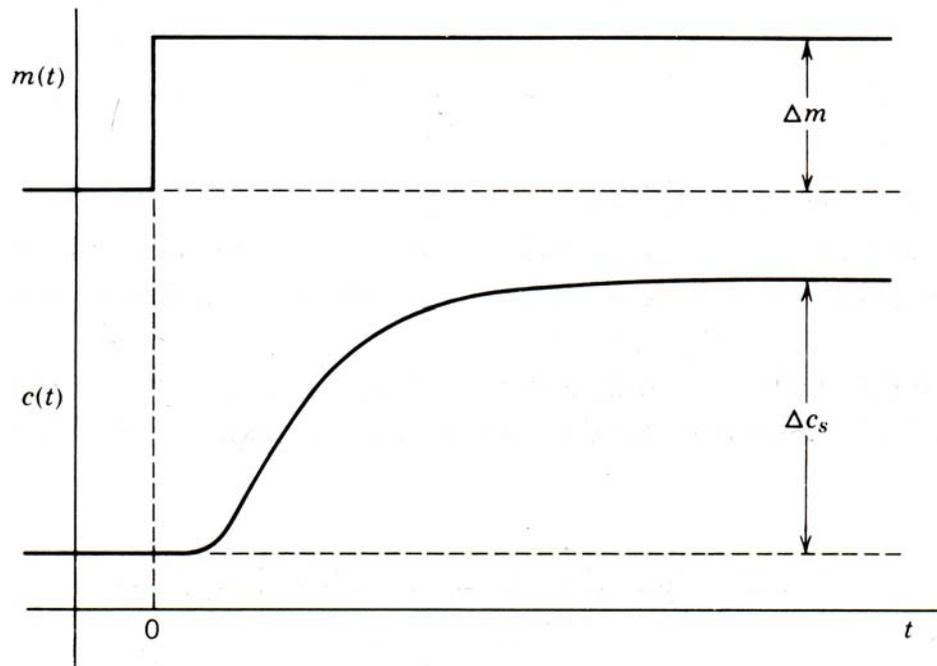


Figura 23.- Curva de reacción del proceso o respuesta escalón de circuito abierto

En ausencia de perturbaciones y para las condiciones de la prueba, el diagrama de bloques de la figura 22 se puede redibujar de la manera en que aparece en la figura 24. La respuesta de la señal de salida del transmisor se expresa mediante

$$C(s) = G(s) M(s) \quad (5.3-1)$$

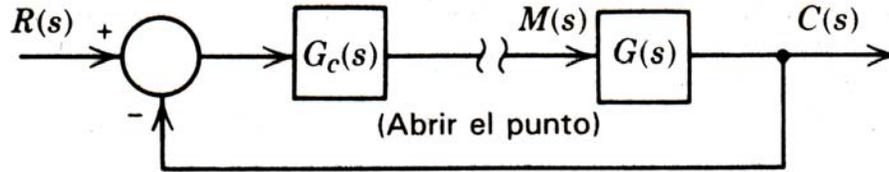


Figura 24.- Diagrama de bloques para el ensayo de entrada escalón con circuito abierto

Para un cambio escalón de magnitud  $\Delta m$  en la salida del controlador y un modelo POMTM, ecuación (5.3-2), se tiene

$$C(s) = \frac{Ke^{-t_0s}}{\tau s + 1} \cdot \frac{\Delta m}{s} \quad (5.3-2)$$

Al expandir esta expresión en fracciones parciales, se obtiene

$$C(s) = K \Delta m e^{-t_0s} \left[ \frac{1}{s} - \frac{\tau}{\tau s + 1} \right] \quad (5.3-3)$$

Se invierte, aplicando la transformada de Laplace, y finalmente se obtiene:

$$\Delta c(t) = K \Delta m u(t - t_0) \left[ 1 - e^{-(t-t_0)/\tau} \right]$$

(5.3-4)

se incluye la función escalón unitario  $u(t - t_0)$ , para indicar explícitamente que

$$\Delta c(t) = 0 \quad \text{para } t \leq t_0 \quad (5.3-5)$$

El término  $\Delta c$  es la perturbación o cambio de salida del transmisor respecto a su valor inicial:

$$\Delta c(t) = c(t) - c(0) \quad (5.3-6)$$

En la figura 25 se muestra una gráfica de la ecuación (5.3-4), en ésta el término  $\Delta c_s$  es el cambio, en estado estacionario, de  $c(t)$ . De la ecuación (5.3-4) se tiene que

$$\Delta c_s = \lim_{t \rightarrow \infty} \Delta c(t) = K \Delta m \quad (5.3-7)$$

A partir de esta ecuación, y si se tiene en cuenta que la respuesta del modelo debe coincidir con la curva de reacción del proceso en estado estable, se puede calcular la ganancia de estado estacionario del proceso, la cual es uno de los parámetros del modelo:

$$K = \frac{\Delta c_s}{\Delta m} \quad (5.3-8)$$

El tiempo muerto  $t_0$  y la constante de tiempo  $\tau$  se pueden determinar al menos

mediante tres métodos, cada uno de los cuales da diferentes valores, los cuales se indican a continuación:

### 5.3.1.- Método de determinación 1.

En este método se utiliza la línea tangente a la curva de reacción del proceso, en el punto de razón máxima de cambio; para el modelo POMTM esto ocurre en  $t = t_0$  como resulta evidente al observar la respuesta del modelo en la figura 25. De la ecuación (5.3-4) se encuentra que esta razón inicial (máxima) de cambio es:

$$\left. \frac{d(\Delta c)}{dt} \right|_{t_0} = K\Delta m \left[ \frac{1}{\tau} \right] = \Delta c_s / \tau \quad (5.3-9)$$

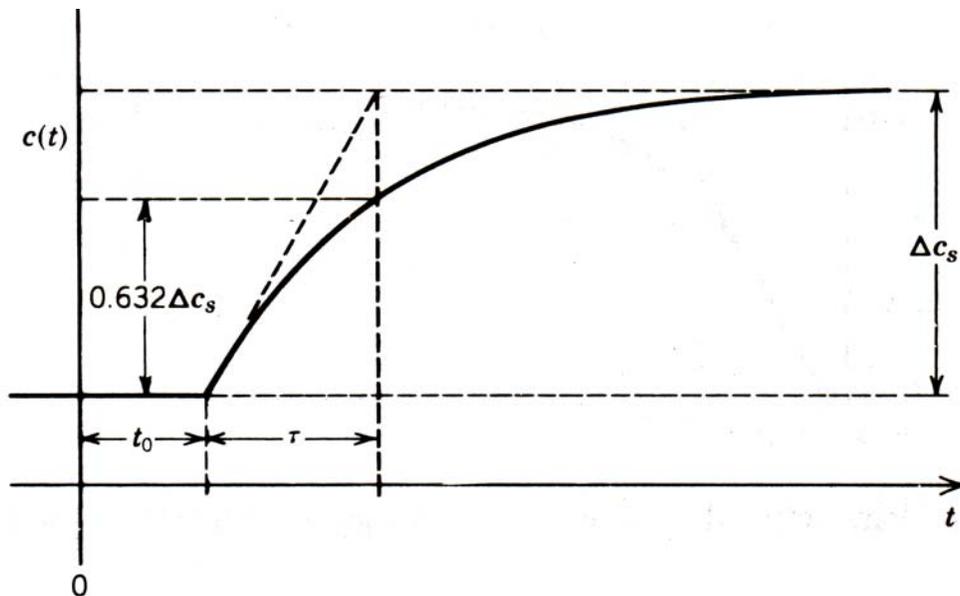


Figura 25.- Respuesta escalón de de un proceso de primer orden más tiempo muerto en la que se muestra la definición grafica de tiempo muerto,  $t_0$ , y la constante de tiempo  $\tau$  .

En la figura 25 se puede apreciar que tal resultado indica que la línea de razón máxima de cambio interseca la línea de valor inicial en  $t = t_0$ , y a la línea de valor final en  $t = t_0 + \tau$ .

De esto se deduce el trazo para determinar  $t_0$  y  $\tau$  que se ilustra en la figura 26, la línea se traza tangente a la curva de reacción del proceso real, en el punto de reacción máxima de cambio.

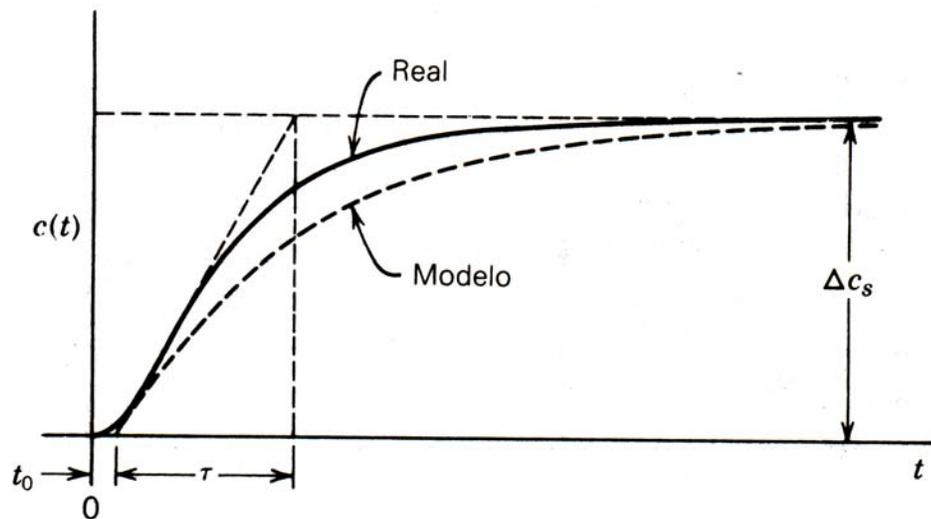


Figura 26.- Parámetros del modelo POMTM que se obtiene mediante el método de determinación 1.

La respuesta del modelo en que se emplean los valores de  $t_0$  y  $\tau$  se ilustra con la línea punteada en la figura 26, Evidentemente, la respuesta del modelo que se obtiene con este método no coincide muy bien con la respuesta.

### 5.3.2.-Método de determinación 2.

En este método  $t_0$  se determina de la misma manera que en el método 1, pero con el valor de  $\tau$  se fuerza a que la respuesta del modelo coincida con la respuesta real en

$t = t_0 + \tau$ . De acuerdo con la ecuación (5.3-4) este punto es

$$\Delta c(t_0 + \tau) = K\Delta m[1 - e^{-1}] = 0.632\Delta c_s \quad (5.3-10)$$

Se observa que la comparación entre la respuesta del modelo y la real es mucho más cercana que con el método 1, figura 27. El valor de la constante de tiempo que se obtiene con el método 2 es generalmente menor al que se obtiene con el método 1.

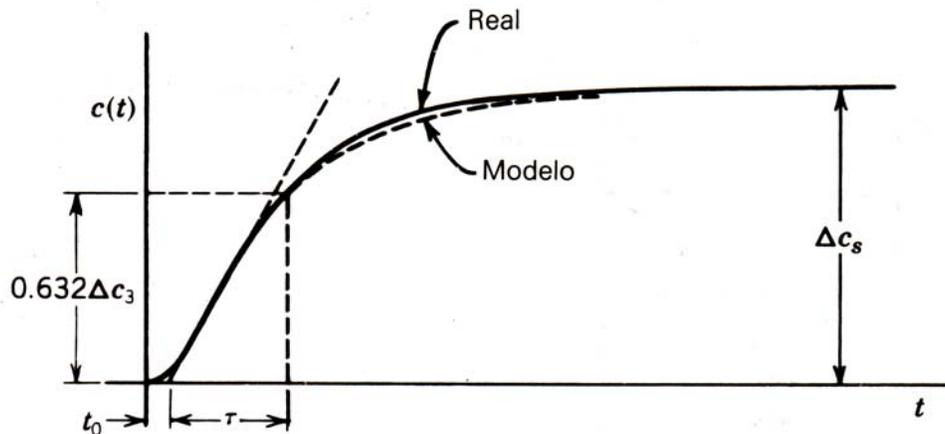


Figura 27.- Parámetros del modelo POMTM que se obtienen con el método de determinación

2.

### 5.3.3.-Método de determinación 3.

Al determinar  $t_0$  y  $\tau$  con los dos métodos anteriores, el paso de menor precisión es el trazo de la tangente en el punto de razón máxima de cambio de la curva de reacción del proceso. Aun en el método 2, donde el valor de  $(t_0 + \tau)$  es independiente de la tangente, los valores que se estiman para  $t_0$  y  $\tau$  dependen de la línea.

Para eliminar esa dependencia, el doctor Cecil L. Smith propone que los valores de  $t_0$  y  $\tau$  se seleccionen de tal manera que la respuesta del modelo y la real coincidan en la región de alta tasa de cambio. Los dos puntos que se recomiendan son  $(t_0 + 1/3\tau)$  y  $(t_0 + \tau)$ , y para localizar dichos puntos se utiliza la ecuación (5.3-4):

$$\Delta c(t_0 + \tau) = K\Delta m[1 - e^{-1}] = 0.632\Delta c_s \quad (5.3-11)$$

$$\Delta c\left(t_0 + \frac{1}{3}\tau\right) = K\Delta m\left[1 - e^{-1/3}\right] = 0.283\Delta c_s$$

Estos dos puntos, en la figura 28 se denominan  $t_2$  y  $t_1$ , respectivamente. Los valores de  $t_0$  y  $\tau$  se pueden obtener fácilmente mediante la simple resolución del siguiente sistema de ecuaciones:

$$t_0 + \tau = t_2$$

$$t_0 + \frac{1}{3} \tau = t_1 \quad (5.3-12)$$

quedando como resultado:

$$\tau = \frac{3}{2}(t_2 - t_1) \quad (5.3-13)$$

$$t_0 = t_2 - \tau \quad (5.3-14)$$

donde:

$t_1$  = tiempo en el cual  $\Delta c = 0.283 \Delta c_s$

$t_2$  = tiempo en el cual  $\Delta c = 0.632 \Delta c_s$

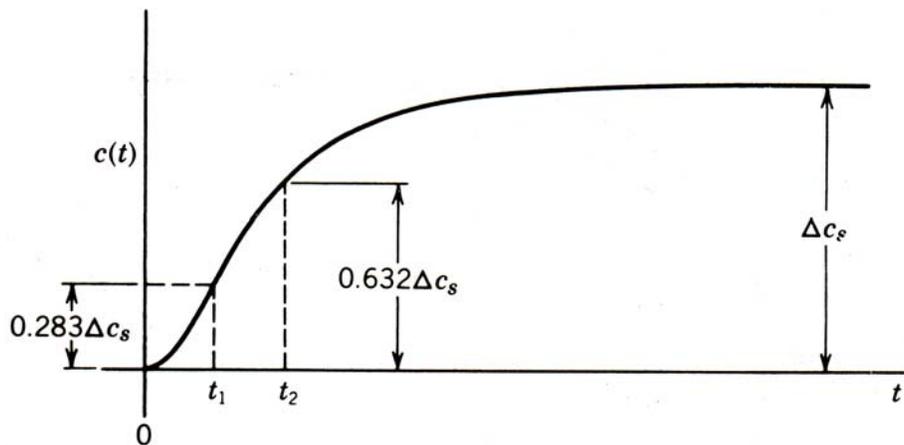


Figura 28.- Parámetros del modelo POMTM que se obtienen por medio del método de determinación 3.

Con la experiencia se demostró que los resultados obtenidos con este método son más fáciles de reproducir que los que se obtienen mediante los otros dos y, por lo tanto, se recomienda este método para hacer la estimación de  $t_0$  y  $\tau$  a partir de la curva de reacción del proceso. Sin embargo, se debe tener en cuenta que algunas correlaciones para los parámetros de ajuste del controlador se basan en diferentes ajustes de modelos POMTM.

Se han propuesto varios métodos para estimar los parámetros de un modelo de segundo orden más tiempo muerto (SOMTM) para la curva de reacción del proceso, pero a través de diferentes ensayos se sabe que tales métodos son poco precisos, debido a que la prueba con escalón no proporciona suficiente información para obtener el parámetro adicional (constante de tiempo o razón de amortiguamiento) que se requiere para el SOMTM. En otras palabras, la mayor complejidad del modelo requiere una prueba dinámica más elaborada. La prueba con pulsos es un método adecuado para obtener los parámetros de modelos de segundo orden y superiores.

Se pueden encontrar algunas situaciones donde existen parámetros de un modelo de orden superior y se necesita estimar el equivalente a modelos de primer orden; a pesar de que no existe un procedimiento general para hacer esto, con la siguiente regla práctica se puede obtener una estimación somera para una primera aproximación:

*Si una de las constantes de tiempo del modelo de orden superior es mucho más grande que las otras, es posible estimar que la constante de tiempo efectiva del modelo de primer orden es igual a la constante de tiempo mayor.*

Entonces, se puede aproximar el tiempo muerto efectivo del modelo de primer

orden mediante la suma de todas las constantes de tiempo menores más el tiempo muerto del modelo de orden superior.

#### 5.4.- Método de sintonización para circuitos abiertos de Ziegler y Nichols

Además de sus fórmulas para ajuste en línea, Ziegler y Nichols proponen un conjunto de fórmulas que se basan en los parámetros de ajuste, para un modelo de primer orden, a la curva de reacción del proceso; dichas fórmulas se muestran en la tabla 2. A pesar de que los parámetros que utilizaron no son precisamente la ganancia, la constante de tiempo y el tiempo muerto, sus fórmulas se pueden modificar para expresarlas en términos de esos parámetros. Ziegler y Nichols utilizaron el método 1 para determinar los parámetros del modelo.

*Tabla 2. Formulas usadas en el ajuste para respuesta de los parámetros según el método de sintonización de Ziegler y Nichols*

| Tipo de controlador | Ganancia Proporcional<br>$K_c$                       | Tiempo de Integración<br>$\tau_I$ | Tiempo de Derivación<br>$\tau_D$ |
|---------------------|--|-----------------------------------|----------------------------------|
| P                   | $\frac{1}{K} \left( \frac{t_0}{\tau} \right)^{-1}$   | —                                 | —                                |
| PI                  | $\frac{0.9}{K} \left( \frac{t_0}{\tau} \right)^{-1}$ | $3.33t_0$                         | —                                |

|     |  |          |                  |
|-----|--|----------|------------------|
| PID | $\frac{1.2}{K} \left( \frac{t_0}{\tau} \right)^{-1}$ | $2.0t_0$ | $\frac{1}{2}t_0$ |
|-----|--|----------|------------------|

---

Como se puede ver en la tabla 2, las magnitudes relativas de la ganancia, el tiempo de integración y el de derivación en los controladores P, PI Y PID, son las mismas que las de las fórmulas de ajuste en línea, las cuales se basan en el período y ganancia últimos (tabla 1). En las fórmulas se observa que la ganancia del circuito,  $KK_c$ , es inversamente proporcional a la razón del tiempo muerto efectivo, a la constante de tiempo efectiva.

Para utilizar estas fórmulas se debe tener en cuenta que son empíricas y sólo se aplican a un rango limitado de razones de tiempo muerto contra constante de tiempo, lo cual significa que no se debe extrapolar fuera de un rango de  $t_0/\tau$  entre 0.10 y 1.0.

Como se señaló al estudiar el ajuste en línea, la dificultad para especificar el desempeño de los controladores PI y PID con una razón de asentamiento de un cuarto, estriba en que existe un número infinito de conjuntos de valores de los parámetros del controlador que pueden producir ese desempeño.

### **5.5.- Sintonización mediante los criterios de error de integración mínimo.**

Puesto que los parámetros de ajuste de la razón de asentamiento de un cuarto

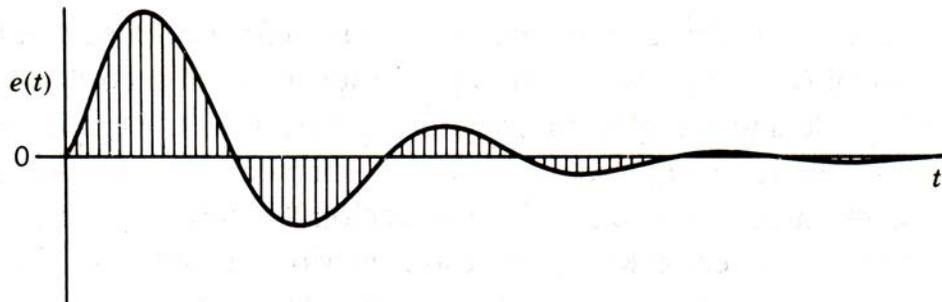
no son únicos, en la universidad del estado de Louisiana se realizó un proyecto de investigación bajo la dirección de los profesores Paul W. Murrill y Cecil L. Smith, para desarrollar relaciones de ajuste únicas. A fin de caracterizar el proceso se utilizaron parámetros de modelos de primer orden más tiempo muerto (POMTM), la especificación de la respuesta, en circuito cerrado es un error o desviación mínima de la variable controlada, respecto al punto de control. Debido a que el error está en función del tiempo que dura la respuesta, la suma del error en cada instante se debe minimizar; dicha suma es, por definición, la integral del error en tiempo y se representa mediante el área sombreada en la figura 29. Puesto que la integral del error se trata de minimizar mediante la utilización de las relaciones de ajuste, éstas se conocen como *ajuste del error de integración mínimo*; sin embargo, la integral de error no se puede minimizar de manera directa, ya que un error negativo muy grande se volvería mínimo. Para evitar los valores negativos en la función de desempeño, se propone el siguiente planteamiento de la integral:

Integral del valor absoluto del error (IAE)

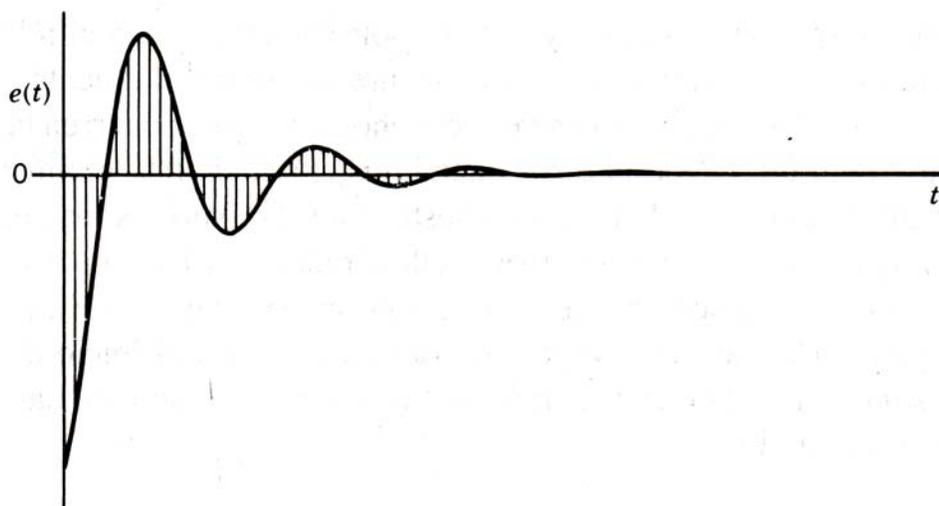
$$\text{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (5.5-1)$$

Integral del cuadrado del error (ICE)

$$\text{ICE} = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (5.5-2)$$



Entrada de perturbación



Cambio del punto de control

Figura 29.- Definición de las integrales de error para cambios en la perturbación y en el punto de control.

Las integrales se extienden desde el momento en que ocurre la perturbación o cambio en el punto de control ( $t = 0$ ), hasta un tiempo posterior muy largo ( $t = \infty$ ), debido a que no se puede fijar de antemano la duración de las respuestas. El único

problema con esta definición de la integral, es que se vuelve indeterminada cuando no se fuerza el error a cero, lo cual ocurre únicamente cuando no hay acción de integración en el controlador, debido a la desviación o el error de estado estacionario; en este caso, en la definición se reemplaza el error por la diferencia entre la variable controlada y su valor final de estado estacionario. La diferencia entre el criterio IAE y el ICE, consiste en que con el ICE se tiene más ponderación para errores grandes, los cuales se presentan generalmente al inicio de la respuesta, y menor ponderación para errores pequeños, los cuales ocurren hacia el final de la respuesta. Para tratar de reducir el error inicial, el criterio de ICE mínima da por resultado una alta ganancia del controlador y respuestas muy oscilatorias (es decir, una razón de asentamiento alta), en las cuales el error oscila alrededor del cero por un tiempo relativamente largo. De este fenómeno se deduce que en tal criterio de desempeño debe existir una compensación para el tiempo que transcurre desde el inicio de la respuesta. En las siguientes integrales de error se incluye dicha compensación mediante la ponderación del tiempo transcurrido.

Integral del valor absoluto del error ponderado en tiempo (IAET)

$$\text{IAET} = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (5.5-3)$$

Integral del cuadrado del error ponderado en tiempo (ICET)

$$\text{ICET} = \int_0^{\infty} te^2(t)dt \quad (5.5-4)$$

Las ecuaciones (5.5-1) a (5.5-4) constituyen las cuatro integrales básicas de error que se pueden minimizar para un circuito particular, mediante el ajuste de los parámetros del controlador. Desafortunadamente, el conjunto óptimo de valores paramétricos no está únicamente en función de cuál de las cuatro definiciones de integral se elige, sino que también depende del tipo de entrada, esto es, perturbación o punto de control y de su forma; por ejemplo, cambio escalón, rampa, etc. Respecto a la forma de la entrada, generalmente se elige el cambio escalón, porque es el más molesto de los que se presentan en la práctica; por lo que toca al tipo de entrada, para el ajuste se selecciona el punto de control o perturbación, en función de cuál se espera que afecte al circuito con más frecuencia. Cuando el punto de control, como entrada, es lo más importante, el propósito del controlador es hacer que la variable controlada siga la señal del punto de control y ha dicho controlador se les conoce como: “servorregulador”.

Cuando el objeto del controlador es mantener a la variable controlada en un punto de control constante, en presencia de las entradas de perturbaciones, se dice que el controlador es un "regulador". En términos de la integral mínima de error, los parámetros de ajuste óptimos son diferentes para cada caso. La mayoría de los controladores de proceso se consideran como reguladores, a excepción de los controladores esclavos en las estructuras de control en cascada, los cuales son servorreguladores.

Cuando se ajusta el controlador para la respuesta óptima a una entrada de perturbación, se debe hacer una decisión adicional respecto a la función de transferencia del proceso para esa perturbación en particular. Esto es complicado, debido a que la respuesta del controlador no puede ser óptima para cada perturbación, si es que existe más de una perturbación que entre en el circuito. Puesto que la función de transferencia del proceso es diferente para cada perturbación y la señal de salida del controlador, los parámetros óptimos de ajuste dependen de la velocidad relativa de respuesta de la variable controlada a la perturbación; mientras más lenta sea la respuesta a la perturbación, con más rigor se puede ajustar el controlador y su ganancia puede ser más alta; en el otro extremo, si la variable controlada responde instantáneamente a la perturbación, el ajuste del controlador será lo menos riguroso posible, lo cual equivale al ajuste para cambios en el punto de control. Lo anterior es evidente cuando se examina el diagrama de bloques para el caso en que la respuesta a la entrada de la perturbación es instantánea, (figura 30), como se puede ver, la perturbación entra en el mismo punto del circuito que el punto de control, lo cual hace que las respuestas a cambios escalón en la perturbación y en el punto de control sean idénticas, excepto por el signo.

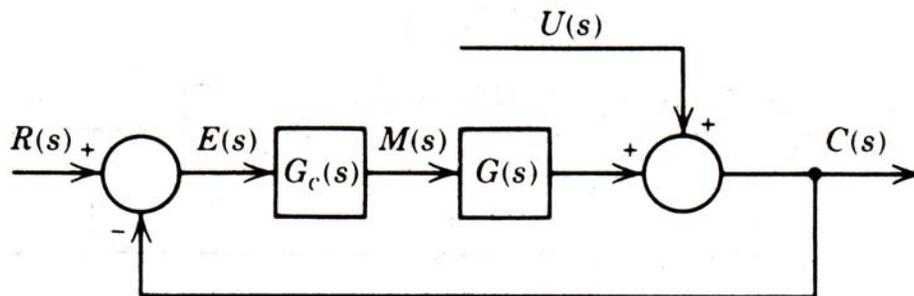


Figura 30.- Diagrama de bloques para respuesta instantánea a la entrada escalón.

López y sociedad (1967) desarrollaron fórmulas de ajuste para el criterio de integral mínima de error con base en la suposición de que la función de transferencia del proceso para las entradas de perturbaciones es idéntica a la función de transferencia para la señal de salida del controlador. En la figura 31 se muestra el diagrama de bloques del circuito para este caso, y en la tabla 3 se dan las fórmulas de ajuste.

En estas fórmulas se aprecia la misma tendencia que en las de razón de asentamiento de un cuarto, con la excepción de que el tiempo de integración depende, hasta cierto punto, de la constante de tiempo efectiva del proceso, y menos del tiempo muerto del proceso.

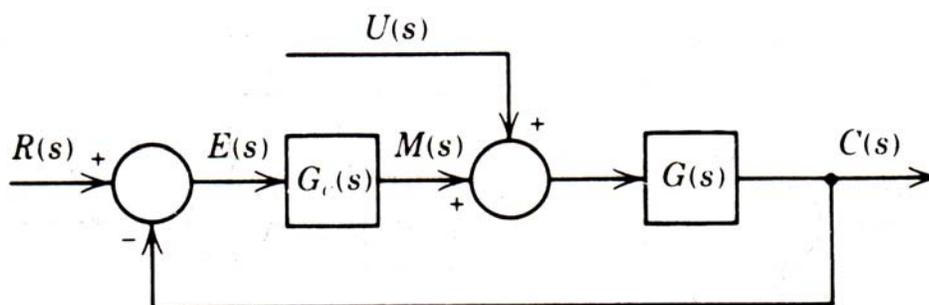


Figura 31.- Diagrama de bloques para que la respuesta del proceso a la variable manipulada sea idéntica a la respuesta a una perturbación.

Se debe tener en mente que estas fórmulas son empíricas y no se deben hacer extrapolaciones más allá de un rango de  $(t_0/\tau)$  entre 0.1 y 1.0. (rango de valores que utilizó López en sus correlaciones.) Como en el caso de las fórmulas de ajuste para la

razón de asentamiento de un cuarto, con estas fórmulas se predice que, tanto la acción proporcional como la de integración, tienden a infinito conforme el proceso se acerca a un proceso de primer orden sin tiempo muerto y este comportamiento es típico de las fórmulas de ajuste para entrada de disturbios.

*Tabla 3. Formulas de ajuste según el criterio de integral mínima de error para entrada de perturbaciones*

| Controlador Proporcional  |                         |        |        |
|---|-------------------------|--------|--------|
| Integral de error   | ICE                     | IAE    | IAET   |
| $K_c = \frac{a}{K} \left( \frac{t_0}{\tau} \right)^b$             | a= 1.411                | 0.902  | 0.490  |
|   | b= -0.917               | -0.985 | -1.084 |
| Controlador Proporcional Integral (PI)                            |                         |        |        |
| Integral de error   | ICE                     | IAE    | IAET   |
| $K_c = \frac{a_1}{K} \left( \frac{t_0}{\tau} \right)^{b_1}$       | a <sub>1</sub> = 1.305  | 0.984  | 0.859  |
|   | b <sub>1</sub> = -0.959 | -0.986 | -0.977 |
| $\tau_I = \frac{\tau}{a_2} \left( \frac{t_0}{\tau} \right)^{b_2}$ | a <sub>2</sub> = 0.492  | 0.608  | 0.674  |
|   | b <sub>2</sub> = 0.739  | 0.707  | 0.680  |
| Controlador proporcional Integral – Derivativo (PID)              |                         |        |        |
| Integral de error   | ICE                     | IAE    | IAET   |

|   |         |        |        |        |
|---|---------|--------|--------|--------|
| $K_c = \frac{a_1}{K} \left( \frac{t_0}{\tau} \right)^{b_1}$       | $a_1 =$ | 1.495  | 1.435  | 1.357  |
|   | $b_1 =$ | -0.945 | -0.921 | -0.947 |
| $\tau_I = \frac{\tau}{a_2} \left( \frac{t_0}{\tau} \right)^{b_2}$ | $a_2 =$ | 1.101  | 0.878  | 0.842  |
|   | $b_2 =$ | 0.771  | 0.749  | 0.738  |
| $\tau_D = a_3 \tau \left( \frac{t_0}{\tau} \right)^{b_3}$         | $a_3 =$ | 0.560  | 0.482  | 0.381  |
|   | $b_3 =$ | 1.006  | 1.137  | 0.995  |

---



---

Rovira y asociados (1981), desarrollaron las fórmulas de ajuste para cambios del punto de control de la tabla 4; ellos consideraron que el criterio de ICE mínima era inaceptable por su naturaleza altamente oscilatoria; también omitieron las relaciones para los controladores proporcionales, con base en la suposición de que el criterio de integral mínima de error no es apropiado para las aplicaciones donde se recomienda el uso de un controlador proporcional; por ejemplo, obtener el flujo promedio mediante el control proporcional de nivel.

*Tabla 3. Formulas de ajuste según el criterio de integración mínima de error para cambios en el punto de control.*

---

Controlador Proporcional  
Integral (PI)

| Integral de error   | IAE     | IAET   |        |
|---|---------|--------|--------|
| $K_c = \frac{a_1}{K} \left( \frac{t_0}{\tau} \right)^{b_1}$ | $a_1 =$ | 0.758  | 0.586  |
|   | $b_1 =$ | -0.861 | -0.916 |

$$\tau_I = \frac{\tau}{a_2 + b_2 \left( \frac{t_0}{\tau} \right)}$$

|         |        |        |
|---------|--------|--------|
| $a_2 =$ | 1.02   | 1.03   |
| $b_2 =$ | -0.323 | -0.165 |

---

Controlador proporcional  
Integral – Derivativo (PID)

| Integral de error   | IAE            | IAET   |
|---|----------------|--------|
| $K_c = \frac{a_1}{K} \left( \frac{t_0}{\tau} \right)^{b_1}$       | $a_1 =$ 1.086  | 0.965  |
|   | $b_1 =$ -0.869 | -0.855 |
| $\tau_I = \frac{\tau}{a_2 + b_2 \left( \frac{t_0}{\tau} \right)}$ | $a_2 =$ 0.740  | 0.796  |
|   | $b_2 =$ -0.130 | -0.147 |
| $\tau_D = a_3 \tau \left( \frac{t_0}{\tau} \right)^{b_3}$         | $a_3 =$ 0.348  | 0.308  |
|   | $b_3 =$ 0.914  | 0.9292 |

---



---

Estas fórmulas también son empíricas y no se deben extrapolar más allá del rango de  $(t_0 / \tau)$  entre 0.1 y 1.0; con ellas se predice que, para un proceso con una sola capacitancia, y sin tiempo muerto, el tiempo de integración se aproxima a la constante de tiempo del proceso; mientras que la ganancia proporcional del proceso tiende a infinito, y el tiempo de derivación a cero. Estas tendencias son típicas de las fórmulas de ajuste del punto de control.

## **6.- ANALISIS DE LOS CONTROLADORES POR RETROALIMENTACIÓN (PID)**

En las secciones anteriores la atención se centró en el ajuste de un controlador por retroalimentación mediante el ajuste de los parámetros en la estructura de control proporcional-integral-derivativa (PID). En esta sección se hará un enfoque diferente del diseño del controlador, la síntesis del mismo:

*Dadas las funciones de transferencia de las componentes de un circuito de retroalimentación, se debe sintetizar el controlador que se requiere para producir una respuesta específica de circuito cerrado.*

A pesar de que no se tiene la seguridad de que el controlador resultante del procedimiento de síntesis se pueda construir en la práctica, se espera obtener alguna visión que aporte elementos para la selección de los diferentes modos del controlador y su ajuste.

### **6.1.-Desarrollo de la fórmula de síntesis del controlador**

A continuación se considera el diagrama de bloques simplificado de la figura

32, en el cual las funciones de transferencia de todas las componentes del circuito, diferentes del controlador, se concentran en un solo bloque,  $G(s)$ ; del álgebra de diagramas de bloques se tiene que la función de transferencia para el circuito cerrado es:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G(s)}{1 + G_c(s)G(s)} \quad (6.1-1)$$

Entonces, a partir de esta expresión, para la función de transferencia del controlador se puede resolver:

$$G_c(s) = \frac{1}{G(s)} \cdot \frac{C(s)/R(s)}{1 - [C(s)/R(s)]} \quad (6.1-2)$$

Ésta es la *fórmula de síntesis del controlador*, la cual da por resultado la función de transferencia del controlador  $G_c(s)$ , a partir de la función de transferencia del proceso  $G(s)$  y la respuesta de circuito cerrado que se especifique,  $C(s)/R(s)$ .

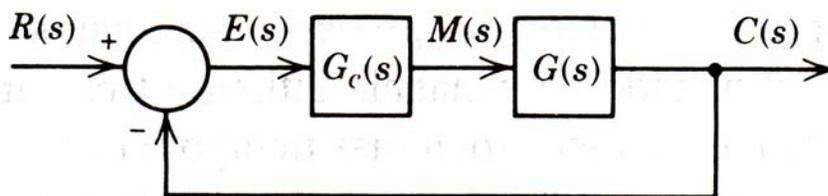


Figura 32.- Diagrama de bloques simplificado para la síntesis de un controlador

Para ilustrar la forma en que se utiliza esta fórmula, a continuación se considera la especificación del control perfecto, es decir,  $C(s) = R(s)$  o  $C(s)/R(s) = 1$ ; el controlador que resulta es:

$$G_c(s) = \frac{1}{G(s)} \cdot \frac{1}{1-1} = \frac{1}{G(s)} \cdot \frac{1}{0}$$

(6.1-3)

Esto indica que, para que la salida sea siempre igual al punto de control, la ganancia del controlador debe ser infinita; en otras palabras, el control perfecto no se puede lograr con la retroalimentación, debido a que cualquier corrección por retroalimentación se basa en un error.

De la fórmula de síntesis de controlador, ecuación (6.1-2), resultan diferentes controladores para diferentes combinaciones de especificaciones de respuesta de circuito cerrado y funciones de transferencia de proceso.

## **6.2.- Especificación de la respuesta de circuito cerrado**

La respuesta de circuito cerrado más simple que se puede lograr es la de retardo de primer orden, en ausencia de tiempo muerto en el proceso; esta respuesta es la que se

muestra en la figura 33, y resulta de la función de transferencia de circuito cerrado:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{\tau_c s + 1} \quad (6.2-1)$$

donde  $\tau_c$  es la constante de tiempo de la respuesta de circuito cerrado y, si se ajusta, se convierte en el único parámetro de ajuste del controlador sintetizado; mientras más pequeña es  $\tau_c$  el ajuste del controlador es más estricto.

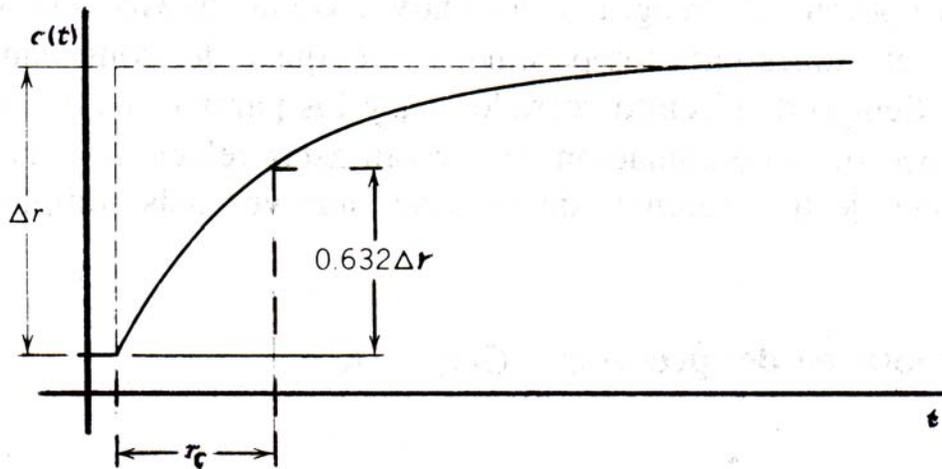


Figura 33.- Especificación de retardo de primer orden para la respuesta de circuito cerrado de un controlador sintetizado.

Dahlin (1968) fue quien propuso originalmente esta respuesta y definió el parámetro

de ajuste como el recíproco de la constante de tiempo de circuito cerrado,  $\lambda = \frac{1}{\tau_c}$ .

Al sustituir la ecuación (6.2-1) en la ecuación (6.1-2), se obtiene

$$G_c(s) = \frac{1}{G(s)} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{\tau_c s + 1}} = \frac{1}{G(s)} \cdot \frac{1}{\tau_c s + 1 - 1}$$

$$G(s) = \frac{1}{G(s)} \cdot \frac{1}{\tau_c s} \quad (6.2-2)$$

Se observa que este controlador tiene acción integral, la cual resulta de la especificación de ganancia unitaria en la función de transferencia de circuito cerrado, ecuación (6.2-1), y asegura la ausencia de desviación.

A pesar de que se pueden especificar respuestas de segundo orden o superiores para el circuito cerrado, rara vez es necesario hacerlo; sin embargo cuando el proceso contiene tiempo muerto, en la respuesta de circuito cerrado se debe incluir un término de tiempo muerto igual al tiempo muerto del proceso.

### **6.3.- Modos del controlador y parámetros de ajuste.**

La síntesis del controlador permite establecer una relación entre la función de transferencia del proceso y los modos de un controlador PID, debido a que, para funciones de transferencia simples, sin tiempo muerto, el controlador sintetizado se puede expresar en términos de los modos proporcional, integral y derivativo. De la síntesis del controlador también se obtienen las relaciones para los parámetros de

ajuste del controlador en términos de la constante de tiempo de circuito cerrado,  $\tau_c$  y los parámetros de la función de transferencia del proceso. A continuación se derivan estas relaciones, mediante la substitución de funciones de transferencia de proceso cada vez más complejas en la ecuación (6.2-2).

*Respuesta instantánea del proceso:*

$$G(s) = K.$$

$$G_c(s) = \frac{1}{K\tau_c} \cdot \frac{1}{s} \quad (6.3-1)$$

donde  $K$  es la ganancia del proceso.

Éste es un controlador integral puro, el cual es recomendable para procesos muy rápidos, por ejemplo, controladores de flujo, gobernadores de turbinas de vapor y control de la temperatura de salida de hornos de reformación.

*Proceso de primer orden:*

$$G(s) = K/(\tau s + 1)$$

$$G_c(s) = \frac{\tau s + 1}{K} \cdot \frac{1}{\tau_c s} \quad (6.3-2)$$

$$= \frac{\tau}{K\tau_c} \cdot \left(1 + \frac{1}{\tau s}\right)$$

donde  $\tau$  es la constante de tiempo del proceso.

Éste es un controlador proporcional-integral (PI), con los siguientes parámetros de

ajuste:

$$K_c = \frac{\tau}{K\tau_c} \quad \tau_I = \tau \quad (6.3-3)$$

en otras palabras, el tiempo de integración se iguala con la constante de tiempo de proceso y la ganancia proporcional es ajustable. Se notará que, si se conoce la constante de tiempo del proceso,  $\tau$ , el ajuste se reduce a ajustar un solo parámetro: la ganancia del controlador, debido a que el parámetro de ajuste  $\tau_c$  únicamente afecta a la ganancia del controlador.

*Proceso de segundo orden:*

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{K}{[(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)]} \\ G_c(s) &= \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{K} \cdot \frac{1}{\tau_c s} \\ &= \frac{\tau_1}{K\tau_c} \left( 1 + \frac{1}{\tau_c s} \right) (\tau_2 s + 1) \end{aligned} \quad (6.3-4)$$

donde:

$\tau_1$  es la constante de tiempo más larga o predominante del proceso.

$\tau_2$  es la constante de tiempo más corta del proceso.

La ecuación (6.3-4) satisface la función de transferencia del controlador real PID discutido en la sección anterior, siempre y cuando se desprece el término de filtro de ruido  $(\alpha\tau_D s + 1)$ :

$$G_c(s) = K_c \left( 1 + \frac{1}{\tau_I s} \right) \left( \frac{\tau_D s + 1}{\alpha\tau_D s + 1} \right) \quad (6.3-5)$$

Entonces los parámetros de ajuste son

$$K_c = \frac{\tau_1}{K\tau_c} \quad \tau_I = \tau_1 \quad \tau_D = \tau_2 \quad (6.3-6)$$

Nuevamente, el procedimiento de ajuste se reduce a ajustar la ganancia del proceso con el tiempo de integración, igual a la constante de tiempo más larga; y el tiempo de derivación, igual a la constante de tiempo más corta. Esta elección arbitraria resulta de la experiencia que indica que el tiempo de derivación debe ser siempre menor al de integración. En la práctica industrial se utilizan generalmente los controladores PID en circuitos de control de temperatura, de manera que la acción derivativa compense el retardo del sensor. Como se ve, se llega a este mismo resultado mediante la síntesis del controlador.

Se puede apreciar fácilmente que para un proceso de tercer orden se requiere un segundo término de derivación, en serie con el primero y con su constante de tiempo igual a la tercera constante de tiempo del proceso más larga, y así,

sucesivamente. Una razón para no utilizar esta idea en la práctica es que el controlador sería muy complejo y caro; además, los valores de la tercera y subsecuentes constantes de tiempo de proceso son muy difíciles de determinar en la práctica; el procedimiento común es aproximar los procesos de orden superior con modelos de primer orden más tiempo muerto

*Proceso de primer orden más tiempo muerto:*

$$\begin{aligned}
 G(s) &= (Ke^{-t_0s})/(\tau s + 1) \\
 G_c(s) &= \frac{\tau s + 1}{Ke^{-t_0s}} \cdot \frac{1}{\tau_c s} \\
 &= \frac{\tau}{K\tau_c} \left(1 + \frac{1}{\tau s}\right) e^{t_0s} \qquad (6.3-7)
 \end{aligned}$$

donde  $t_0$  es el tiempo muerto del proceso.

Se aprecia inmediatamente que este controlador es irrealizable, ya que se requiere un conocimiento del futuro, es decir, un tiempo muerto negativo. Esto es aún más obvio cuando la respuesta que se especifica se compara gráficamente con la mejor posible en circuito cerrado, como se ilustra en la figura 34; en esta comparación es evidente que la respuesta especificada se debe retardar mediante algún tiempo muerto en el proceso:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{e^{-t_0 s}}{\tau_c s + 1} \quad (6.3-8)$$

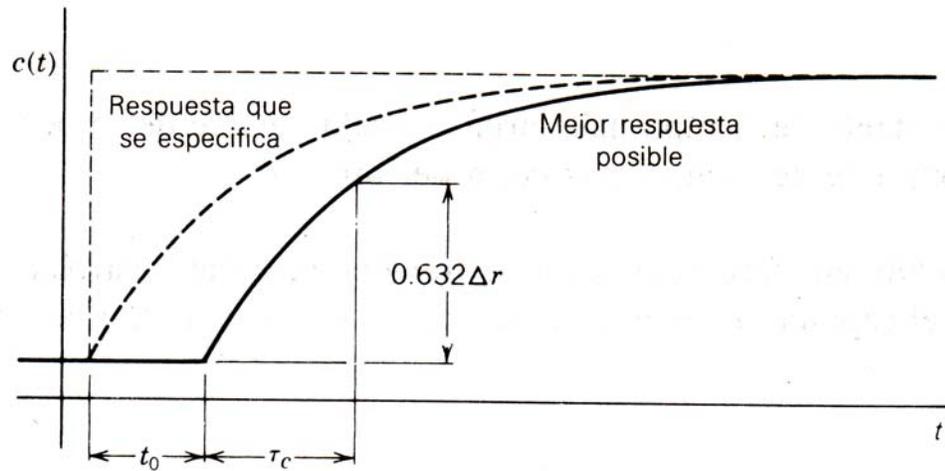


Figura 34.- Especificación de la respuesta de circuito cerrado de un sistema con tiempo muerto  $t_0$

De esto resulta la siguiente función de transferencia para el controlador sintetizado:

$$G_c(s) = \frac{\tau s + 1}{K e^{-t_0 s}} \cdot \frac{e^{-t_0 s}}{\tau_c s + 1 - e^{-t_0 s}}$$

$$G_c(s) = \frac{\tau s + 1}{K} \cdot \frac{1}{\tau_c s + 1 - e^{-t_0 s}} \quad (6.3-9)$$

Aunque en principio este controlador se puede realizar actualmente, su implementación está lejos de ser una práctica común, debido, sobre todo, a que

originalmente los controladores PID se implementaron con componentes analógicos, y el término  $e^{-t_0s}$  no se puede implementar en la práctica con dispositivos analógicos. La implementación moderna de los controladores PID con microprocesadores y computadoras digitales hace posible la implantación del término del tiempo muerto.

Para convertir el algoritmo de la ecuación (6.3-9) a la forma PI estándar, se hace la aproximación del término exponencial mediante la expansión de series de Taylor:

$$e^{-t_0s} = 1 - t_0s + \frac{1}{2!}(t_0s)^2 - \frac{1}{3!}(t_0s)^3 + \dots \quad (6.3-10)$$

Si se elimina todo, menos los dos primeros términos, se obtiene una aproximación de primer orden:

$$e^{-t_0s} = 1 - t_0s \quad (6.3-11)$$

Al sustituir esta expresión en la ecuación (6.3-9) y simplificar, se tiene

$$G_c(s) = \frac{\tau s + 1}{K} \cdot \frac{1}{(\tau_c + t_0)s} \quad (6.3-12)$$

$$= \frac{\tau}{K(\tau_c + t_0)s} \cdot \left(1 + \frac{1}{\tau s}\right)$$

Éste es un controlador PI con el siguiente ajuste:

$$K_c = \frac{\tau}{K(\tau_c + t_0)} \quad \tau_I = \tau \quad (6.3-13)$$

La aproximación de primer orden por expansión de Taylor sólo es válida mientras el tiempo muerto es pequeño en comparación con velocidad de respuesta en circuito cerrado; en otras palabras, un controlador PI sin compensación de tiempo muerto es una buena aproximación de un controlador sintetizado, siempre y cuando el tiempo muerto del proceso sea pequeño en comparación con la constante de tiempo. En general, éste es el caso cuando el proceso no tiene un tiempo muerto verdadero; con el tiempo muerto del modelo se toma en cuenta principalmente la parte de orden superior del proceso.

La conclusión más importante que se tiene de las relaciones de ajuste de la ecuación (6.3-13) es que, al incrementar el tiempo muerto, resulta una reducción en la ganancia del controlador para una cierta especificación de la constante de tiempo en circuito cerrado. Si se comparan las ecuaciones (6.3-3) y (6.3-13), se observa que con la presencia del tiempo muerto se impone un límite a la ganancia del controlador; en otras palabras, para el proceso de primer orden sin tiempo muerto, ecuación (6.3-3), la ganancia se puede aumentar sin límite para obtener respuestas ( $\tau_c \rightarrow 0$ ) cada vez más rápidas; sin embargo, para procesos con tiempo muerto efectivo, ecuación (6.3-13), se tiene el siguiente límite para la ganancia del controlador:

$$K_{c_{\max}} = \lim_{\tau_c \rightarrow 0} \frac{\tau}{K(\tau_c + t_0)} = \frac{\tau}{Kt_0} \quad (6.3-14)$$

Conforme se incrementa la ganancia del controlador, la respuesta en lazo cerrado se desvía de la respuesta de primer orden especificada; esto es, del incremento de la ganancia puede resultar al final un sobrepaso e incluso una inestabilidad de la respuesta de circuito cerrado, debido a que el error de la aproximación de primer orden por expansión de Taylor se incrementa con la velocidad de respuesta, ya que  $s$  se incrementa con la velocidad. (Se recordará que  $s$ , variable de la transformada de Laplace, está en unidades recíprocas de tiempo o frecuencia y, por tanto, mientras más altas son las velocidades de respuesta o frecuencias, mayor es la magnitud de  $s$ .)

#### **6.4.-Modo derivativo para procesos con tiempo muerto en un controlador PID y resumen de la síntesis de controladores.**

Si se utiliza un modelo de segundo orden más tiempo muerto para aproximar un proceso de orden superior, se sigue un proceso similar al que se utilizó para el modelo de primer orden más tiempo muerto con que se obtuvo el controlador sintetizado PID, ecuación (6.3-5).

Sin embargo a causa de que es difícil determinar los parámetros de un modelo

de segundo orden, es más atractivo derivar las fórmulas de ajuste para un controlador PID con base en los parámetros de un modelo de primer orden más tiempo muerto, lo cual se puede hacer mediante la utilización de una aproximación diferente al término en tiempo muerto de la ecuación (6.3-9). La aproximación de primer orden de Padé a la exponencial, se expresa con

$$e^{-t_0 s} = \frac{1 - \frac{t_0}{2} s}{1 + \frac{t_0}{2} s} \quad (6.4-1)$$

Si se efectúa la división indicada en esta expresión, resulta la siguiente serie infinita:

$$\frac{1 - \frac{t_0}{2} s}{1 + \frac{t_0}{2} s} = 1 - t_0 s + \frac{1}{2} (t_0 s)^2 - \frac{1}{4} (t_0 s)^3 + \dots \quad (6.4-2)$$

Por comparación con la ecuación (6.3-10), se notará que esta expresión coincide en los tres primeros términos con la expansión de la exponencial por series de Taylor y, por tanto, es un poco más precisa que la aproximación que se da en la ecuación (6.3-11). Esto significa que la ecuación (6.4-1) es más cercana a la expresión exponencial verdadera para procesos con tiempo muerto superior y razón de tiempo constante.

Se substituye la ecuación (6.4-1) en la ecuación (6.3-9) y se simplifica para

obtener el siguiente controlador sintetizado:

$$G_c(s) = \frac{\tau}{K(\tau_c + t_0)} \left( 1 + \frac{1}{\tau s} \right) \left( \frac{1 + \frac{t_0}{2}s}{1 + \tau^1 s} \right) \quad (6.4-3)$$

donde:

$$\tau^1 = \frac{\tau_c t_0}{2(\tau_c + t_0)}$$

Esto es equivalente a un controlador PID real, ecuación (6.3-5), con parámetros de ajuste:

$$K_c = \frac{\tau}{K(\tau_c + t_0)} \quad \tau_I = \tau \quad \tau_D = \frac{t_0}{2} \quad (6.4-4)$$

Aunque en la función de transferencia del controlador industrial existe un término de retardo para evitar la amplificación de ruido de alta frecuencia, generalmente la constante de tiempo  $\tau^1$  es fija y mucho más pequeña que  $\tau_D$ . Para interpretar el significado del término  $(1 + \tau^1 s)$ , primero se debe observar que para tiempos muertos pequeños ( $t_0 < \tau_c$ )

$$\tau^i = \frac{t_0}{2} \quad (6.4-5)$$

De la substitución de esta ecuación en la (6.4-3), resulta exactamente el mismo controlador PI que expresa la ecuación (6.3-12), con lo cual se confirma la conclusión anterior de que el controlador PI es el adecuado cuando el tiempo muerto es corto. Para tiempos muertos largos y control estricto ( $\tau_c \rightarrow 0$ ), el valor de  $\tau^i$  se convierte en

$$\tau^i = \frac{\tau_c}{2} \rightarrow 0 \quad (6.4-6)$$

Por lo tanto, para tiempos muertos largos, mientras más estricto es el control, más cercano es el algoritmo sintetizado, ecuación (6.4-3), al controlador industrial PID cuyos parámetros de ajuste son los de la ecuación (6.4-4).

Es interesante notar que el tiempo de derivación de la ecuación (6.4-4) es exactamente el mismo que el obtenido mediante las fórmulas de Ziegler-Nichols para razón de asentamiento de un cuarto (tabla 1).

Sin embargo, la ganancia proporcional para razón de asentamiento de un cuarto es 20 % más alta que la ganancia máxima por síntesis ( $\tau_c = 0$ ), y el tiempo de integración de la fórmula de síntesis se relaciona con la constante de tiempo del modelo; por su parte, en la fórmula para la razón de asentamiento de un cuarto se relaciona con el tiempo muerto del modelo.

En la tabla 4 se resume la selección de modos del controlador y parámetros de ajuste que resulta del procedimiento de síntesis para la respuesta de Dahlin.

Tabla 4. Resumen de la selección de modos de controlador y formulas de ajuste para síntesis de Dahlin.

| Proceso  | Controlador | Parámetros de Ajuste  |
|--|-------------|---|
| $G(s)=K$   | I           | $K_c = \frac{1}{K\tau_c}$   |
| $G(s) = \frac{K}{\tau s + 1}$  | PI          | $K_c = \frac{\tau}{K\tau_c}$<br>$\tau_I = \tau$                                     |
| $G(s) = \frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$<br>$\tau_1 > \tau_2$ | PID         | $K_c = \frac{\tau_1}{K\tau_c}$<br>$\tau_I = \tau_1$<br>$\tau_D = \tau_2$            |
| $G(s) = \frac{Ke^{-t_0 s}}{\tau s + 1}$                              | PID*        | $K_c = \frac{\tau}{K(t_0 + \tau_c)}$<br>$\tau_I = \tau$<br>$\tau_D = \frac{t_0}{2}$ |

\*Este ultimo sistema de formulas se aplica tanto en controladores PI como PID ( $\tau_D = 0$ ). El controlador PID se recomienda cuando  $t_0$  es mayor que  $\frac{\tau}{4}$ .

Los parámetros de ajuste en esta PID en esta tabla son para controladores PID analógicos. Para su uso con controladores digitales los parámetros de ajuste de esta tabla se deben convertir mediante las siguientes formulas:

$$K_c^d = K_c \left( 1 + \frac{\tau_D}{\tau_I} \right)$$

$$\tau_I^d = \tau_I + \tau_D \quad (6.4-7)$$

$$\tau_D^d = \tau_D \frac{\tau_I}{\tau_I + \tau_D}$$

Controlador PI ( $\tau_D = 0$ )

$$\tau_c = \frac{2}{3} t_0 \quad (6.4-8)$$

Controlador PID

$$\tau_c = \frac{1}{5} t_0 \quad (6.4-9)$$

El hecho de que la ganancia del controlador sea una función del parámetro de ajuste  $\tau_c$  es tanto una ventaja como una desventaja de las fórmulas de ajuste que se

obtienen con el procedimiento de síntesis.

Es una ventaja porque permite al ingeniero lograr una respuesta específica mediante el ajuste de un solo parámetro, la ganancia, sin importar cuántos modos existan del controlador; sin embargo, la ganancia ajustable es una desventaja, porque con las fórmulas no se obtiene un valor ajustado para ésta. Se recomienda lo siguiente para remediar tal situación:

#### **6.4.1.- IAE mínima del valor integral**

Para entrada de perturbaciones, con  $\tau_c = 0$  se minimiza aproximadamente la IAE cuando  $t_0/\tau$  está entre 0.1 y 0.5 para los controladores PI ( $\tau_D = 0$ ), y entre 0.1 y 1.5 para los controladores PID. Para cambios en el punto de control, se utilizan las fórmulas de la tabla 4 con las ecuaciones (6.4-8) y (6.4-9), obteniéndose una IAE aproximadamente mínima cuando  $t_0/\tau$  está en el rango de 0.1 a 1.5.

#### **6.4.2.- Sobrepasso del 5%**

Para entradas del punto de control es deseable tener una respuesta con sobrepasso de 5 % del valor del cambio en el punto de control. Para este tipo de respuesta, Martin y asociados (1976) recomiendan que  $\tau_c$  se iguale con el tiempo muerto efectivo del modelo POMTM, de lo cual resulta la siguiente fórmula para la ganancia del controlador con que se produce un sobrepasso de 5 % de los cambios en el punto de control:

$$K_c = \frac{0.5}{K} \left( \frac{\tau}{t_0} \right) \quad (6.4-10)$$

Al comparar esta fórmula con la de la tabla 1, se observa que esto es aproximadamente 40 % de la ganancia que se requiere en el PID para razón de asentamiento de un cuarto (sobrepaso del 50 %).

Un punto interesante acerca del método de síntesis de controladores es que, si los controladores se hubieran diseñado desde un principio de este modo, en la evolución de los modos de los controladores se habría seguido el patrón I, PI, PID, el cual se deduce a partir de la consideración del modelo de proceso más simple hasta el más complejo. Esto contrasta con la evolución real de los controladores industriales: P, PI, PID, es decir, del controlador más simple hasta el más complejo.

Una visión importante que se puede obtener con base en el procedimiento de síntesis del controlador es que el efecto principal de añadir el modo proporcional al modo integral básico, es compensar el retardo más largo o dominante del proceso; mientras que el del modo derivativo es compensar el segundo retardo más largo o el tiempo muerto efectivo del proceso.

El procedimiento entero de síntesis se basa en la suposición de que la especificación principal de la respuesta de circuito cerrado tiene como función eliminar la desviación o el error de estado estacionario, lo cual hace que la acción integral sea el modo básico del controlador.

En la figura 35 se muestra una comparación de los metodos descritos anteriormente en la respuesta de un circuito cerrado de una planta de segundo orden y

controlador PI a un cambio en el punto de control, los parámetros del modelo son  $\tau = 3.7\text{min}$ ,  $K=1$ ,  $t_0 = 0.53\text{min}$ .

Figura 35.- Respuesta de circuito cerrado de una planta de segundo orden y controlador PI a un cambio en el punto de control

### **6.5.- Estabilidad de sistemas de control lineales.**

Un sistema es estable si su salida permanece limitada para una entrada limitada. La mayoría de los procesos industriales son estables a circuito abierto, es decir, son estables cuando no forman parte de un circuito de control por retroalimentación; esto equivale a decir que la mayoría de los procesos son autorregulables, o sea, la salida se mueve de un estado estable a otro, debido a los

cambios en las señales de entrada. Un ejemplo típico de proceso inestable a circuito abierto es el tanque exotérmico de reacción con agitación, en el cual algunas veces existe un punto de operación inestable en el que, al incrementar la temperatura, se produce un incremento en la tasa de reacción, con el consecuente incremento en la tasa de liberación de calor, lo cual, a su vez, ocasiona un mayor incremento en la temperatura.

Aun para los procesos estables a circuito abierto, la estabilidad vuelve a ser considerable cuando el proceso forma parte de un circuito de control por retroalimentación, debido a que las variaciones en las señales se refuerzan unas a otras conforme viajan sobre el circuito, y ocasionan que la salida y todas las otras señales en el circuito se vuelvan ilimitadas. El comportamiento del circuito de control por retroalimentación es esencialmente oscilatorio, es decir, de ensayo y error. En algunas circunstancias, las oscilaciones se pueden incrementar en magnitud, de lo cual resulta un proceso inestable. La ilustración más sencilla de un circuito de retroalimentación inestable es el controlador cuya dirección de acción es opuesta a la que debería ser; por ejemplo, en un intercambiador de calor, si la salida del controlador se incrementara al aumentar la temperatura (controlador de acción directa), el circuito es inestable, porque al abrir la válvula de vapor se provoca un mayor incremento en la temperatura. En este caso, lo que se necesita es un controlador de acción inversa cuya salida se decremente cuando la temperatura se incremente, de manera que se cierre la válvula de vapor y baje la temperatura. Sin embargo, aun con el controlador de acción adecuada, el sistema se puede volver inestable, debido a los retardos en el circuito, lo cual ocurre generalmente cuando se

incrementa la ganancia del circuito. En consecuencia, la ganancia del controlador a la que el circuito alcanza el umbral de inestabilidad es de gran importancia en el diseño de un circuito de control con retroalimentación. Esta ganancia máxima se conoce como ganancia última.

A continuación se determina el criterio de estabilidad para sistemas dinámicos, la prueba de Routh y la sustitución directa; por lo tanto, aquí se estudiará el efecto de los diferentes parámetros del circuito sobre su estabilidad.

### 6.5.1.- Criterio de estabilidad

Se vio que la respuesta de un circuito de control a una cierta entrada se puede representar mediante

$$c(t) = b_1 e^{r_1 t} + b_2 e^{r_2 t} + \dots + b_n e^{r_n t} + (\text{términos de entrada}) \quad (6.5-1)$$

donde:

$c(t)$  es la salida del circuito o variable controlada

$r_1, r_2, \dots, r_n$  son las raíces de la ecuación característica del circuito.

Si se supone que los términos de entrada permanecen limitados conforme se incrementa el tiempo, la estabilidad del circuito requiere que también los términos de la respuesta sin forzamiento permanezcan limitados conforme se incrementa el tiempo; esto depende únicamente de las raíces de la ecuación característica, y se

puede expresar como sigue:

Para raíces reales: Si  $r < 0$ , entonces  $e^{rt} \rightarrow 0$  conforme  $t \rightarrow \infty$

Para raíces complejas:  $r = \sigma + i\omega e^{rt} = e^{\sigma t} (\cos \omega t + i \sin \omega t)$

Si  $\sigma < 0$ , entonces  $e^{\sigma t} (\cos \omega t + i \sin \omega t) \rightarrow 0$  conforme  $t \rightarrow \infty$

En otras palabras, la parte real de las raíces complejas, así como las raíces reales, deben ser negativas para que los términos correspondientes de la respuesta tiendan a cero. A este resultado no lo afectan las raíces repetidas, ya que únicamente se introduce un polinomio de tiempo en la solución, que no suprime el efecto del término exponencial de decaimiento. Es de notar que, si cualquier raíz de la ecuación característica es un número real y positivo o un número complejo con parte real positiva, en la respuesta [ecuación (6.5-1)] ese término no estará limitado y la respuesta completa será ilimitada, aun cuando los demás términos tiendan a cero; esto lleva al siguiente enunciado del criterio de estabilidad para un circuito de control:

*Para que el circuito de control con retroalimentación sea estable, todas las raíces de su ecuación característica deben ser números reales negativos o números complejos con partes reales negativas.*

Si ahora se define el plano complejo  $s$  como una gráfica de dos dimensiones, con el eje horizontal para la parte real de las raíces y el vertical para la parte

imaginaria, se puede hacer el siguiente enunciado gráfico del criterio de estabilidad (ver figura 36):

*Para que el circuito de control con retroalimentación sea estable, todas las raíces de su ecuación característica deben caer en la mitad izquierda del plano  $S$ , que también se conoce como "plano izquierdo".*

Cabe hacer notar que ambos enunciados del criterio de estabilidad en el dominio de Laplace se aplican en general a cualquier sistema físico, y no solamente a circuitos de control con retroalimentación.

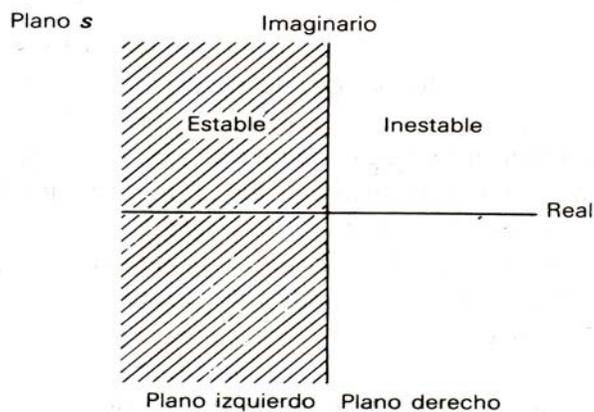


Figura 36.- Plano  $s$  donde se indican las regiones de estabilidad e inestabilidad

En cada caso la ecuación característica se obtiene por igualación a cero del denominador de la forma lineal de la función de transferencia del sistema.

Una vez que se enunció el criterio de estabilidad se puede volver la atención a la determinación de la estabilidad de un circuito de control.

### 6.5.2.- Prueba de Routh

La prueba de Routh es un procedimiento para determinar el número de raíces de un polinomio con parte real positiva sin necesidad de encontrar realmente las raíces por métodos iterativos. Puesto que para que un sistema sea estable se requiere que ninguna de las raíces de su ecuación característica tenga parte real positiva, la prueba de Routh es bastante útil para determinar la estabilidad.

Con la disponibilidad que se tiene actualmente de programas de computadora y calculadora para encontrar las raíces de los polinomios, la prueba de Routh no sería útil si el problema fuera exclusivamente encontrar si un circuito de retroalimentación es estable o no, una vez que se especifican todos los parámetros del circuito; sin embargo, el problema más importante es determinar los límites de un parámetro específico del circuito (generalmente la ganancia del controlador) dentro de los cuales el circuito es estable, y la prueba de Routh es de lo más útil para resolver dicho problema.

La mecánica de la prueba de Routh se puede presentar como sigue:

dado un polinomio de grado  $n$ ,

$$a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = 0 \quad (6.5-2)$$

donde  $a_n, a_{n-1}, \dots, a_1, a_0$  son los coeficientes del polinomio; se debe determinar cuántas raíces tienen parte real positiva.

Para realizar la prueba, primero se debe preparar el siguiente arreglo:

|          |           |           |           |     |       |   |
|----------|-----------|-----------|-----------|-----|-------|---|
| fila 1   | $a_n$     | $a_{n-2}$ | $a_{n-4}$ | ... | $a_1$ | 0 |
| fila 2   | $a_{n-1}$ | $a_{n-3}$ | $a_{n-5}$ | ... | $a_0$ | 0 |
| fila 3   | $b_1$     | $b_2$     | $b_3$     | ... | 0     | 0 |
| fila 4   | $c_1$     | $c_2$     | $c_3$     | ... | 0     | 0 |
| .        | .         | .         | .         | ... | .     | . |
| .        | .         | .         | .         | ... | .     | . |
| .        | .         | .         | .         | ... | .     | . |
| fila     | $d_1$     | $d_2$     | 0         | ... | 0     | 0 |
| fila n+1 | $e_1$     | 0         | 0         | ... | 0     | 0 |

los datos de la fila 3 a la n+1 se calculan mediante

$$b_1 = \frac{a_{n-1}a_{n-2} - a_n a_{n-3}}{a_{n-1}}$$

$$b_2 = \frac{a_{n-1}a_{n-4} - a_n a_{n-5}}{a_{n-1}}$$

$$c_1 = \frac{b_1 a_{n-3} - a_{n-1} b_2}{b_1}$$

$$c_2 = \frac{b_1 a_{n-5} - a_{n-1} b_3}{b_i}$$

El proceso se continúa hasta que todos los términos nuevos sean cero. Una vez que se completa el arreglo, se puede determinar el número de raíces con parte real

positiva del polinomio, mediante el conteo de la cantidad de cambios de signo en la columna extrema izquierda del arreglo; en otras palabras, para que todas las raíces del polinomio estén en el plano  $s$  izquierdo, todos los términos en la columna izquierda del arreglo deben tener el mismo signo.

### 6.5.3.- Método de sustitución directa

El método de sustitución directa se basa en el hecho de que las raíces de la ecuación característica varían continuamente con los parámetros del circuito; el punto en que el circuito se vuelve inestable, al menos una, y generalmente dos, de las raíces se encuentra en el eje imaginario del plano complejo, es decir, deben existir raíces puramente imaginarias. Otra manera de ver esto es que, para que las raíces se muevan del plano izquierdo al derecho, deben cruzar el eje imaginario; en este punto se dice que el circuito es "marginamente estable" y el término correspondiente de la salida del circuito en el dominio de Laplace es

$$C(s) = \frac{b_1 s + b_2}{s^2 + \omega_u^2} + (\text{otros términos}) \quad (6.5-3)$$

al invertir este término, se ve que es una onda senoidal en el dominio del tiempo:

$$c(t) = b_1^1 \sin(\omega_u T + \theta) + (\text{otros términos}) \quad (6.5-4)$$

donde:

$\omega_u$  = frecuencia de la onda senoidal

$\theta$  = ángulo de fase de la onda senoidal

$b_1^3$  = amplitud de la onda senoidal (constante)

Esto significa que, en el punto de estabilidad marginal, la ecuación característica debe tener un par de raíces puramente imaginarias

$$r_{1,2} = \pm i\omega_u$$

La frecuencia  $\omega_u$  con que oscila el circuito es la frecuencia última. Justo antes de alcanzar el punto de inestabilidad marginal, el sistema oscila con una amplitud que tiende a decaer, mientras que después de ese punto la amplitud de la oscilación se incrementa con el tiempo. En el punto de estabilidad marginal, la amplitud de la oscilación permanece constante en el tiempo. Esto se ilustra en la figura 37, donde la relación entre el período último,  $T_u$ , Y la frecuencia última,  $\omega_n$ , en rad/s se expresa mediante

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T_u} \quad (6.5-5)$$

El método de la sustitución directa consiste en substituir  $s = i\omega_u$  en la

ecuación característica, de donde resulta una ecuación compleja que se puede convertir en dos ecuaciones simultáneas:

$$\text{Parte real} = 0$$

$$\text{Parte imaginaria} = 0$$

A partir de esto se pueden resolver dos incógnitas: una es la frecuencia última  $\omega_u$ , la otra es cualquier parámetro del circuito, generalmente la ganancia última.

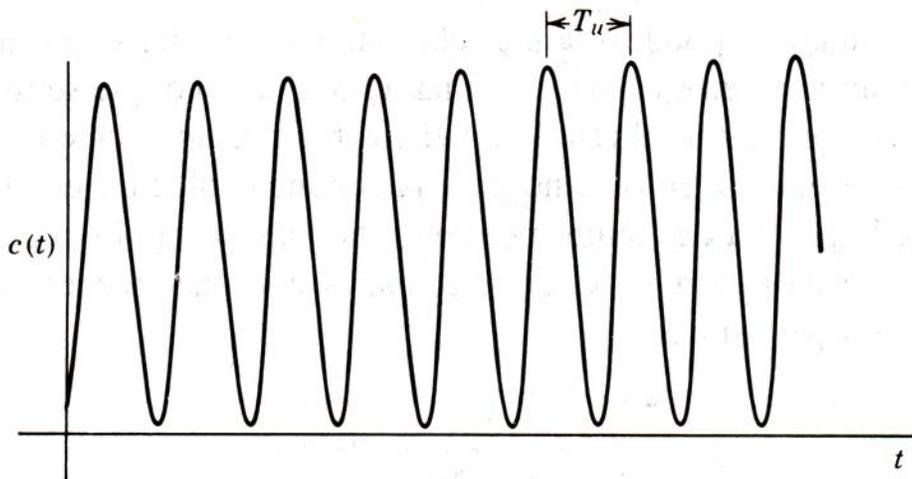


Figura 37.- Respuesta de un sistema marginalmente estable con período último  $T_u$

### 6.6.- Efecto del tiempo muerto

Ya se vio la manera en que la prueba de Routh y la sustitución directa permiten estudiar el efecto de los diferentes parámetros del circuito sobre la estabilidad del circuito de control por retroalimentación; desafortunadamente, estos

métodos fallan cuando en cualquiera de los bloques del circuito existe un término de tiempo muerto (retraso de transporte o retardo en tiempo), debido a que el tiempo muerto introduce una función exponencial de la variable de la transformada de Laplace en la ecuación característica, lo cual significa que la ecuación ya no es un polinomio y que los métodos que se aprendieron en esta sección ya no se aplican. Un incremento en el tiempo muerto tiende a reducir rápidamente la ganancia última del circuito, este efecto es similar al que resulta de incrementar la constante de tiempo no dominante del circuito, puesto que está en relación con la magnitud de la constante de tiempo dominante. El método de la respuesta en frecuencia se estudio en el capítulo anterior, donde se observó el efecto del tiempo muerto sobre la estabilidad del circuito.

Mediante una aproximación a la función de transferencia de tiempo muerto, se puede obtener una estimación de la ganancia y frecuencia últimas de un circuito con tiempo muerto. Una aproximación usual es la aproximación de Padé de primer orden que se expresa mediante

$$e^{-t_0s} = \frac{1 - 1/2t_0s}{1 + 1/2t_0s} \quad (6.6-1)$$

donde  $t_0$  es el tiempo muerto. También existen aproximaciones de orden superior más precisas, pero son muy complejas y no son prácticas.

Se pueden resumir los siguientes efectos generales de los diversos parámetros del circuito:

1. La estabilidad impone un límite a la ganancia total del circuito, de manera que un

incremento en la ganancia de la válvula de control, el transmisor o el proceso da como resultado un decremento en la ganancia última del controlador.

2. Un incremento en el tiempo muerto, o en cualquiera de las constantes de tiempo no dominantes (las más pequeñas) del circuito, da como resultado una reducción en la ganancia última del circuito, así como en la frecuencia última.
3. Un incremento en la constante de tiempo dominante (la mayor) del circuito da como resultado un incremento en la ganancia última del circuito y un decremento en la frecuencia última del circuito.

## 7.-DISEÑO DE SISTEMAS DE CONTROL EN TIEMPO

### DISCRETO

El diseño de sistemas de control en tiempo discreto es similar en principio al diseño de sistemas de control en tiempo continuo. El objetivo del diseño es básicamente, determinar el controlador para que el sistema tenga un desempeño de acuerdo a las especificaciones. De hecho, en la mayoría de las situaciones, el proceso controlado es el mismo, excepto que en sistemas en tiempo discreto el controlador está diseñado para procesar datos digitales o muestreados como se ve en la figura 38.

Tal como con el diseño de sistemas de control en tiempo continuo, el diseño de sistemas en tiempo discreto puede llevarse a cabo ya sea en el dominio de la frecuencia, o en el dominio del tiempo. Con la disponibilidad de todos los programas de computadora, el diseño de sistemas de control digital puede hacerse con una cantidad mínima de esfuerzo mediante prueba y error.

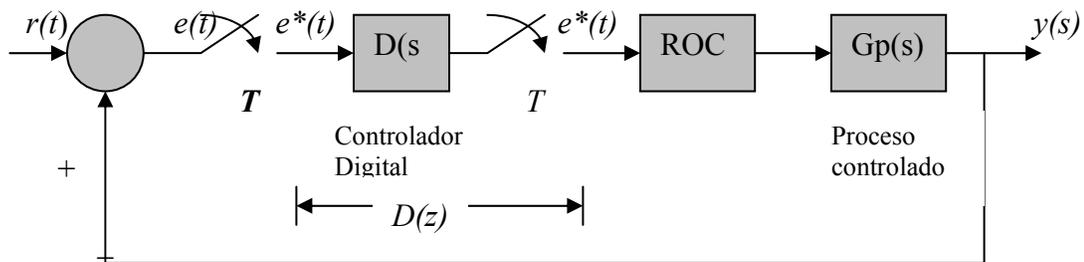


Figura 38.- Sistema de control Digital con Controlador Digital en Cascada

### **7.1.-Implementación digital de controladores analógicos**

Parece que la mayoría de las personas aprenden como diseñar sistemas en tiempo continuo antes que digitales, si es que aprenden estos últimos. Por tanto, no es sorpresa que la mayoría de los ingenieros prefieran diseñar sistemas en tiempo continuo en vez de sistemas de control digital. Idealmente, si el diseñador intenta utilizar control digital, el sistema debería ser diseñado para que las dinámicas del controlador pudiesen ser descritas por una función de transferencia z o por ecuaciones en diferencias. Sin embargo, existen situaciones bajo las cuales el controlador analógico ya está diseñado, pero la disponibilidad y ventajas del control digital sugieren que el controlador sea implementado por elementos digitales.

Primero, se investiga como se pueden aproximar controladores en tiempo continuo tales como PID, de adelanto o atraso de fase, y otros por controladores digitales; segundo, se investiga el problema de implementación de controladores digitales a través de procesos digitales.

### **7.2.-Implementación digital del controlador PID**

El controlador PID en el dominio en tiempo continuo se describe como:

$$G_c(s) = K_p + K_{DS} + \frac{K_I}{s} \quad (7.2-1)$$

El componente proporcional  $K_p$  se implementa en forma digital mediante una ganancia constante  $K_p$ . Ya que una computadora digital o procesador tiene una longitud de palabra finita, la constante  $K_p$  no puede realizarse con resolución infinita.

La derivada con respecto al tiempo de una función  $f(t)$  en  $t = kT$  se puede aproximar mediante la regla de diferencia hacia atrás, empleado los valores de  $f(t)$  medidos en  $t = kT$  y  $(k - 1)T$ , esto es:

$$\left. \frac{df(t)}{dt} \right|_{t=kT} = \frac{1}{T} (f(kT) - f[(k-1)T]) \quad (7.2-2)$$

para encontrar la función de transferencia  $z$  de la operación derivada descrita anteriormente, se toma la transformada  $z$  en ambos lados de la ecuación. Se tiene:

$$\mathcal{Z} \left( \left. \frac{df(t)}{dt} \right|_{t=kT} \right) = \frac{1}{T} (1 - z^{-1})F(z) = \frac{z-1}{Tz} F(z) \quad (7.2-3)$$

por lo que la función de transferencia  $z$  del diferenciador digital es:

$$G_D(z) = K_D \frac{z-1}{Tz} \quad (7.2-4)$$

donde  $K_D$  es la constante proporcional de la derivada del controlador. Al sustituir  $z$  por  $e^{Ts}$  en la ecuación (7.2-4), se puede mostrar que el periodo de muestreo  $T$  se aproxima a cero,  $G_D(z)$  se aproxima a  $K_{Ds}$ , que es la función de transferencia de la

derivada del controlador analógico. En general, la selección del periodo de muestreo es muy importante, el valor de  $T$  debe ser lo suficientemente pequeño, para que la aproximación digital sea exacta.

Hay un número de reglas de integración numérica que pueden emplearse para aproximar de forma digital al controlador integral  $K_I/s$ . Los tres métodos básicos de aproximación numérica del área de una función son: *integración trapezoidal*, *integración rectangular hacia adelante* e *integración rectangular hacia atrás*. Estas se describen a continuación.

#### *Integración Trapezoidal*

La regla de *integración trapezoidal* aproxima el área bajo la función  $f(t)$  mediante una serie de trapezoides, como se muestra en la Figura 39. Sea el integral de  $f(t)$  evaluado en  $t = kT$  designado como  $u(kT)$ , entonces:

$$u(kT) = u[(k-1)T] + T/2 (f(kT) + f[(k-1)T]) \quad (7.2-5)$$

donde el área bajo  $f(t)$  para  $(k-1)T \leq t < kT$  se aproxima mediante el área del trapecio en el intervalo. Tomando la transformada  $z$  en ambos miembros de la ecuación anterior, se tiene la función de transferencia del integrador digital como:

$$G_I(z) = K_I \frac{U(z)}{F(z)} = \frac{K_I T(z+1)}{2(z-1)} \quad (7.2-6)$$

donde  $K_I$  es la constante proporcional.

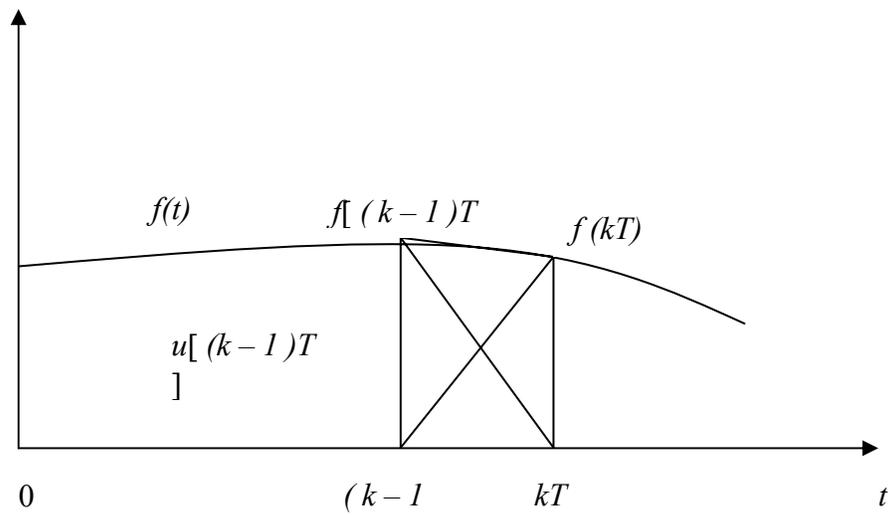


Figura 39.- Regla de integración trapezoidal

### *Integración Rectangular Hacia Adelante*

Para la integración rectangular hacia adelante, se aproxima el área bajo  $f(t)$  mediante rectángulos como se muestra en la Figura 40. La integral de  $f(t)$  en  $t = kT$  se aproxima por:

$$u(kT) = u[(k-1)T] + Tf(kT) \quad (7.2-7)$$

Al tomar la transformada z en ambos miembros de la ecuación anterior, la función de transferencia del integrador digital empleando la regla rectangular hacia adelante es:

$$G_I(z) = K_I \frac{U(z)}{f(z)} = \frac{K_I Tz}{z-1} \quad (7.2-8)$$

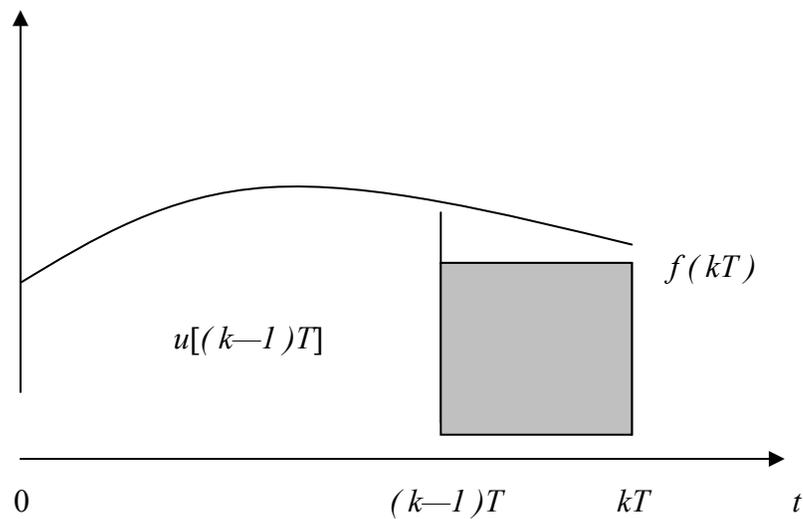


Figura 40.- Regla de Integración Rectangular hacia adelante

#### *Integración Rectangular Hacia Atrás*

Para la integración rectangular hacia atrás, la regla de aproximación digital se ilustra en la Figura 41. La integral de  $f(t)$  en  $t=kT$  se aproxima mediante:

$$u(kT) = u[(k-1)T] + Tf[(k-1)T] \quad (7.2-9)$$

La función de transferencia  $z$  del integrador digital empleando la regla de integración rectangular hacia atrás es:

$$G_I(z) = K_I \frac{U(z)}{F(z)} = \frac{K_I T}{z-1} \quad (7.2-10)$$

Al combinar las operaciones proporcionales, derivada e integración descritas anteriormente, el controlador digital PID es modelado mediante las siguientes funciones de transferencia.

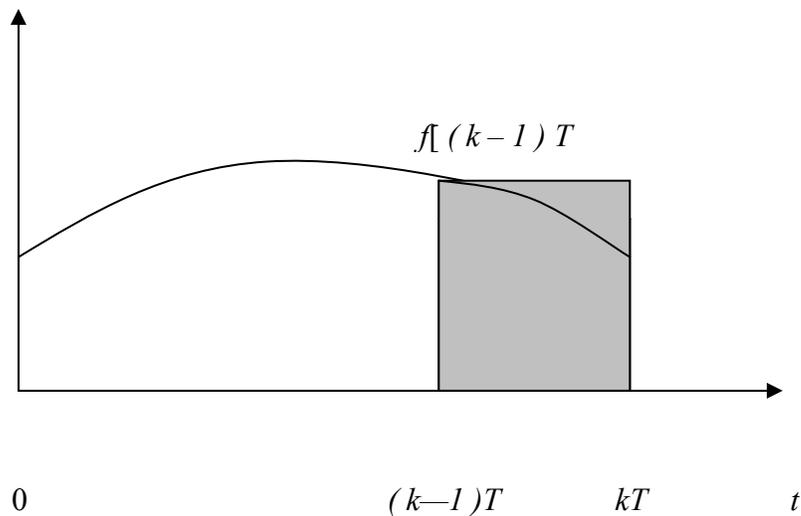


Figura 41.- Regla de Integración Rectangular hacia Adelante

Integración trapezoidal:

$$G_c(z) = \frac{(K_P + TK_I/2 + K_D/T)z^2 + (TK_I/2 - K_P - 2K_D/T)z + K_D/T}{z(z-1)} \quad (7.2-11)$$

Integración rectangular hacia delante:

$$G_c(z) = \frac{(K_P + K_D/T + TK_I)z^2 - (K_P + 2K_D/T)z + K_D/T}{z(z-1)} \quad (7.2-12)$$

Integración rectangular hacia atrás:

$$G_c(z) = \frac{(K_P + K_D/T)z^2 + (TK_I - K_P - 2K_D/T)z + K_D/T}{z(z-1)} \quad (7.2-13)$$

Cuando  $K_I = 0$ , la función de transferencia del controlador digital PID es:

$$G_c(z) = \frac{(K_P + K_D/T)z - K_D/T}{z} \quad (7.2-14)$$

Una vez que la función de transferencia de un controlador digital se determina, el controlador puede implementarse mediante un procesador digital o

computadora. El operador  $z^{-1}$  se interpreta como un tiempo de retardo de  $T_s$ . En la práctica, el tiempo de retardo se implementa mediante el almacenamiento de una variable en alguna localidad de memoria en la computadora y entonces se saca después de que han pasado  $T_s$ . La Figura 42 ilustra el diagrama de bloques del programa digital del controlador PID empleando la regla de integración trapezoidal.

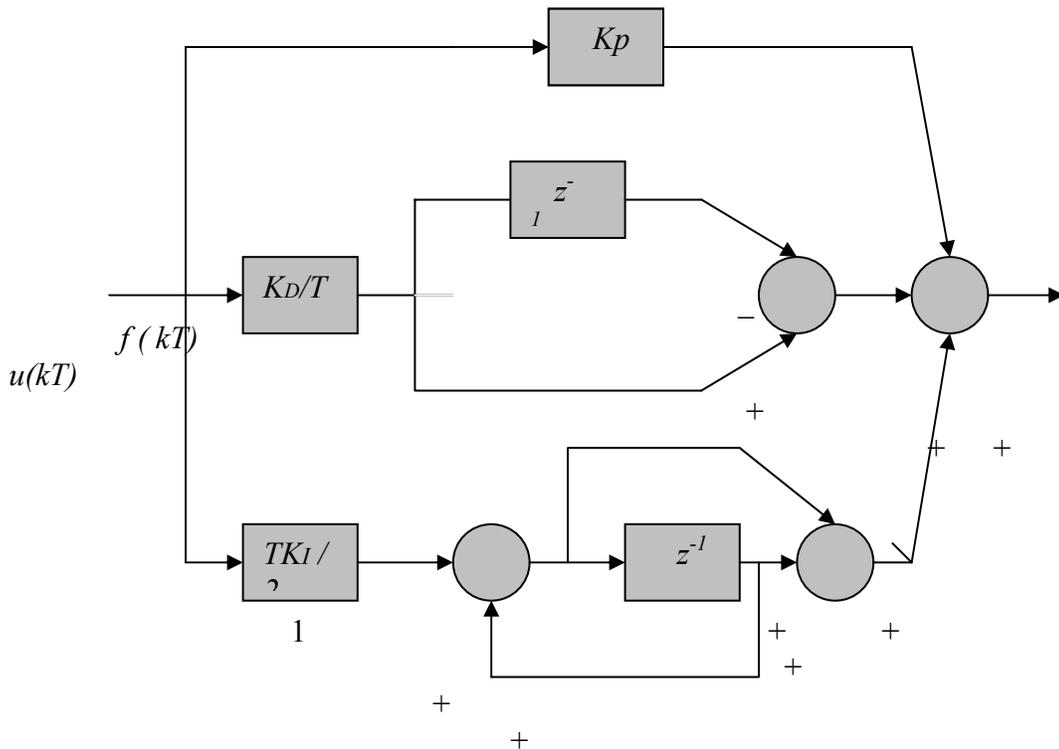


Figura 42.- Diagrama de Bloque de la Implementación de un Programa Digital del Controlador PID

### 7.3.-Implementación digital de controladores de atraso y adelanto

En principio, cualquier controlador en tiempo continuo puede convertirse a un controlador digital sólo añadiendo unidades de muestreo y retención en las terminales de entrada y salida del controlador, y seleccionando una frecuencia de muestreo tan pequeña como práctica. La Figura 43 ilustra el esquema básico, y  $G_c(s)$  como la función de transferencia del controlador en tiempo continuo y  $G_c(z)$  el controlador digital equivalente. El periodo de muestreo  $T$  deberá ser lo suficientemente pequeño para que las características dinámicas del controlador en tiempo continuo no se pierdan a través de la digitalización. La configuración del sistema que se muestra en la Figura 43 sugiere que tanto el controlador en tiempo continuo  $G_c(s)$ , como el controlador digital equivalente  $G_c(z)$  se pueden obtener mediante el arreglo mostrado. Por otra parte, el controlador digital dado  $G_c(z)$ , se puede realizar empleando un controlador analógico  $G_c(s)$  y unidades de muestreo, y retención como se muestra en la Figura 43.

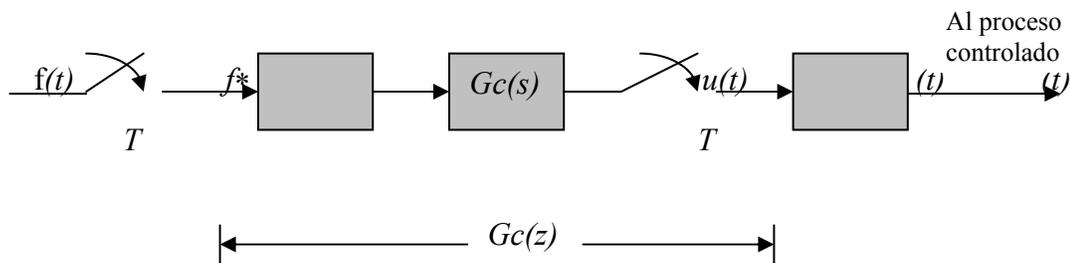


Figura 43.- Realización de un Controlador Digital mediante un Controlador Analógico con Unidades de Muestreo y Retención

#### 7.4.-Controladores digitales

Los controladores digitales pueden ser realizados por redes digitales, computadoras digitales, microprocesadores o procesadores digitales de señales (DSPs). Una ventaja distintiva de los controladores digitales implementados por microprocesadores o DSPs es que el algoritmo de control contenido en el controlador puede ser alterado con facilidad al cambiar el programa. El cambiar los componentes de un controlador en tiempo continuo es más bien difícil cuando el controlador ya ha sido construido.

Antes de entrar al tema del diseño de controladores digitales, es necesario estudiar la realizabilidad física y la composición del controlador digital. El diagrama de bloques de la figura 44 sirve para representar un controlador digital de una entrada y una salida. La entrada del controlador  $e_1^*(t)$  es en forma de una secuencia de números,  $e_1(kT)$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$ . Desde el punto de vista analítico,  $e_1^*(t)$  está representada como la salida de un muestreador ideal. El controlador digital efectúa ciertas operaciones lineales sobre la secuencia  $e_1(kT)$  y genera la secuencia de salida  $e_2(kT)$ , la cual puede considerarse como la salida de otro muestreador ideal,  $e_2^*(t)$ .

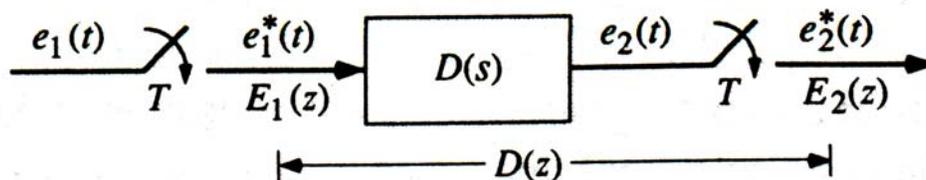


Figura 44.- Diagrama de bloques de un controlador digital

### 7.4.1- Realización física de controladores digitales

La función de transferencia de un controlador digital se puede expresar como:

$$G_c(z) = \frac{E_2(z)}{E_1(z)} = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_mz^{-m}}{a_0 + a_1z^{-1} + \dots + a_nz^{-n}} \quad (7.4-1)$$

donde  $n$  y  $m$  son enteros positivos. Se dice que la función de transferencia  $G_c(z)$  es físicamente realizable si su salida no es precedida por ninguna entrada. Esto significa que las series de expansión de  $G_c(z)$  no deben tener ninguna potencia positiva en  $z$ . En términos de la  $G_c(z)$  dada en la ecuación (7.4-1), si  $b_0 \neq 0$ , entonces  $a_0 \neq 0$ . Si  $G_c(z)$  se expresa como:

$$G_c(z) = \frac{b_mz^m + b_{m-1}z^{m-1} + \dots + b_1z + b_0}{a_nz^n + a_{n-1}z^{n-1} + \dots + a_1z + a_0} \quad (7.4-2)$$

entonces los requerimientos de la realización física son  $n \geq m$ .

Se considera que un programa digital es capaz de realizar operaciones aritméticas de adición, sustracción, multiplicación por una constante y corrimiento (shift). Los tres métodos básicos de descomposición para programación digital se discuten a continuación.

### 7.4.1.1.- Programa directo mediante descomposición directa

Al aplicar la descomposición directa a la ecuación (7.4-1), se tienen las siguientes ecuaciones:

$$E_2(z) = \frac{1}{a_0}(b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_mz^{-m})X(z) \quad (7.4-3)$$

$$X(z) = \frac{1}{a_0}E_1(z) - \frac{1}{a_0}(a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-n})X(z) \quad (7.4-4)$$

La Fig. 45 muestra la gráfica de señal de flujo de un programa digital directo de la ecuación (7.4-1) mediante la descomposición directa para  $m = 2$  y  $n = 3$ . Las ramas con ganancias de  $z^{-1}$  representan los tiempos de retardo o corrimiento de un periodo de muestreo.

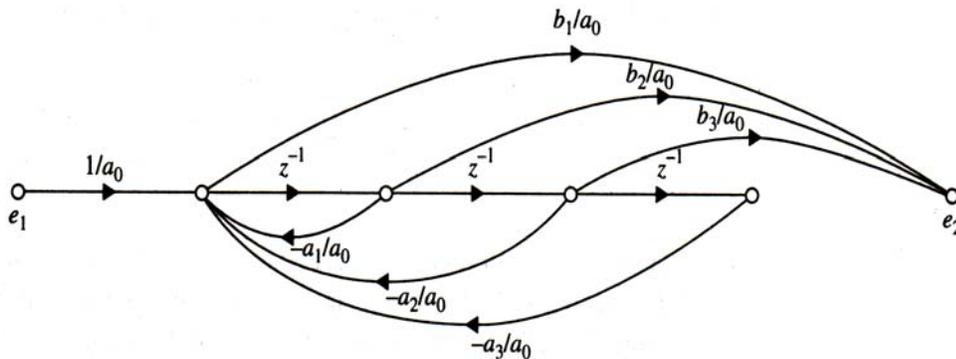


Figura 45.- Gráfica de flujo de señales de un programa digital mediante descomposición directa

### 7.4.1.2- Programa digital mediante descomposición en cascada

La función de transferencia  $G_c(z)$  se puede escribir como producto de funciones de transferencia de primer o segundo orden, cada uno realizable a través de un programa digital simple.

El programa digital de la función de transferencia total está entonces representado por estos programas digitales simples conectados en cascada. La ecuación (7.4-1) se escribe en forma factorial como:

$$G_c(z) = G_{c1}(z)G_{c2}(z)\cdots G_{cn}(z) \quad (7.4-5)$$

donde los factores individuales pueden expresarse:

Polo real  $G_{ci}(z) = K_i \frac{1 + c_i z^{-1}}{1 + d_i z^{-1}} \quad (7.4-6)$

Polos complejos conjugados  $G_{ci}(z) = \frac{K_i}{1 + d_{i1} z^{-1} + d_{i2} z^{-2}} \quad (7.4-7)$

Polos conjugados con un cero  $G_{ci}(z) = K_i \frac{1 + c_i z^{-1}}{1 + d_{i1} z^{-1} + d_{i2} z^{-2}} \quad (7.4-8)$

La Figura 46 muestra la gráfica de flujo de señales del programa digital en cascada del controlador.

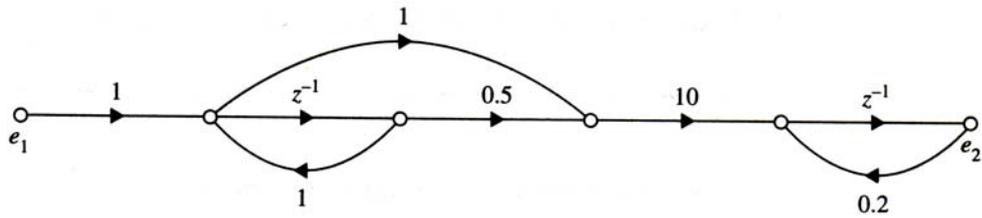


Figura 46.- Programa Digital en Cascada del Controlador

### 7.4.1.3.-Programa digital mediante descomposición paralela

La función de transferencia en la ecuación (7.4-1) se puede expandir en una suma de términos simples de primer o segundo orden mediante la "expansión de la fracción parcial. Estos términos son realizables mediante programas digitales conectados en paralelo.

## **8.-SISTEMAS DE ADQUISICIÓN, CONVERSION Y DISTRIBUCIÓN DE DATOS.**

Con el crecimiento rápido en el uso de computadoras digitales para ejecutar las acciones de un control digital, tanto los sistemas de adquisición de datos como los de distribución se han convertido en una parte importante de todo sistema de control.

La conversión de señales que tiene lugar en el sistema de control digital involucro las siguientes operaciones:

1. Multiplexación y demultiplexación
2. Muestreo y retención
3. Conversión analógico-digital (cuantificación y codificación)
4. Conversión digital-analógico (decodificación)

En la figura 47 a), se muestra el diagrama de bloques de un sistema de adquisición de datos y en la figura 47 b), se muestra un diagrama de bloques de un sistema de distribución de datos.

En el sistema de adquisición de datos, la entrada al sistema es una variable física tal como posición, velocidad, aceleración, temperatura o presión. Dichas variables físicas primero se convierten en una señal eléctrica (una señal de voltaje o corriente) mediante un transductor apropiado. Una vez que la variable física se convierte en una señal de voltaje o corriente, el resto del proceso de adquisición de datos se hace por medios electrónicos.

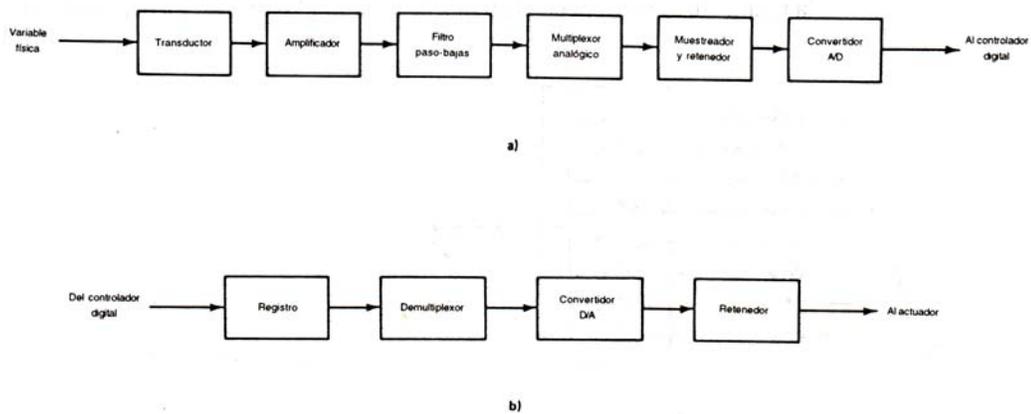


Figura 47.- a) Diagrama de bloques de un sistema de adquisición de datos; b) diagrama de bloques de un sistema de distribución de datos.

En la figura 47 a) el amplificador que sigue del transductor (frecuentemente un amplificador operacional) ejecuta una o, más de las siguientes funciones, amplificar el voltaje de salida del transductor; convertir la señal de corriente en una de voltaje; o aislar la señal. El filtro paso-bajas que sigue al amplificador atenúa las componentes de alta frecuencia de la señal, tales como señales de ruido. (Observe que los ruidos de tipo electrónicos son de naturaleza aleatoria y se pueden reducir mediante filtros paso-bajas. Sin embargo, dichos ruidos de tipo electrónico, como la interferencia de la línea de alimentación, generalmente son periódicos y se pueden reducir por medio de filtros de muesca.) La salida del filtro paso-bajas es una señal analógica. Esta señal se alimenta a un multiplexor analógico. La salida del multiplexor se alimenta al circuito de muestreo y retención, cuya salida, a su vez, se alimenta al convertidor analógico-digital. La salida del convertidor es la señal en forma digital; ésta se alimenta al controlador digital.

El proceso inverso al de adquisición de datos es el de distribución de datos. Como se muestra en la figura 47 b), un sistema de distribución de datos consiste en registros, un demultiplexor, convertidores digital-analógico y circuitos de retención. Este sistema convierte la señal en forma digital (números binarios) en otra en forma analógica. La salida del convertidor D/A se alimenta al circuito de retención. La salida del circuito de retención se alimenta al actuador analógico, el cual, a su vez, controla directamente la planta que se está considerando.

A continuación, se estudiará cada componente individual involucrado en el sistema de procesamiento de la señal.

### **8.1.-Multiplexor analógico.**

Un convertidor analógico-digital es el componente más costoso en un sistema de adquisición de datos. El multiplexor analógico es un dispositivo que lleva a cabo la función de compartir en tiempo un convertidor A/D entre muchos canales analógicos.

El procesamiento de varios canales con un controlador digital es posible debido a que el ancho de cada uno de los pulsos que representa a la señal de entrada es muy angosto, de manera que el espacio vacío durante cada período de muestreo se puede utilizar para otras señales, Si se van a procesar muchas señales por un solo controlador digital, entonces estas señales de entrada se deben alimentar al controlador a través de un multiplexor.

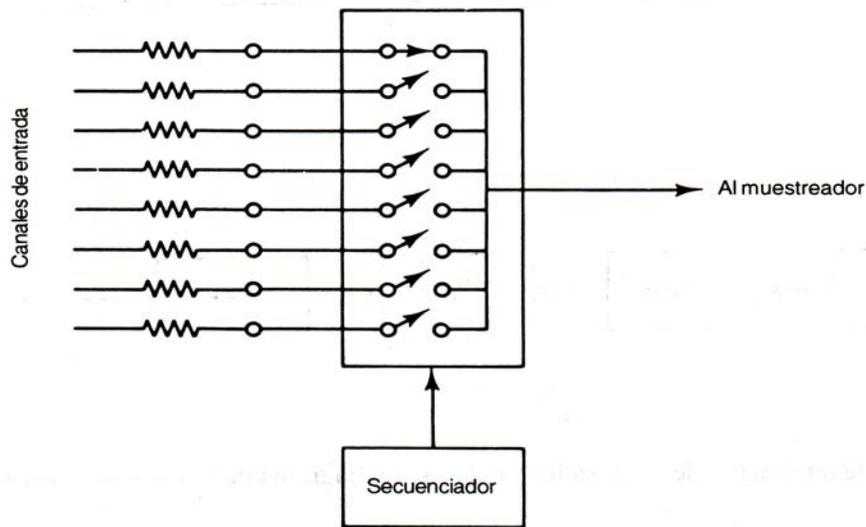


Figura 48.- Diagrama esquemático de un multiplexor analógico

En la figura 48 se muestra un diagrama de un multiplexor analógico. El multiplexor analógico es un interruptor múltiple (normalmente un interruptor electrónico) que conmuta secuencialmente entre muchos canales de entrada analógicos en alguna forma preestablecida. El número de canales, en muchas instancias, es 4, 8 o 16. En un instante dado, sólo un interruptor está en la posición de "encendido". Cuando el interruptor está encendido en un canal de entrada dado, la señal de entrada se conecta a la salida del multiplexor durante un tiempo específico. Durante el tiempo de conexión, el circuito de muestreo y retención muestrea a la señal de voltaje (señal analógica) y retiene su valor, mientras que el convertidor analógico-digital convierte el valor analógico en datos digitales (números binarios). Cada uno de los canales se lee en orden secuencial y los valores correspondientes se convierten en datos digitales en la misma secuencia.

## **8.2.-Demultiplexor.**

El demultiplexor, el cual está sincronizado con la señal de muestreo de entrada, separa los datos digitales de la salida compuesta, del controlador digital en los canales originales. Cada uno de los canales está conectado a un convertidor D/A para producir la señal de salida analógica para ese canal.

## **8.3.-Circuitos de muestreo y retención.**

Un muestreador en un sistema digital convierte una señal analógica en un tren de pulsos de amplitud modulada. El circuito de retención mantiene el valor del pulso de la señal muestreada durante un tiempo específico. El muestreador y el retenedor son necesarios en el convertidor A/D para producir un número que represente de manera precisa la señal de entrada en el instante de muestreo. Existen de manera comercial circuitos de muestreo y retención en una sola unidad, conocidos como muestreador y retenedor (S/H). Es una práctica común utilizar un solo convertidor analógico-digital y multiplexar muchas entradas analógicas muestreadas en éste.

En la práctica, la duración del muestreo es muy corta comparada con el período de muestreo  $T$ . Cuando la duración del muestreo es despreciable, el muestreador se puede considerar como un "muestreador ideal". Un muestreador ideal lo habilita a uno para obtener un modelo matemático relativamente simple de un muestreador y retenedor.

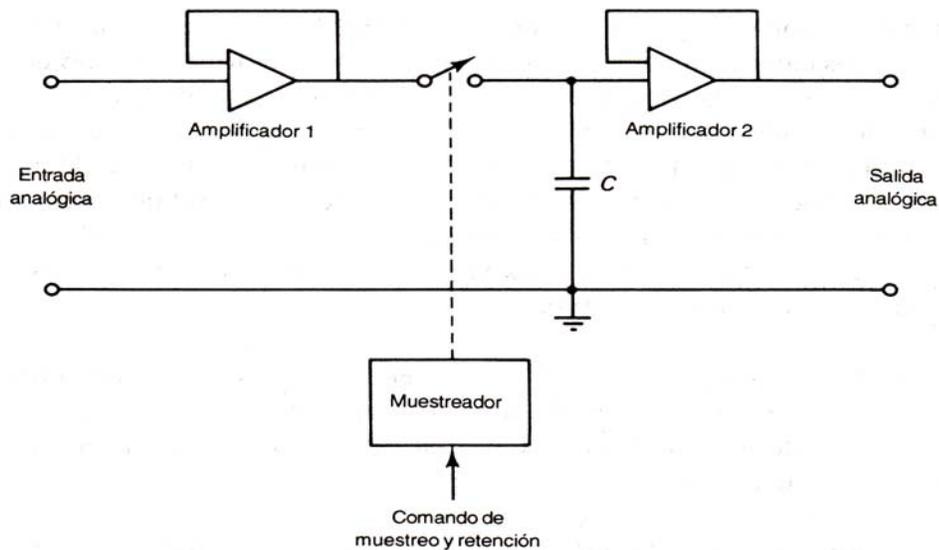


Figura 49.- Circuito de muestreo y retención.

En la figura 49 se muestra un diagrama simplificado para el muestreador y retenedor. El circuito S/H es un circuito analógico (simplemente un dispositivo de memoria de voltaje) en el que se adquiere una entrada de voltaje y entonces se almacena en un capacitor de alta calidad con características de fuga y absorción dieléctrica bajas.

En la figura 49 el interruptor electrónico se conecta al capacitor de retención. El amplificador operacional 1 es un amplificador de aislamiento de entrada con una impedancia de entrada alta. El amplificador operacional 2 es el amplificador de salida; éste aísla el voltaje en el capacitor de retención.

Existen dos modos de operación para el circuito de muestreo y retención: el modo de seguimiento y el de retención. Cuando el interruptor está cerrado (esto es, cuando la señal de entrada está conectada), el modo de operación es el de

seguimiento. La carga en el capacitor en el circuito sigue al voltaje de entrada. Cuando el interruptor está abierto (la señal de entrada está desconectada), el modo de operación es el de retención y el voltaje del capacitor se mantiene constante por un tiempo específico. La figura 50 muestra los modos de seguimiento y de retención.

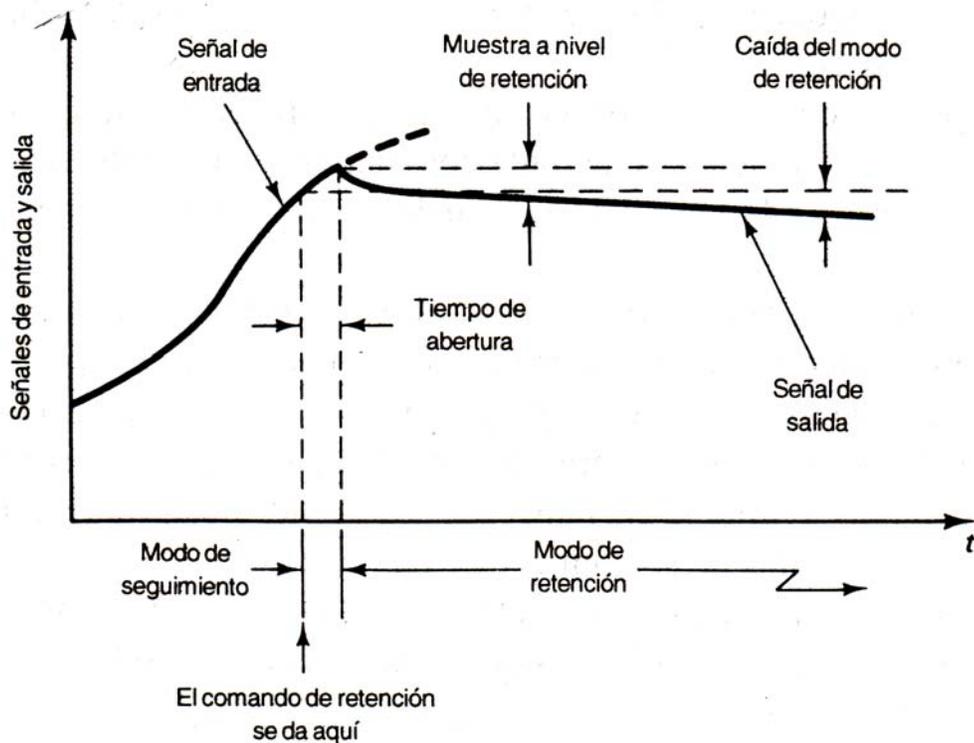


Figura 50.- Modo de seguimiento y modo de retención.

Se observa que, de manera práctica, la conmutación del modo de seguimiento al de retención no es instantánea. Si se da el comando de retención mientras el circuito está en el modo de seguimiento, entonces el circuito permanecerá en el modo de seguimiento por un momento antes de reaccionar ante el comando de retención. El

intervalo de tiempo durante el cual la conmutación tiene lugar (esto es, e intervalo de tiempo cuando la amplitud medida es incierta) se denomina *tiempo de apertura*.

El voltaje de salida durante el modo de retención puede decrecer ligeramente. La caída de modo de retención se puede reducir mediante el uso de un amplificador de aislamiento de salida con una impedancia de entrada alta. Dicho amplificador de aislamiento de salida debe tener una corriente de polarización muy baja.

La operación de muestreo y retención está controlada por un reloj.

#### **8.4.- Convertidores analógico-digital (A/D).**

Como se estableció en un principio, el proceso mediante el cual una señal analógica muestreada se cuantifica y se convierte en un número binario es conocido como conversión analógica-digital. De esta manera, un convertidor A/D transforma una señal analógica (por lo general en la forma de voltaje o corriente) en una señal digital o una palabra codificada numéricamente. En la práctica, la lógica está basada en dígitos binarios compuestos por Os y 1s, y la representación tiene un número finito de dígitos. El convertidor A/D ejecuta las operaciones de muestreo y retención, cuantificación y codificación. Observe que en el sistema digital un reloj genera un pulso cada período de muestreo  $T$ . El convertidor A/D envía una señal digital (número binario) al controlador digital cada vez que el pulso llega.

Entre los circuitos A/D disponibles, los siguientes tipos son los más frecuentemente utilizados:

1. Del tipo de aproximaciones sucesivas
2. Del tipo de integración
3. Del tipo contador
4. Del tipo paralelo

Cada uno de estos cuatro tipos tiene sus propias ventajas y desventajas, En cualquier aplicación particular, la velocidad de conversión, precisión, longitud de palabra y el costo son los principales factores a considerar en la elección del tipo de convertidor A/D. (Si se requiere de una mayor precisión, por ejemplo, se debe incrementar el número de bits en la señal de salida.)

Como se verá, el convertidor analógico-digital utiliza como parte de sus lazos de realimentación convertidores digital-analógico. El tipo más sencillo de convertidor A/D es el del tipo contador. Su principio básico es que se aplican los pulsos de reloj al contador digital de manera que el voltaje de salida de convertidor D/A (esto es, parte del lazo de realimentación del convertidor A/D) aumente un bit menos significativo (LSB) cada vez y el voltaje de salida se compara con el voltaje analógico de entrada una vez por cada pulso. Cuando el voltaje de salida ha alcanzado la magnitud del voltaje de entrada, los pulsos de reloj se detienen. El voltaje de salida del contador es entonces la salida digital.

El convertidor A/D del tipo de aproximaciones sucesivas es mucho más rápido que el del tipo contador y es el utilizado con mayor frecuencia. En la figura 51 se muestra un diagrama del convertidor A/D del tipo de aproximaciones sucesivas.

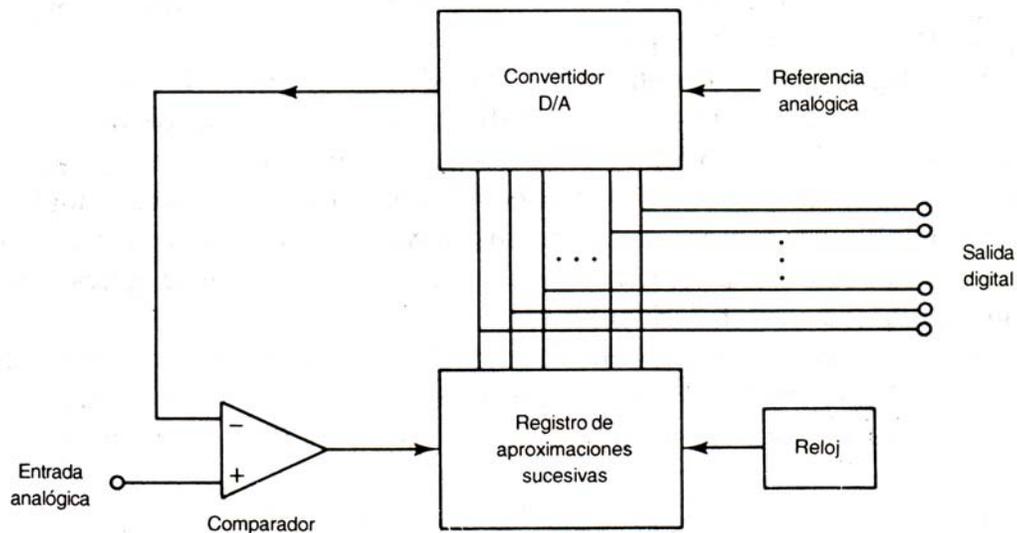


Figura 51.- Diagrama esquemático de un convertidor A/D del tipo de aproximaciones sucesivas.

El principio de operación de este tipo de convertidor A/D es el que sigue. El registro de aproximaciones sucesivas (SAR) primero enciende el bit más significativo (la mitad del máximo) y lo compara con la entrada analógica. El comparador decide ya sea dejar encendido este bit o apagarlo. Si el voltaje de entrada analógico es mayor, el bit más significativo permanece encendido. El siguiente paso es encender el bit 2 y entonces compararlo con los tres cuartos del máximo del voltaje analógico de entrada. Después de que se completan las  $n$  comparaciones, la salida digital del registro de aproximaciones sucesivas indica todos aquellos bits que se mantienen encendidos y produce el código digital deseado. Así, este tipo de convertidor A/D fija un bit por cada ciclo de reloj, y de este modo sólo requiere de  $n$  ciclos de reloj para generar  $n$  bits, donde  $n$  es la resolución del convertidor en bits. (El número  $n$  de bits

empleados determina la exactitud de conversión.) El tiempo requerido para la conversión es aproximadamente  $2\mu\text{seg}$  o menos para una conversión de 12 bits.

Figura 52.- Errores en convertidores A/D: a) error de nivel; b) error de linealidad; c) error de garganta.

*Errores en convertidores A/D.* Los convertidores analógico-digitales reales difieren de los convertidores ideales en que los primeros siempre tienen algunos errores, tales como errores de nivel, de linealidad y de ganancia; las características de éstos se

muestran en la figura 52. También, es importante observar que las características entrada-salida cambian con el tiempo y con la temperatura.

Por último, se debe observar que los convertidores comerciales se especifican para tres rangos de temperaturas comercial (0 °C a 70 °C), industrial (-25 °C a 85 °C) y militar (-55 °C a 125 °C).

### **8.5.-Convertidores digital-analógico (D/A).**

A la salida del controlador digital la señal digital se debe convertir en una señal analógica mediante el proceso conocido como conversión digital-analógica. Un convertidor D/A es un dispositivo que transforma una entrada digital (números binarios) en una salida analógica. La salida, en la mayoría de los casos, es una señal de voltaje.

Para el rango completo de la entrada digital, existen 2<sup>n</sup> valores analógicos correspondientes diferentes, incluyendo el 0. Para la conversión digital-analógica existe una correspondencia uno a uno entre la entrada digital y la salida analógica.

En general se emplean dos métodos para la conversión digital-analógica: el método que utiliza resistores ponderados y el otro que utiliza la red en escalera R-2R. El primero es sencillo en la configuración del circuito, pero su exactitud puede no ser muy buena. El segundo es un poco más complicado en configuración, pero es más exacto.

Figura 53.- Diagrama esquemático de un convertidor D/A que emplea resistores ponderados.

En la figura 53 se muestra el diagrama de un convertidor D/A que emplea resistores ponderados. Los resistores de entrada del amplificador operacional tienen valores ponderados en forma binaria. Cuando el circuito lógico recibe un 1 binario, el interruptor (en realidad una compuerta electrónica) conecta el resistor al voltaje de referencia. Cuando el circuito lógico recibe un 0 binario, el interruptor conecta el resistor a tierra. Los convertidores digital-analógicos empleados en la práctica común son del tipo paralelo: todos los bits que intervienen se aplican simultáneamente de la entrada digital (números binarios).

Así el convertidor D/A genera el voltaje de salida analógico correspondiente al voltaje digital dado. Para el convertidor D/A que se muestra en la figura 53, si el número binario es  $b_3b_2b_1b_0$ , donde cada una de las  $b$  puede ser ya sea un 0 o un 1, entonces la salida es

$$V_0 = R_0/R ( b_3 + b_2/2 + b_1/4 + b_0/8 ) V_{ref} \quad (8.5-1)$$

Nótese que a medida que el número de bits se incremento el intervalo de valores de los resistores se hace más grande y la exactitud se empobrece.

En la figura 54 se muestra un diagrama esquemático de un convertidor D/A de  $n$ -bits que utiliza un circuito en escalera R-2R. Observe que con excepción del resistor de realimentación (el cual es 3R) todos los resistores involucrados son ya sea R o 2R. Esto significa que se puede alcanzar un alto nivel de exactitud, El voltaje de salida en este caso puede estar dado mediante:

$$V_0 = 1/2 ( b_{0-1} + 1/2b_{n-2} + \dots + 1/2^{n-1}b_0 ) V_{ref} \quad (8.5-2)$$

### **8.6.-Reconstrucción de la señal de entrada mediante circuitos de retención.**

La operación de muestreo produce una señal de pulsos modulados en amplitud. La función de la operación de retención es reconstruir la señal analógica que ha sido transmitida como un tren de pulsos muestreados.

Esto es, el propósito de la operación de retención es rellenar los espacios entre los períodos de muestreo y así reconstruir en forma aproximada la señal analógica de entrada original.

Figura 54.- Convertidor D/A de n-bits que usa un circuito escalera R-2R.

El circuito de retención se diseña para extrapolar la señal de salida entre puntos sucesivos de acuerdo con alguna manera preestablecida. La forma de onda de escalera de la salida que se muestra en la figura 55 es la forma más sencilla para reconstruir la señal de entrada original.

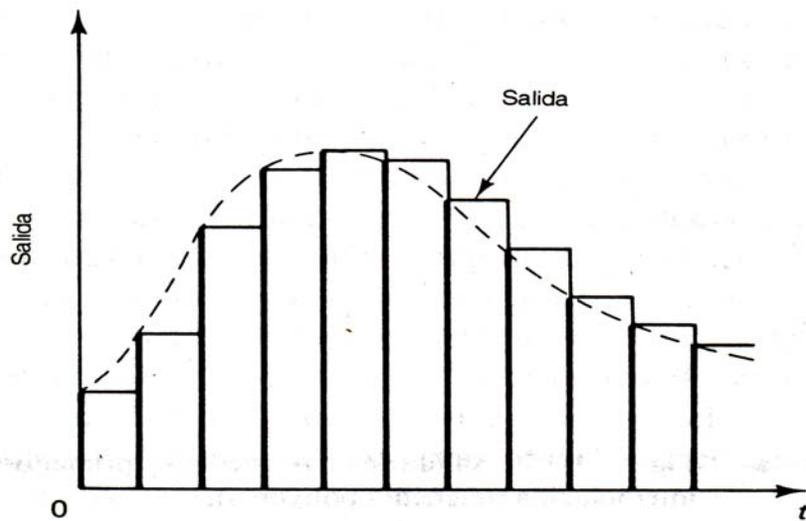


Figura 55.- Salida de un retenedor de orden cero.

El circuito de retención que produce dicha forma de onda de escalera se conoce como *retenedor de orden cero*. Debido a su simplicidad, el retenedor de orden cero se emplea por lo regular en sistemas de control digital.

Se dispone de circuitos de retención más sofisticados que el de orden cero, estos se conocen como circuitos de retención de orden superior le incluyen los retenedores de primero y segundo orden. En general los circuitos de retención de orden superior reconstruirán una señal de manera más exacta que los retenedores de orden cero, pero con algunas desventajas, cómo se explicará posteriormente.

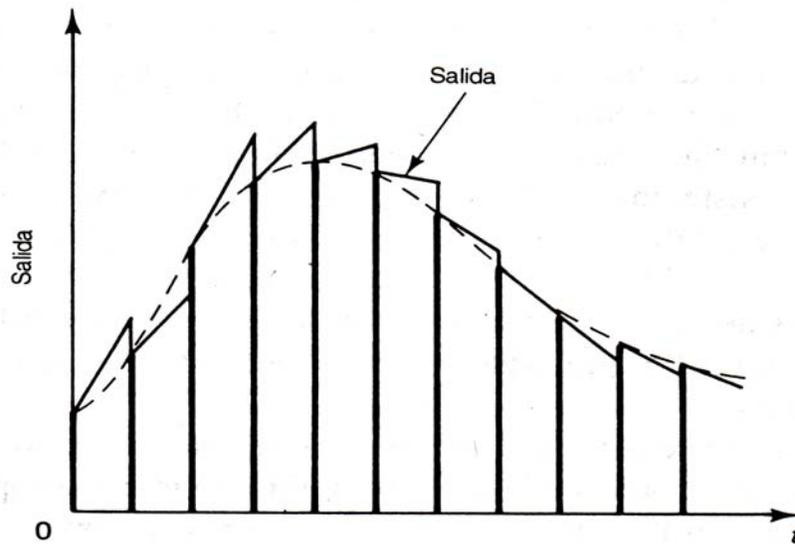


Figura 56.- Salida de un retenedor de primer orden.

El retenedor de primer orden mantiene el valor de la muestra anterior, así como el de la presente, y mediante extrapolación predice el valor de la muestra

siguiente. Esto se logra mediante la generación de la pendiente de salida igual a la pendiente de un segmento de línea que conecta la muestra actual con la anterior y proyectando ésta desde el valor de la muestra actual, como se puede apreciar en la figura 56.

Como se puede ver fácilmente en la figura 56, si la pendiente de la señal original no cambia mucho, la predicción es buena. Sin embargo, si la señal original invierte su pendiente, entonces la predicción es mala y la salida sigue la dirección equivocada, causando así un gran error para el período de muestreo considerado.

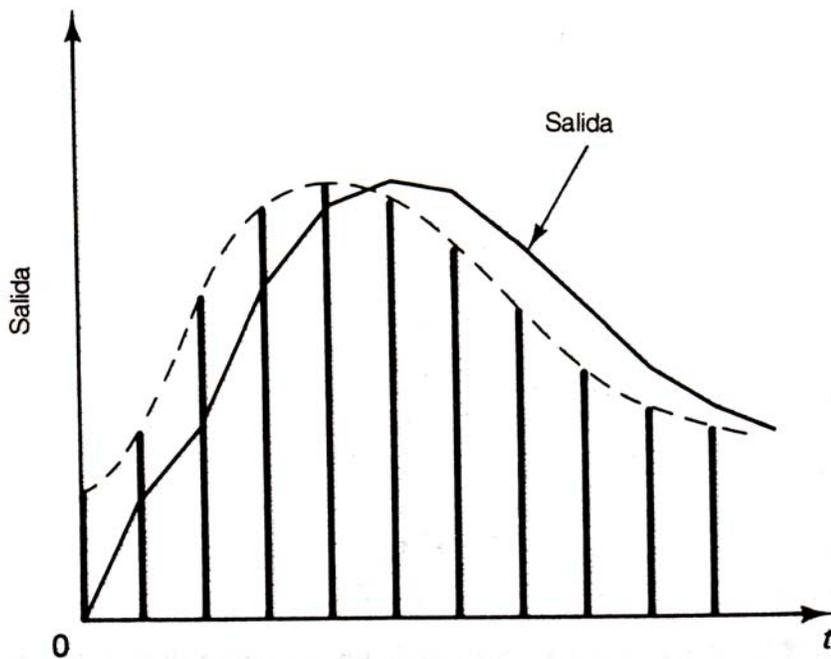


Figura 57.- Salida de un retenedor de primer orden con interpolación (retenedor poligonal).

Un retenedor de primer orden con interpolación, también conocido como *retenedor poligonal*, reconstruye la señal original de una manera mucho más exacta. Este circuito de retención también genera una línea recta a la salida cuya pendiente es

igual a aquella que une el valor de la muestra anterior con el valor de muestra actual, pero esta vez la proyección se hace desde el punto de la muestra actual con la amplitud de la muestra anterior. Por lo tanto, la exactitud al reconstruir la señal original es mejor que para otros circuitos de retención, pero existe un período de muestreo de retardo, como se muestra en la figura 57. En efecto, la mejoría en la exactitud se logra a expensas de un retardo de un período de muestreo. Desde el punto de vista de la estabilidad de los sistemas en lazo cerrado, dicho retardo no es deseable, y de este modo el retenedor de primer orden con interpelación (retención poligonal) no se emplea en aplicaciones de sistemas de control.

### **8.7.- Sistemas utilizados en el control de procesos digitales en adquisición de datos**

Una de las aplicaciones más importantes de los sistemas de adquisición de datos es la implantación de sistemas de control automático en procesos industriales. Se considera que la mitad del lazo de retroalimentación en un sistema de control de proceso lo forman los elementos de instrumentación del sistema de adquisición de datos. Por ejemplo, desde la transducción de variables de proceso y hasta el sistema de cómputo se desarrolla un sistema de adquisición de datos implantado para conocer el desempeño de un proceso industrial que ha de ser controlado usando un objetivo prescrito.

Dentro de los sistemas de control de proceso encontramos tres estructuras

típicas donde los sistemas de adquisición de datos constituyen una parte medular de los mismos.

Estas estructuras son: control supervisorio, control digital directo y control distribuido.

Ambos, el control supervisorio y el control distribuido pudieran ser análogos o digitales, sin embargo actualmente es inminente el uso de una computadora digital dentro del lazo para incorporar la máxima flexibilidad e inteligencia en los algoritmos de control.

#### **8. 7.1. - Control Digital Supervisorio**

El control digital supervisorío consiste en el uso de una computadora que monitorea las salidas de los distintos controladores analógicos o digitales y dependiendo del, desempeño de los mismos pueda mandar modificaciones a las referencias (set points) de las variables más críticas. La señal de cada transmisor se manda tanto a los controladores como a la computadora.

Dentro de las ventajas más importantes del control supervisorío podemos citar las siguientes:

1. En la computadora pueden ser desplegadas gráficas de alta resolución sobre el estado y comportamiento del proceso y sus controladores.
2. Puede ser fácilmente añadido a un sistema de control puramente análogo previamente instalado.

3. Si la computadora falla el sistema sigue funcionando con las últimas referencias aplicadas a cada controlador.
4. Como los controladores manejan la dinámica del proceso, la computadora no tiene que ser demasiado rápida.

Dentro de las desventajas más importantes de este sistema podemos listar las siguientes:

1. El sistema está limitado por las características de los controladores análogos o digitales que prevalecen en el sistema.
2. Para una sustitución del control análogo existente, el control digital supervisorio requiere de bastante instrumentación electrónica.
3. El sistema no es muy flexible.

### **8.7.2.- Control Digital Directo**

En el control digital directo no existen controladores análogos. Los transmisores mandan sus señales solamente a la computadora a través de un sistema de adquisición de datos.

La computadora compara las señales retroalimentadas con las señales de referencia (set points) previamente generadas o tecleadas. Después, la computadora calcula la acción de control usando un algoritmo predeterminado y manda la demanda de manipulación a los actuadores.

La ventaja más importante del sistema digital directo es que el uso integral de

la computadora digital puede proporcionar algoritmos más complejos para controlar procesos con interacciones y modelos más complicados.

Como desventajas importantes podemos listar las siguientes:

1. El esquema básico no incluye un respaldo análogo o digital para el caso de una falla computacional.
2. Para procesos muy rápidos como el procesamiento digital de señales, de video, y filtrado digital se requiere de computadoras de alto desempeño para procurar un control adecuado, un despliegue en tiempo real del estado del proceso y un informe continuo del desempeño del proceso.

### **8.7.3. - Control Digital Distribuido**

El control distribuido posee las ventajas más importantes del control digital supervisorio y del control digital directo, de tal forma que se integra un esquema híbrido muy efectivo. Cada lazo de control en el proceso tiene su propio transductor, transmisor, indicador/controlador y actuador.

Algunos cálculos realizados por la minicomputadora del esquema digital directo pueden ser realizados por la microcomputadora de cada lazo de control en el esquema de control distribuido. Además, cada microcomputadora tiene la habilidad de cambiar su propia estrategia de control sin la intervención de la computadora principal o del operador (auto-sintonización).

La comunicación entre cada microcomputadora y la computadora central se realiza mediante radio frecuencia (comúnmente cable coaxial) [JACOB]. Este cable es compartido por cientos de controladores distribuidos en toda la planta. Los controladores pueden también ser reprogramados a través de una red local de comunicación desde la computadora principal.

Las ventajas más importantes del sistema distribuido son:

1. El sistema puede ser monitoreado desde una computadora supervisora, donde se puede desplegar información gráfica de múltiples lazos de control.
2. Las minicomputadoras usadas para los lazos de control pueden ser microprocesadores o microcontroladores que dan muy buen rendimiento a un costo bajo.
3. Si alguna microcomputadora falla, el proceso seguirá funcionando normalmente. Se puede incluir redundancia local para respaldar el sistema de control completo.
4. Se pueden incorporar esquemas de auto-sintonía para los controladores individuales.

Una de las posibles desventajas puede ser la complejidad de los algoritmos de control y quizás el costo en el desarrollo del sistema completo.

**EQUIPOS Y  
METODOLOGIA  
EXPERIMENTAL**

---

## **9.1.-INTRODUCCION**

Concentrándonos en nuestro objetivo de diseñar un sistema de control y adquisición de datos basado en una computadora personal bajo el sistema operativo Windows 98, se hizo una serie de ensayos experimentales en el banco de pruebas de nivel y flujo del laboratorio de automática de la escuela de ingeniería mecánica, UCV, Para ello se tuvo que implementar un algoritmo de control PID Digital desarrollado con programación gráfica (softwire) para registrar y analizar características de la respuesta temporal del sistema de control digital de nivel y flujo del banco experimental frente a una perturbación del tipo escalón, para distintos intervalos de muestreo. Contrastando las distintas respuestas temporales y a su vez compararlos con las prestaciones del sistema de regulación PID analógico del sistema neumático existente (Antón Silvestri 1992).

## **9.2.-Características del banco de pruebas**

El banco de pruebas a utilizar para efectuar las pruebas dinámicas experimentales, fue construido por Anton y Silvestri (1992) pero además de este se utilizo una serie de equipos como son: un computador personal en el cual se instalo previamente un software de programación gráfica (softwire) apoyado en visual Basic, dos tarjetas electrónicas de adquisición de datos así como dos tarjetas externas que hacen la interfase entre el PC y los elementos de control (detalles apéndice D).

El banco cuenta con los siguientes elementos:

- swichs de arranque y parada manual, pilotos Star y stop.
- contactores (2) arrancadores de sistema de bombeo de 15amp con bobinas de 110 VAC.
- Bombas (2) periféricas de 110 VAC de 1/3 HP con Caudal máximo de 45L/min.
- válvulas (2) de control diámetro nominal 1pulg con características de flujo isoporcentual, neumático con señal de 3-15 psi (aire)
- Convertidor I/P señal de entrada 4-20ma, señal de salida 3-15 psi.
- Transmisor de presión diferencial rango 0 a 200 pug H<sub>2</sub>O (0-49,77kPa), señal de salida 4-20 ma
- Placa orificio diámetro nominal de la tubería 1 pug,  $\beta = 0.5 (d/D)$
- Tanques (2) para deposito del fluido a usar (H<sub>2</sub>O)
- Tendido de tubería de 2 pulg. hasta 1 pulg. para el transporte del fluido agua H<sub>2</sub>O.

El diagrama de la tubería y elementos del banco se puede observar en la figura 58 y con más detalle en los anexos.

Figura 58.-Banco de prueba experimental de nivel y flujo construido por Anton y Silvestri (1992)

### **9.3.- Procedimiento experimental.**

#### **9.3.1.- Ensayo de variación del set point mediante una entrada del tipo escalón, calibración de la válvula y conjunto transmisor de flujo-placa orificio.**

Para la verificación del rango de linealidad de trabajo de la válvula en la variación del set point se realizaron una serie de ensayos (Apéndice B.4), para luego proceder a la caracterización del proceso (Apéndice B.1) realizando ensayos para diferentes tiempos de muestreo con simulación del tiempo muerto, sometiendo al sistema de

control a una entrada de tipo escalón en el set point y registrando dichas respuestas.

### **9.3.2.- Caracterización de proceso.**

Se procedió a realizar una caracterización de nuestro proceso aproximándolo a un modelo lineal de primer orden más tiempo muerto para obtener las constantes de tiempo y la ganancia del sistema de transporte.

#### **9.3.2.1- Uso de la función escalón con variación del set point para la caracterización del sistema.**

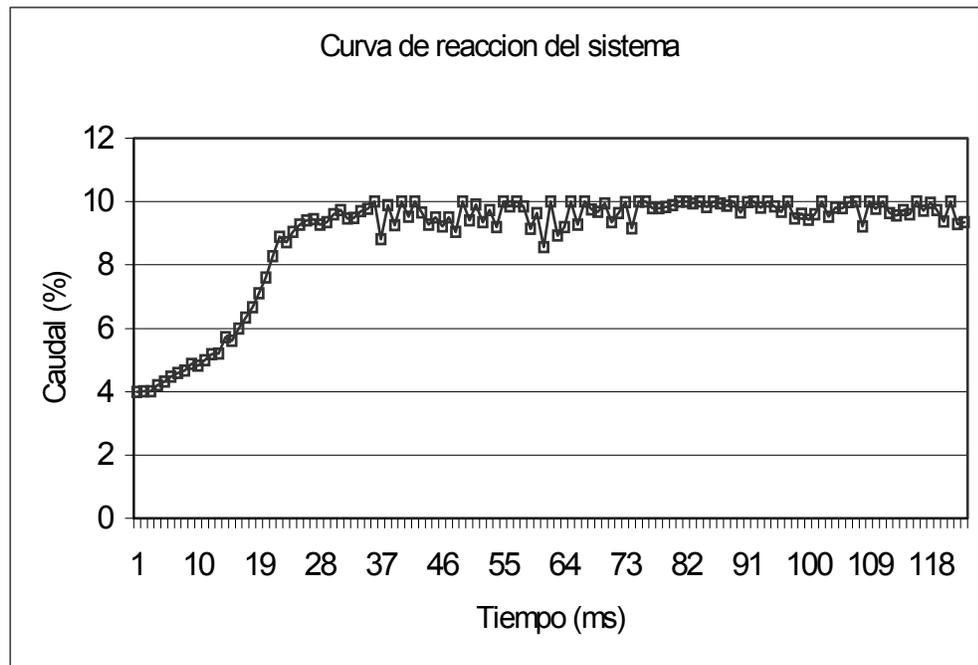
Se realizaron cuatro pruebas o ensayos de entrada escalón para la caracterización del proceso con una variación de la señal del 5%.

En la gráfica 1 podemos observar la curva de reacción del sistema tomada de 10 pruebas utilizando el software de simulación dinámica, igualmente en la gráfica 2 podemos observar la respuesta del sistema bajo la simulación de una perturbación del tipo escalón unitario tomando como cero supuesto el 40 % del caudal, punto en el cual el sistema se hace mas estable, así mismo en la gráfica 3 podemos ver la curva modelo simulada, así como una serie de pruebas escalón variando la señal de control en un 5 % aproximadamente siendo la tendencia general la curva modelo simulada y las curvas de pruebas experimentales.

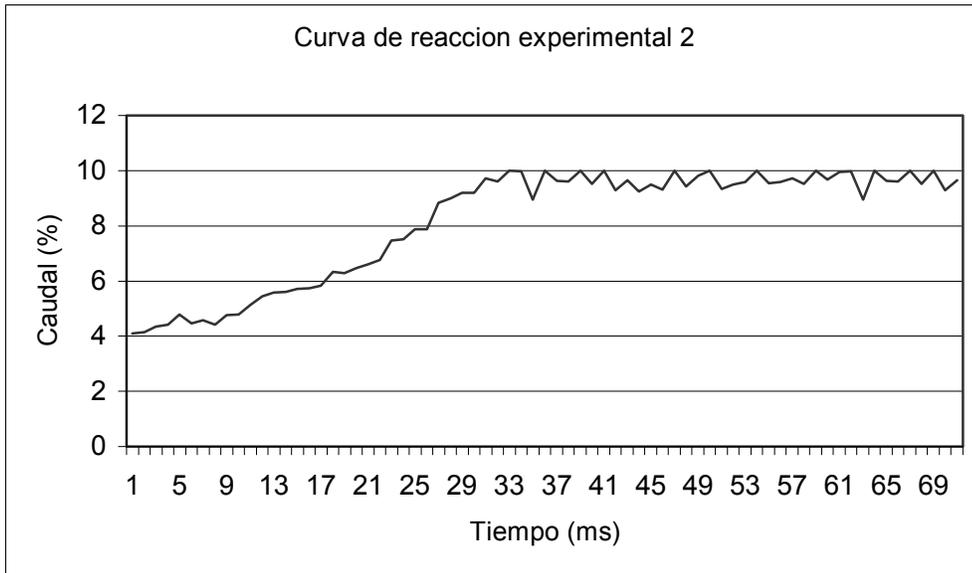
Se describe el procedimiento a continuación:

Utilizando el software de simulación dinámica y colocando el proceso en lazo abierto se hizo correr el software, se colocó el control manual en 1 voltio, esto es con la válvula abierta un 10% y se verificó con el posicionador de la válvula.

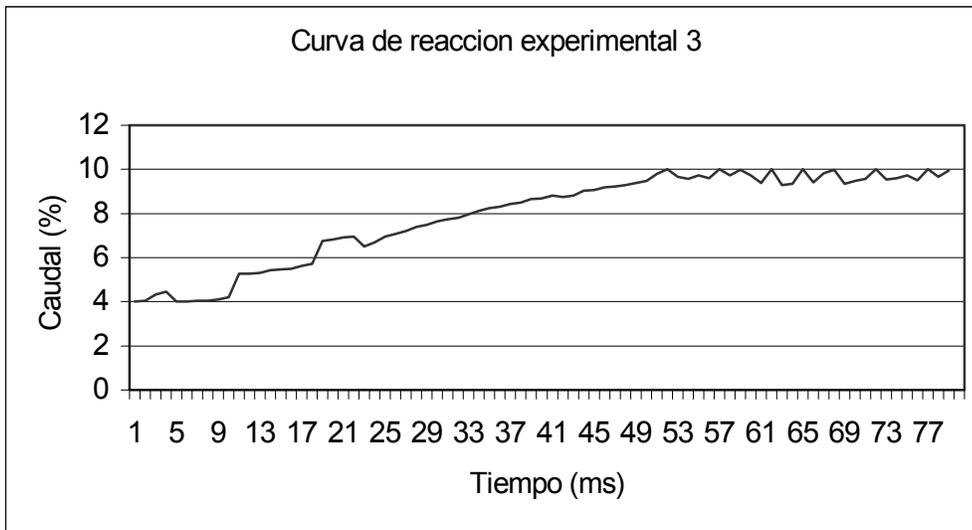
Se configuró el tiempo de muestreo a 500 ms. inmediatamente el sistema se estabilizó, seguidamente se repitió el paso inicial para diferentes aberturas de la válvula, una menor y una mayor, simulando una perturbación del tipo escalón. Esto se repitió con diferentes tiempos de muestreo. Encargándose el software de hacer los respectivos registros.



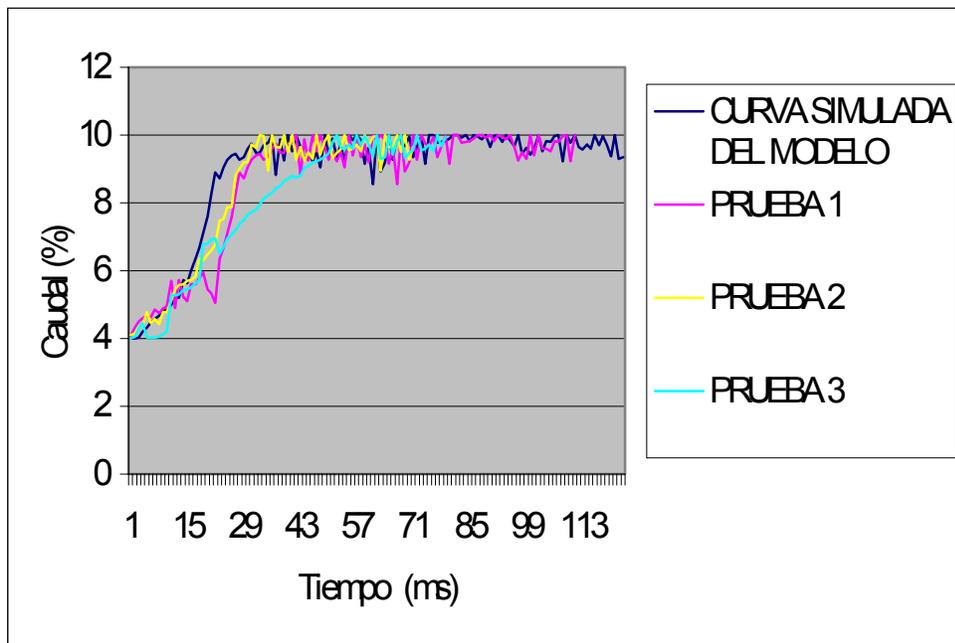
Gráfica 1.- Curva de reacción dinámica para una perturbación tipo escalón.



Grafica 2.- Curva de reacción experimental 2 para una perturbación tipo escalón.



Grafica 3.- Curva de reacción experimental 3 para una perturbación tipo escalón.



Grafica 4.- Comparación de las cuatro pruebas mediante una perturbación de tipo escalón

**9.3.2.2.- Tabla de resultados de la caracterización del sistema.**

A continuación se presentan los resultados de los cálculos de la caracterización del sistema, variando el set point en un 5% del caudal.

Tabla 6.- resultados de la caracterización del proceso para una perturbación del tipo escalón.

| PARAMETROS                       | ENSAYO<br>1 | ENSAYO<br>2 | ENSAYO<br>3 | ENSAYO<br>4 | PROMEDIO |
|----------------------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|----------|
| CONSTANTE DE<br>TIEMPO<br>(seg.) | 2.094       | 1.832       | 1.570       | 1.465       | 1.612    |
| TIEMPO<br>MUERTO<br>(seg.)       | 0.118       | 0.325       | 0.306       | 0.304       | 0.916    |
| GANANCIA<br>(%CAUDAL<br>/SC)     | 2.111       | 1.500       | 1.750       | 1.667       | 1.756    |

Para una placa orificio el caudal volumétrico en teoría es directamente proporcional a la raíz cuadrada de la presión diferencial, el rango de trabajo del transductor de presión que recibe el diferencial de presión del transmisor de flujo que proviene de la medida de la placa orificio, es de 0V como valor de señal mínima y de 10V como valor de señal máxima, pero como se dijo anteriormente, al trabajo del controlador en vacío, luego de calibrar el transmisor de flujo y con la válvula totalmente abierta, se tomo una señal de lectura del transmisor de aproximadamente el 80% de porcentaje de caudal máximo.

Por tanto se determinó el valor que se debía introducir a la señal del controlador extrayendo la raíz cuadrada de dicha señal, con el valor de caudal máximo anterior para la apertura total de la válvula y luego de varios ensayos se aplico una comparación sencilla y se obtuvo un valor de 111.8 el cual se introduce en la ganancia interna del controlador con la raíz cuadrada para las unidades en que se trabaja.

$$K_{int} = 1.118 \frac{\%caudal}{\%TO}$$

El controlador PID toma las señales del transmisor para el cálculo del algoritmo en %TO (% de la señal del transmisor), lo que indica que la ganancia del proceso se de corregir, esto se explica en detalle en la sección de caracterización del proceso.

### 9.3.3.- Sintonización del proceso de control.

Previa caracterización del proceso se procedió a la sintonización del controlador con simulación de tiempo muerto (apéndice C), mediante la aplicación del Software (Apéndice D.2) suministrado por la ComputerBoards utilizando las constantes de tiempo obtenidas de la caracterización del proceso.

En nuestro sistema se puede deducir un modelo matemático de los controladores PID, entonces de esta misma forma podemos utilizar las técnicas existentes para determinar los parámetros del controlador que cumpla con las especificaciones transitorias y de estado estacionario del sistema en lazo cerrado.

Estas técnicas posibles a utilizar fueron ya esbozadas en el fundamento teórico, sin embargo estudiando nuestro caso donde las tarjetas de adquisición de datos son netamente electrónicas y solo se posee características generales de las mismas, todo hace tender hacia el uso de procedimientos experimentales para la evaluación del controlador PID, así como para su afinación o sintonización para lograr obtener los valores de las constantes  $K_P$  (ganancia proporcional),  $\tau_I$  (tiempo integral) y  $\tau_D$  (tiempo derivativo).

La sintonización del controlador PID se realiza por medio de ZIEGLER Y NICHOLS basándose en las respuestas experimentales a la función escalón o con base en el control proporcional.

Como se dijo anteriormente la ganancia del sistema ( $K^*$ ), por la forma del algoritmo del controlador PID se debe multiplicar por la ganancia que induce el

transmisor de flujo ( $1/K_{int}$ ), ya que esta en base al % de caudal máximo, este valor será tomado internamente por el controlador y se considera como la ganancia del proceso:

$$K = K * I / K_{int} = 1.756 \frac{\%caudal}{\%SC} 0.894 \frac{\%TO}{\%caudal} = 1.569 \frac{\%TO}{\%SC}$$

*Utilización de variación de la ganancia proporcional:*

Utilizando el software para la aplicación del PID se posicionó el control de variación del set point al 50% se configuró la función de integración con un tiempo infinito y se configuró el tiempo derivativo cero, se mandó a correr el programa y se fue moviendo el control de la constante proporcional hasta llevar la señal al set point del 50 % y el software se encargó de realizar los registros correspondientes en tablas de Excel.

*Simulación manual moviendo el elemento final de control.*

Se corrió el software de simulación y se fue variando la abertura de la válvula desde 0% al 100% y este mismo procedimiento se realizó para diferentes tiempos de muestreo y el software se encargó de llevar un registro de todos en tablas de Excel.

### **9.3.4.- Ecuaciones utilizadas para el cálculo de las constantes utilizadas en la sintonización del sistema.**

Para la sintonización del sistema luego de realizar la caracterización del mismo, se utilizó la ecuación (7.2-1) descrita con detalle en el marco teórico:

$$G_c(s) = K_P + K_{DS} + \frac{K_I}{s}$$

Componentes de la ecuación:

$K_P$  = Componente Proporcional.

$K_D$  = Componente derivativa.

$K_I$  = Componente integral.

Dichos componentes fueron calculados son descritos en su totalidad en la sección 5.4 y las formulas usadas en el ajuste para respuesta de los parámetros se presentan en la tabla 2.

### **9.3.5.- Ensayos de variación en el tiempo de muestreo.**

Mediante previa caracterización de sistema y sintonización de controlador con simulación de tiempo muerto, se procedió a someter al sistema a una perturbación del tipo escalón para diferentes tiempos de muestreo con el valor del set point constante, registrándose estas respuestas (Resultados).

# **RESULTADOS Y ANALISIS DE RESULTADOS**

---

### 10.1- Nomenclatura.

- P = acción proporcional.
- I= acción integral.
- D= acción derivativa.
- $\tau_i$  = tiempo integral.
- $\tau_D$  = tiempo derivativo.
- $\tau$  = constante de tiempo (apéndice B.1).
- $K$  = ganancia del proceso (apéndice B.1).
- $KK_c$  = ganancia del lazo.
- $T$  = periodo de muestreo.

Herramientas y equipos utilizados:

- Fuentes (2) regulables de equipos de medición y herramientas.
- Voltímetro análogo.
- Amperímetro análogo.
- Voltímetro digital.
- Amperímetro digital.
- Osciloscopio (2) canales marca hammeb 20 MHZ HM203
- Juego de manómetros.
- Regulador de aire.
- Compresor de aire de 2 HP.

## **10.2.- Respuestas temporales del sistema de regulación para distintos tiempos de muestreo.**

### **10.2.1.-Generalidades**

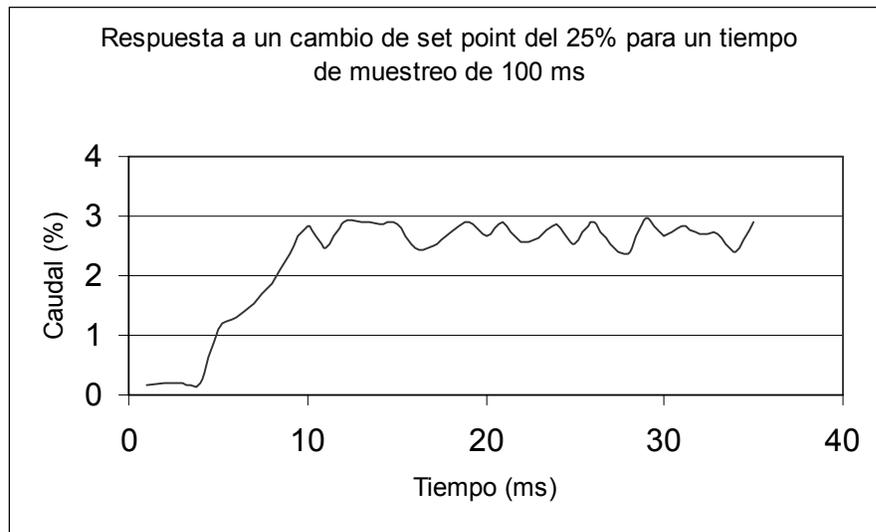
Una vez realizado el análisis del sistema de control, se pudo hacer uso del software para la implantación del PID.

En nuestro caso primero se evaluó las condiciones iniciales para poder decidir el tipo de señal de prueba a utilizar para el análisis matemático y experimental.

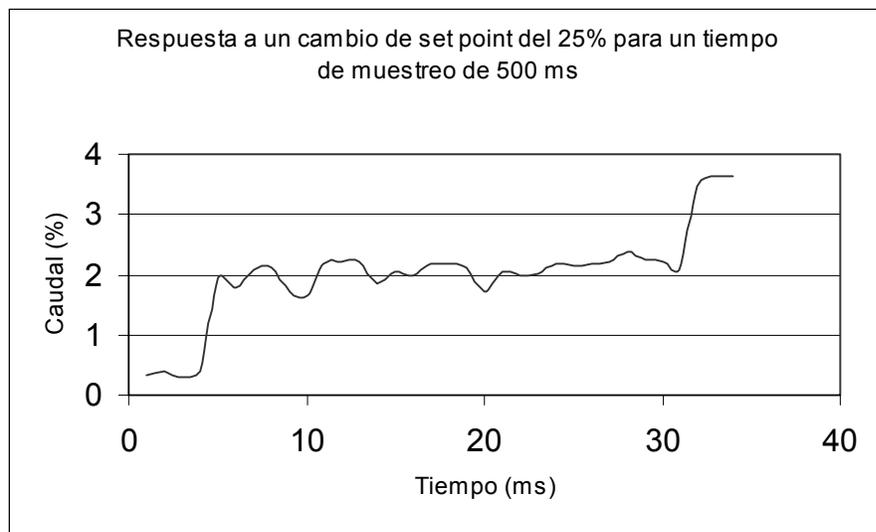
Siendo la función escalón la que mas se adapta a los sistemas con perturbaciones súbitas como es nuestro caso, es bueno notar que los parámetros calculados para la sintonización del sistema en la practica no fueron los ideales, estos se ajustaron de tal manera que el controlador coincidiera con la personalidad verdadera del proceso específico, ya que nuestro proceso y las características dinámicas varían de un punto de operación a otro, queda claro que el ajuste nos da una idea general ya que los parámetros del controlador dependen de los parámetros del proceso y que el ajuste implementado con la variación de la ganancia del proceso en conjunto con el tiempo de integración, se hacen iguales a la constante de tiempo mas corto.

### **10.2.2- Variación del tiempo de muestreo mediante una perturbación de tipo escalón con simulación de tiempo muerto.**

Como condición inicial para los ensayos realizados a continuación se programaron diferentes set point para arrancar el sistema luego de su sintonización, obteniéndose las siguientes graficas:

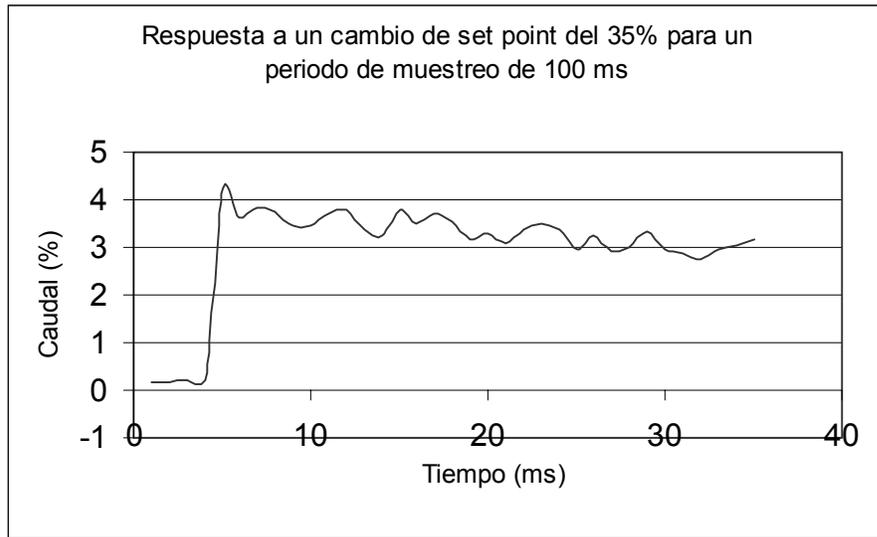


Grafica 5.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 25%

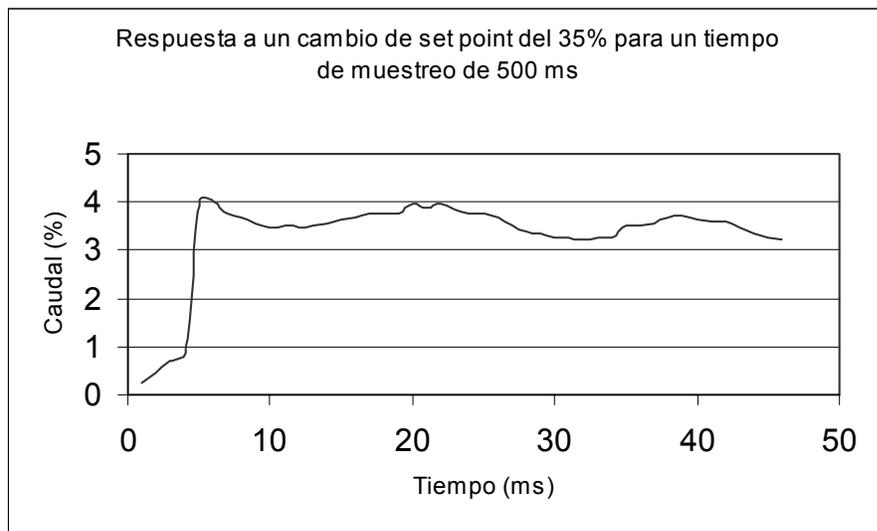


Grafica 6.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 20%

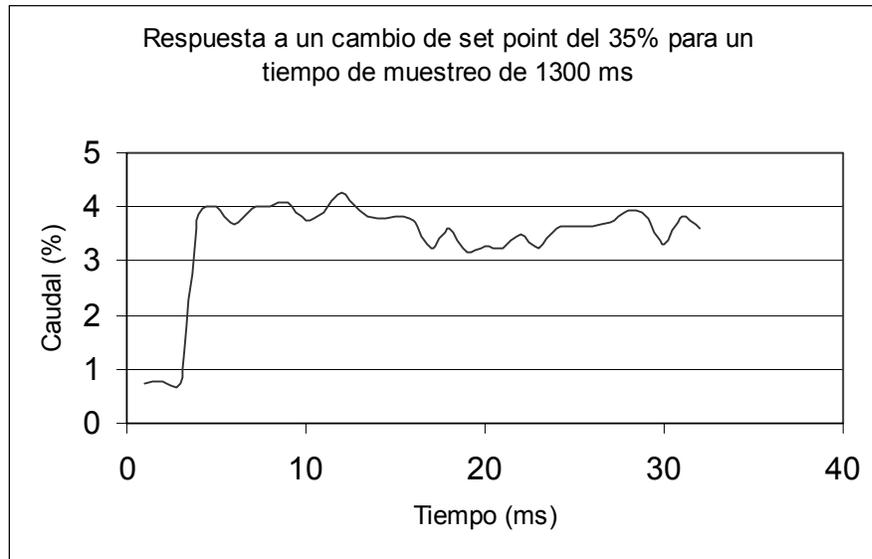
Como se observa en la grafica 6 y 7 al comparar los ensayos para un tiempo de muestro de 100 ms y 500 ms y un set point de 20%, el sistema para ambos casos presentan oscilaciones alrededor del set point, aumentando las oscilaciones para el caso del tiempo de muestreo de 500 ms (figura 7).



Grafica 7.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 35%

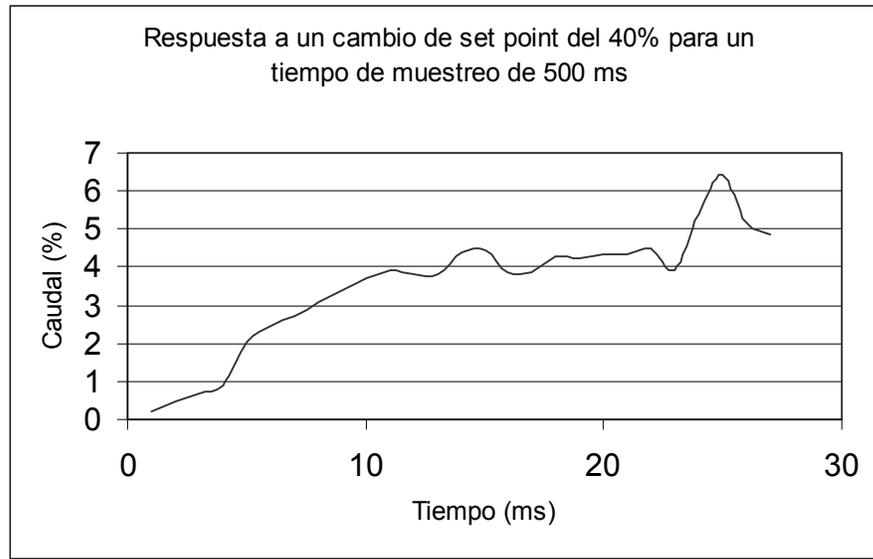


Grafica 8.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 35%

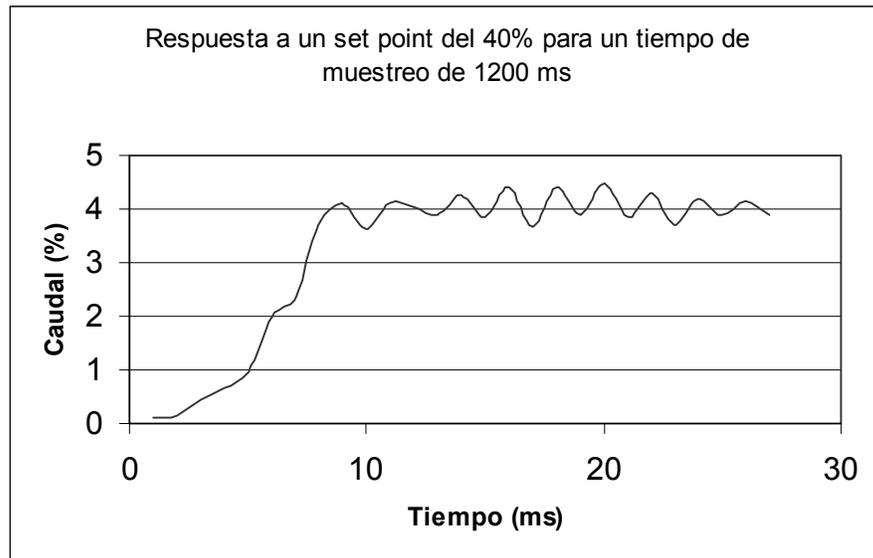


Grafica 9.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 35%

En las graficas 7, 8 y 9 se observa que para un tiempo de muestreo de 100 ms, 500 ms y un set poin del 35% el sistema mantiene las condiciones similares a las mostradas en las graficas anteriores, con oscilaciones alrededor del set point .

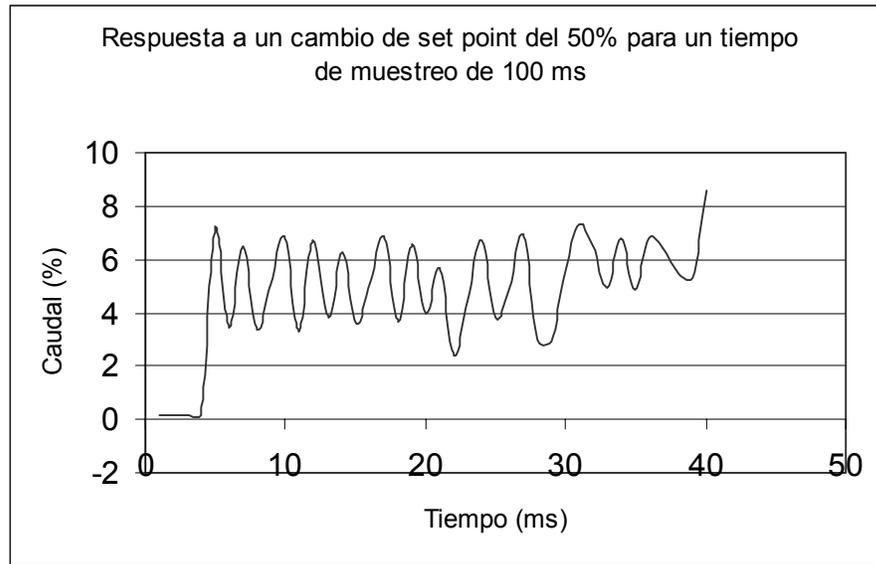


Grafica 10.- Respuesta de una perturbación de tipo escalón para un set point de 40%

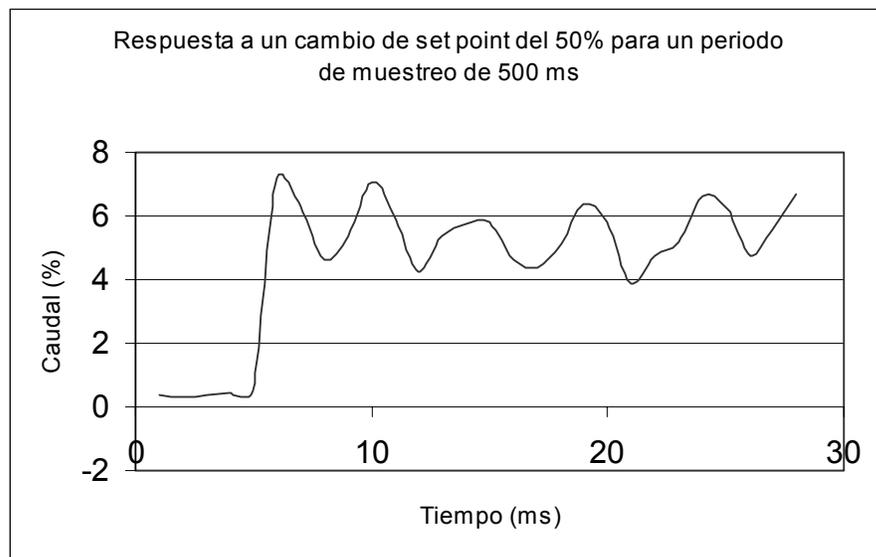


Grafica 11.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 40%

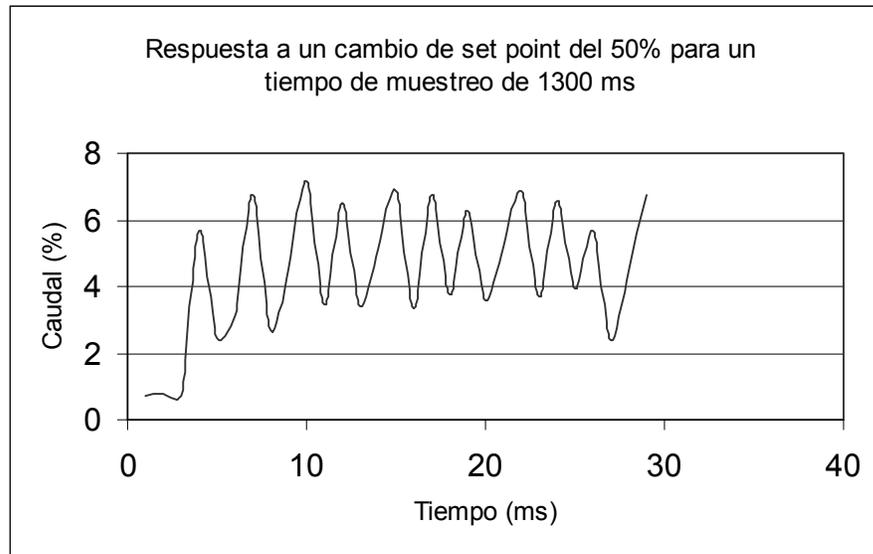
En las graficas 10 y 11 se hace la comparación para un tiempo de muestreo de 500 ms, 1200 ms y y un set point del 40% observándose un mejor comportamiento del sistema para un tiempo de muestreo de 1200 ms.



Grafica 12.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 50%

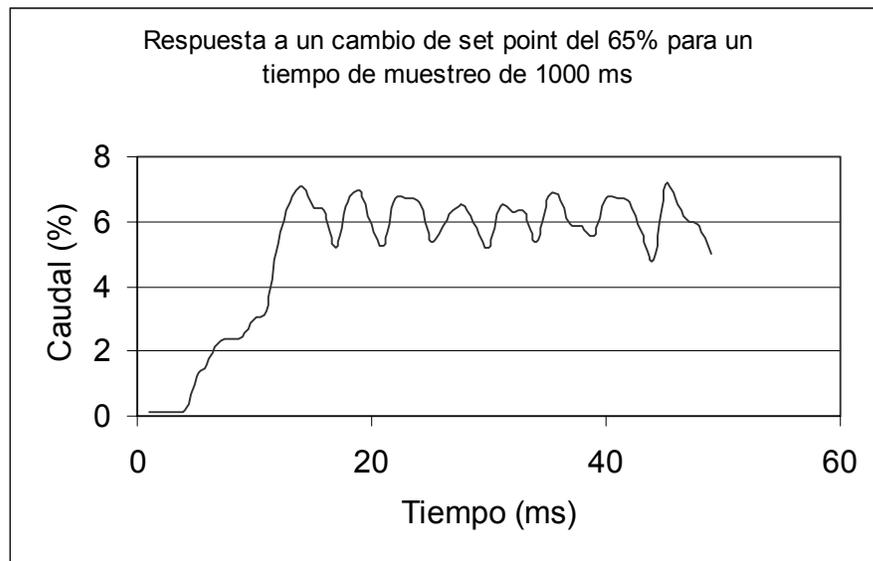


Grafica 13.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 50%

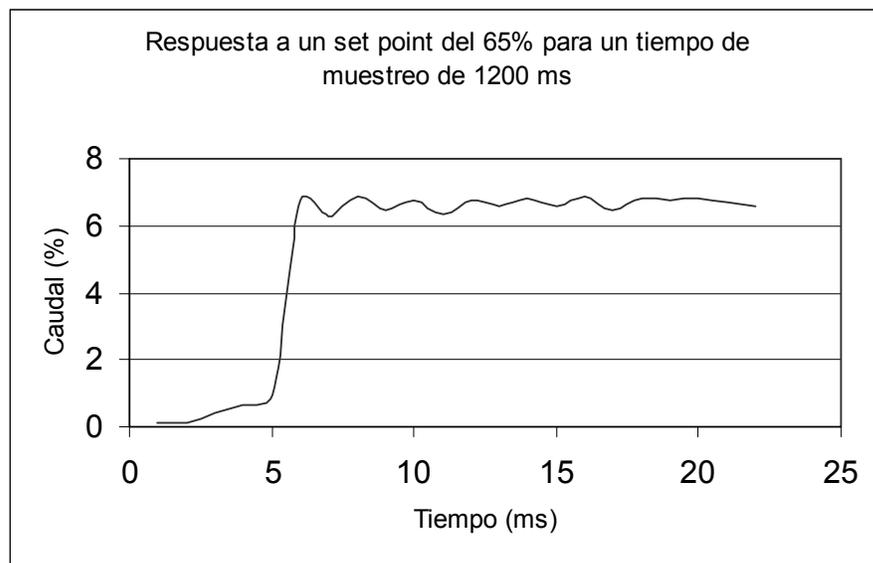


Grafica 14.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 50%

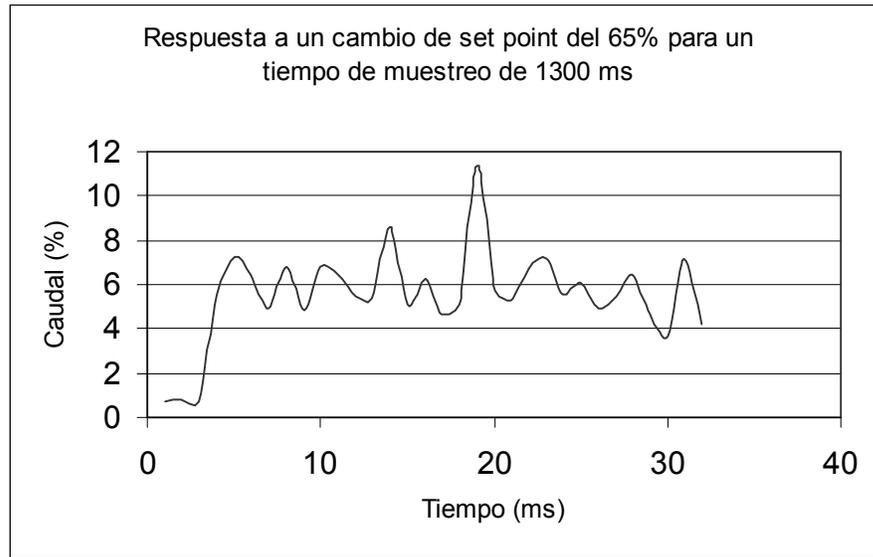
En las graficas 12, 13 y 14 se hace la comparación para un tiempo de muestreo de 100 ms, 500 ms y 1300 ms y un set point de 50%, se puede observar un pronunciamiento de la magnitud de las oscilaciones alrededor del set point.



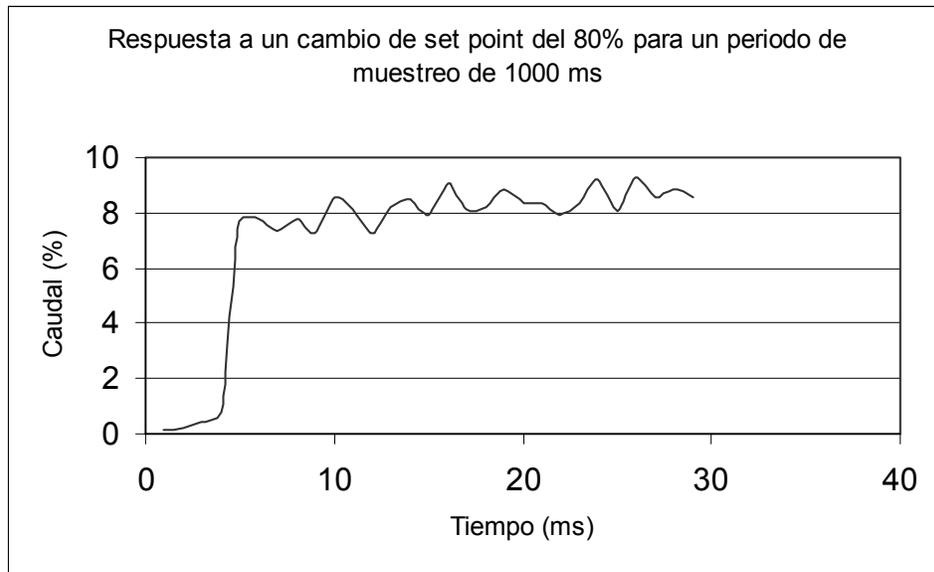
Grafica 15.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 65%



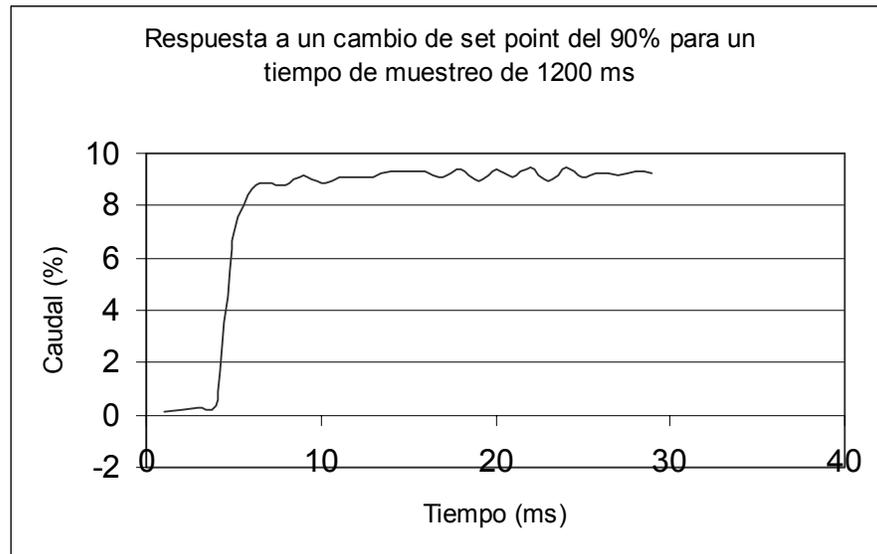
Grafica 16.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 65%



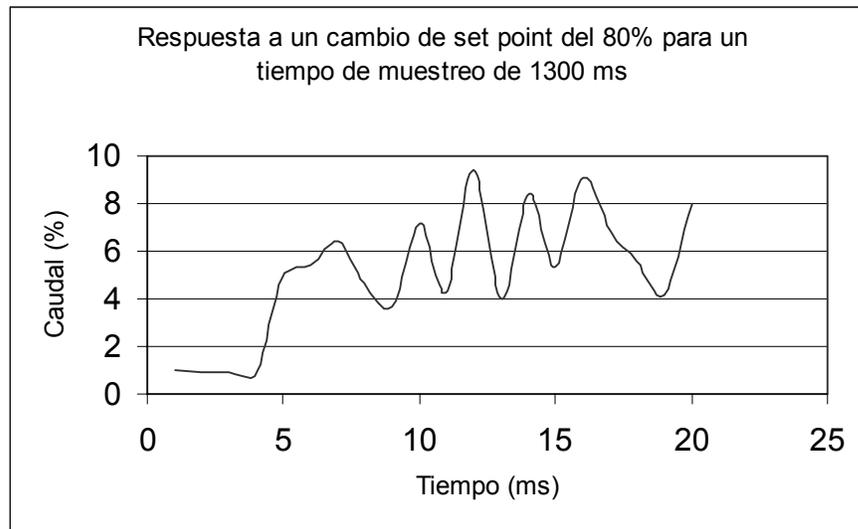
Grafica 17.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 65%



Grafica 18.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 80%



Grafica 19.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 90%



Grafica 20.- Respuesta a una perturbación de tipo escalón para un set point de 80%

En las graficas 18, 19 y 20 se hace una comparación para un tiempo de muestreo de 100 ms, 1200 ms, 1300 ms y un set point del 80% y 90%, como se comento anteriormente se observa que para un tiempo de muestreo de 1200 ms el sistema actúa de manera estable en comparación con los otros tiempos de muestreo utilizamos, este comportamiento es explicado en detalle en la sección correspondiente al análisis de resultados.

### 10.3- Análisis de los resultados de la implantación del PID para diferentes tiempos de muestreo.

Los ensayos se realizaron haciendo uso del programa hecho para este fin utilizando el software de programación grafica para la implantación del controlador

digital PID (ver anexos y Apéndice C). Este programa cuenta con los tres elementos de control proporcional, de integración, y derivativo, además de un icono para variar el tiempo de muestreo frecuencia y por ende periodo. De esta forma una vez sintonizado el proceso se procedió de la siguiente manera:

.- Se cerro la llave de compuerta del tanque superior igualmente se hizo con la llave del by pass del tanque inferior, se procedió a encender el banco de prueba y el compresor de aire para garantizar suministro de aire en el sistema de control neumático.

.- Se realizaron varias pruebas al programa de implantación del sistema de control PID, estas pruebas consistieron, en variaciones del set point y del tiempo de muestreo, una vez verificado el buen funcionamiento de todos los elementos, es decir bombas de agua, compresor, así como elemento de control final.

.- Seguidamente se realizaron los ensayos colocando en el icono de tiempo de muestreo un tiempo de 100 ms, haciendo cero el icono encargado de la derivación, y variando el set point , se registraron los valores hasta que se observo mediante los graficadores virtuales que el sistema se estabilizo, estos registros son guardados en hojas de Excel que pueden ser procesados o transmitidos, con todas las facilidades que ofrece Excel .

.- Se dejo el tiempo de muestreo de 100 ms, y se cambio el set point realizando el respectivo registro de valores, hasta que se observo mediante los graficadores virtuales la respuesta del sistema.

.- igualmente se realizaron los ensayos colocando en el icono de tiempo de muestreo un tiempo de 200 ms, haciendo cero el icono encargado de la derivación, y

variando el set point, se registraron los valores hasta que se observó mediante los graficadores virtuales la respuesta del sistema, estos registros se guardaron en hojas de Excel.

Como se observó que para el tiempo de muestreo de 100 ms, 200 ms, 300 ms, 400 ms, el sistema se hacía inestable se realizaron los ensayos hasta 500 ms, trabajando luego con un tiempo de muestreo de 1000 ms, 1200 ms, 1300 ms.

Se procedió de la misma manera que en los ensayos anteriores, Igualmente para tiempos de muestreo superiores a 1300 ms el sistema presenta inestabilidad por lo que no se continuó para tiempo de muestreo mayores.

A continuación se realizó un análisis del comportamiento dinámico señalando los componentes que indican la estabilidad o inestabilidad basándose en los ensayos.

Empezando con la gráfica No. 5 para un set point del 25 % tiempo de muestreo de 100 ms puede observarse un equilibrio parcial de la respuesta, igualmente se puede ver la presencia de ruido y vibración durante todo el proceso, entre un 10% y un 20% se puede hablar de una linealidad parcial pero al sobrepasar el 20 % presenta oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar un estado estacionario, con cierto error estacionario, al no coincidir exactamente la señal de salida con la de entrada. Para concluir podemos decir que el tiempo de muestreo utilizado no es el más favorable para nuestro proceso. Siendo estas mismas observaciones la generalidad de las gráficas No 6 por tratarse de un tiempo de muestreo de 500 ms con igual set point.

Se observa la presencia de los elementos externos que producen errores en los estados estacionarios como son ruido, vibración, fricción estática derivada en los

amplificadores, tendiendo el proceso en menor tiempo a un estado estacionario con inestabilidad pues transcurrido cierto tiempo, la repuesta transitoria presenta un error, verificándose que no es el tiempo de muestreo más favorable para nuestro proceso, siendo aplicado este mismo análisis a las graficas 7, 8, 9, con set point de 35%.

Para un tiempo de muestreo de 1000 ms el sistema se comporta de manera similar a lo ya descrito pero para 1200ms, se observa un proceso con menos errores, mas estable, llegando a un estado oscilatorio antes de llegar a un estado de reposo, siendo este tiempo de muestreo el mas adecuado para nuestro proceso pues para 1300 ms el sistema se hace inestable casi desde el inicio del proceso.

Después de la evaluación de las graficas que se generaron en la implantación del PI podemos hablar en forma general del efecto que tiene el tiempo de muestreo en nuestro proceso pudiendo reafirmar que el tiempo de muestreo para cualquier proceso esta directamente ligado a la estabilidad e inestabilidad del sistema demostrándose que para tiempos de muestreo inferiores a 1200ms o para tiempos mayores de 1200 ms se hace inestable, esto se debe a la velocidad de respuesta de nuestro sistema, ya que el elemento final de control y el banco de pruebas son elementos mecánicos e hidráulicos con velocidad de respuestas por debajo de la respuesta de los equipos de adquisición de datos, como son computador y tarjetas de adquisición de datos.

Al revisar los resultados obtenidos, se puede observar, si se comparan los gráficos correspondientes a la misma variación del set point ( 5 y 6 ), ( 7,8,9 ), ( 10, 11 ) y ( 12, 13, 14 ) respectivamente que un aumento en el tiempo de muestreo produce una mayor oscilación de la respuesta del sistema alrededor del punto de

ajuste o set point, pero al comparar y analiza todos los gráficos en conjunto no se observa una relación lógica entre el aumento del tiempo de muestreo y la magnitud de las oscilaciones.

Adicionalmente, se puede observar que para el tiempo de muestreo mínimo utilizado, en base a la constante de tiempo del proceso, resulta en una estabilidad también marginal o con oscilaciones.

La aleatoriedad en la forma de los resultados así como la dificultad en lograr la estabilidad de la estrategia de control, puede estar ligada al factor del control de un proceso rápido, como lo es el proceso de flujo, ligado al uso de un controlador que no actúa en tiempo real, como lo es un PC.

Esta afirmación se puede verificar al revisar el trabajo especial de grado de Ramírez (2001) en el cual se observa, que para el mismo proceso basado en el mismo banco de pruebas, pero usando un controlador digital en el tiempo real, se logran la estabilidad del proceso de flujo por medio del controlador PID.

# **CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

---

En función del análisis de los resultados se emiten las siguientes conclusiones:

.- Se demostró la influencia de una correcta selección en el periodo de muestreo para el análisis y comportamiento de sistemas de regulación mediante controladores.

.- Cuando se produce saturación en el sistema, se reduce la ganancia del lazo, haciendo que el sistema sea menos estable, incluso puede resultar inestable, por lo que el sistema debe diseñarse de tal forma que el efecto de compensación se haga significativo solo cuando la amplitud de la entrada al elemento saturable sea pequeña, es decir por medio de compensación en un lazo menor de retroalimentación.

.- Mientras mas pequeña es la constante de tiempo, más rápida es la respuesta del sistema.

.- Hay parámetros de ajuste que son únicamente valores iniciales que se deben ajustar en el campo de manera que el controlador coincida con la personalidad verdadera del proceso.

.- Evaluando los resultados podemos decir que el tiempo de muestreo influye considerablemente en los principios básicos de diseño es decir en el requisito de estabilidad relativa razonable, y precisión en estado estacionario, factores que en el diseño, la mayoría de los casos hay que sacrificar de uno, para ganar el otro, y así poder obtener amortiguamiento y velocidad de respuesta con un error bajo o cero.

.- Al incrementar el tiempo muerto se observa una reducción en la ganancia del controlador para determinado valor de la constante del sistema imponiéndose un límite a la ganancia del controlador.

.- Sin perder de vista la finalidad del controlador que no es otra más que, producir señales de control basadas en la diferencia entre la entrada de referencia y la salida y observando las señales de nuestro proceso podemos ver las perturbaciones típicas que actúan sobre nuestro sistema y que afecta la señal de salida como son:

Ruido, vibraciones así como mala calibración de los elementos de control, este último corregido varias veces durante el proceso.

.- En general se observa que la desventaja que tienen los controladores proporcionales de operar con la desviación en la variable que se controla es corregida al agregarle la inteligencia de la acción integral. Igualmente a medida que la ganancia que incluye el controlador al proceso disminuye el sistema puede resistir mas tiempo muerto antes de llegar a la inestabilidad pero llegar a creer que una buena sintonización del controlador debería ser la de mínima ganancia para así evitar la inestabilidad del lazo sobre todo para nuestro sistema de regulación ya que se requiere de un sistema que tenga buen rechazo antes las perturbaciones.

.- El proceso entero de síntesis se basa en la suposición de que la especificación principal de la respuesta del sistema tiene como función eliminar la desviación o el error de estado estacionario, lo cual hace que la acción integral sea el modo básico del controlador.

.- Se diseñó e implementó un sistema de control digital para la regulación de flujo mediante un algoritmo PID digital, mediante un computador personal y sistema operativo Windows 98.

.- Se obtuvieron los resultados de la respuesta del sistema de control, a señales de

tipo escalón para distintos tiempos de muestreo.

.- Se determinó que un aumento en el tiempo de muestreo produce un desmejoramiento de las prestaciones del sistema de control digital PID para el control de flujo; manifestándose este desmejoramiento en un aumento de las oscilaciones de la respuesta en estado estable.

.- El uso de computadoras personales bajo sistemas operativos en tiempo “no” real, resulta en una estrategia de control poco confiable para la regulación de procesos “rápidos” como el control de flujos incompresibles, ya que se obtienen resultados distintos para distintos ensayos, pudiendo deberse estos cambios a los distintos valores de retardos que pueden representar el procesamiento del lazo de control en sistemas de tiempo no real o no dedicados.

.- No se recomienda el uso de computadores personales bajo sistemas operativos que no trabajen en tiempo real para el control de procesos “rápidos”.

.- Se recomiendan estudios que permitan cuantificar los tiempos máximos de retardos debidos al procesamiento computacional y los debidos a las características del sistema operativo, antes de recomendar como controlador a un sistema computacional de tiempo “no real” a fin de verificar su posibilidad de controlar el proceso en estudio, en base a sus constantes de tiempo “reales” o verdaderas de muestreo que pudieran presentarse.

## **BIBLIOGRAFIA**

---

- ANTON S. y DI SILVESTRE E. 1992. *"Proyecto y Construcción de un Modelo Experimental de Control de Nivel para el Laboratorio de Automática de la Escuela de Ingeniería Mecánica"*. Tesis Ing. Mecánico. Tutor López V. UCV -FI-EIM. Caracas.
- KUO BENJAMIN. 1996. *"Sistemas de Control Automático"*. 7ma ed. Naucalpan México. Prentice Hall.
- KUO BENJAMIN. 1997. *"Sistemas de Control Digital"*. México. Compañía Editorial Continental.
- OGATA KATSUSHIKO. 1998. *"Ingeniería de Control Moderna"*. 3<sup>a</sup>. ed. Juarez México. Prentice Hall.
- ASTRÖM K. AND WITTERMARK B. 1997. *"Computer Controlled Systems, Theory and Desing"*. 3<sup>rd</sup> ed. NJ. Prentice Hall.
- WANG Q-W. et al. 1999. *"PID Tuning for Improved Performance"* IEEE Trans. Automatic Control. Vol 7.
- ALBERTO S P. 2000. *"Curso Internacional Sistemas de Control en Tiempo Real "*. Puerto la Cruz Venezuela. Universidad de Oriente.

- CREUS A. 1998. *"Instrumentación Industrial"*. 6<sup>a</sup> ed. México DF. Alfa omega.
  
- CHEN J. 1995. *"On Computing the Maximal Delay Intervals for Stability of Linear Delay System"*. IEEE Trans. Automatic Control. Vol 40.
  
- HARRISON HAWARD 1976 . *"Controles Automáticos"*, 2da edición, México. Edit. Trillas
  
- SMITH A. AND CORRIPIO A. 1997. *"Principles and Practice of Automatic Process Control"*. 2<sup>d</sup>. ed. NY. John Wiley & Sons.

# APÉNDICES

---

## **A) DESCRIPCIÓN DEL BANCO DE PRUEBA (ANTON-SILVESTRI) FUNCIONAMIENTO Y CALIBRACIÓN DE LOS ELEMENTOS DE CONTROL.**

### **A.1.- Características del banco de prueba.**

El banco de prueba existente mencionado anteriormente, se encuentra, su descripción y características generales, en el trabajo de tesis de grado de Anton y Silvestre (1992). Sin embargo se realizaron modificaciones posteriores, se agregó una tubería de pvc reforzado de ½" (pulgada) con una llave tipo compuerta y de esta modificación se logró operar el lazo de control de flujo sin necesidad de arrancar las dos bombas dejando de utilizar el tanque superior y la bomba 2. Esto es conveniente cuando se trabaja solo con medición de flujo.

Otra característica importante a mencionar es la forma que se mide el flujo en este banco de pruebas lo cual se hace mediante una placa orificio, cuya característica de presión es de 100 in H<sub>2</sub>O. Mediante la placa orificio se toma un diferencial de presión entre la entrada y salida, siendo este diferencial de presión el encargado de variar la presión del aire de suministro de 3 a 15 psi. señal a ser usada en los elementos de control del sistema de adquisición de datos implementado.

La válvula usada como control final en este banco de prueba es de accionamiento neumático la cual brinda gran potencia de salida, así como necesita gran potencia en la entrada, es decir suficiente aire comprimido. Pero otra característica que tal vez no sea tan positiva es que este tipo de válvulas no son

lineales, esto es que la cantidad de flujo no es proporcional a la altura del vástago de la válvula y además puede generar otros efectos no lineales así como histéresis, debido a la compresibilidad del aire la acción de control puede que no sea positiva es decir se presenta un error con respecto a la posición del vástago de la válvula.

#### **A.2.- Características técnicas del transductor de presión y vacío px184-px185.**

El Transductor de presión a voltaje fue montado sobre una tabla de circuito impreso colocándoles terminales tipo tornillos para poder realizar el montaje según diagrama eléctrico (figura 59), esto se realizo tomando en cuenta que el Transductor no puede someterse a mas de 315 grados Centígrados por mas de 10 segundos.

A su vez se instalaron dos mangueras de ¼” Plásticas por donde le llega al Transductor la presión de aire que viene del transmisor diferencial de flujo. Después de realizado el montaje se procedió a energizar el Transductor mediante una tensión de DC de 7 –16 VDC, 6- mA, tensión regulable, esta tensión es la fuente de excitación del elemento.

Entre las especificaciones mas importantes se encuentra que Posee una histéresis de 0.15% FS, Un balance a cero de 1 bipolar 0.05 VDC, rango de temperatura que soporta desde –40 a 85 grados centígrados, compensación a la temperatura de 0 a 50 grados centígrados, tiempo de respuesta 1 ms, vibración de 10 a 2000 Hz, resistencia a golpes de 50 g en 11 ms, con un peso de 12gr.

En la tabla 5 podemos observar el comportamiento lineal del Transductor.

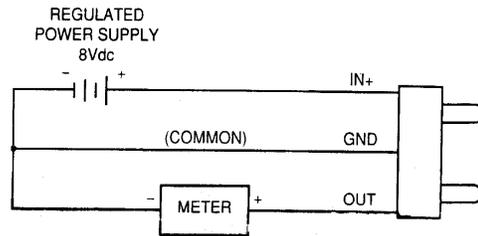


Figura 59.- Circuito eléctrico del montaje del transductor.

|                      | PGID<br>PX185 |     |      | VACUUM<br>PX184 |     | BI-DIRECTIONAL<br>PX186 |     |     |
|----------------------|---------------|-----|------|-----------------|-----|-------------------------|-----|-----|
| Ranges               | 5             | 15  | 30   | 5               | 15  | ±2.5                    | ±5  | ±15 |
| Linearity BSFL (%FS) |               |     |      |                 |     |                         |     |     |
| P2>P1 typical        | 2.0           | 2.0 | 1.5  | ---             | --- | 2.0                     | 2.0 | 2.0 |
| P2<P1 typical        | 1.0           | 1.0 | 0.75 | 1.0             | 1.0 | 1.0                     | 1.0 | 1.0 |
| Overpressure (PSI)   | 20            | 45  | 60   | 20              | 45  | 20                      | 20  | 45  |

Tabla 5.- Comportamiento del Transductor con la variación de la presión.

### A.3.- Características técnicas del convertidor de voltaje o corriente en presión

#### I/P 411-x15.

El convertidor utilizado para mover el elemento final de control o válvula mediante la tarjeta de salida tiene entre las características mas importantes un

indicador de presión análogo, un convertidor de corriente y voltaje a presión ,que puede variar entre 4-20 mA, 0-10V, y 0-5V y una presión de 3-15 o 0-20 psi teniendo como presión máxima de 40 psi, y un voltaje de suministro de 24 Vdc con una corriente 150 mA, un ajuste a cero de 50%,un span de Ajuste de 25%, temperatura de operación de 0 a 30 grados Centígrados ,temperatura de compensación de 0 a 70 grados centígrados, peso de 350 gramos.

## **B.- ANALISIS DEL PROCEDIMIENTO EXPERIMENTAL.**

### **B.1.- Caracterización del proceso.**

Se utilizo la función escalón unitario en lazo abierto procedimiento descrito con detalles en el marco teórico (sección 5.3).

Nuestro proceso consta de un lazo abierto formado por una bomba, una válvula la placa orificio, un transmisor de flujo, o de presión diferencial, un Transductor de presión a voltaje E/P, una tarjeta de adquisición de datos y un PC.

Se sometió el sistema a una variación de 0.5 voltios o un variación del 0.5% de la señal de entrada tomando como cero supuesto 4 voltios o el 40 % del caudal.

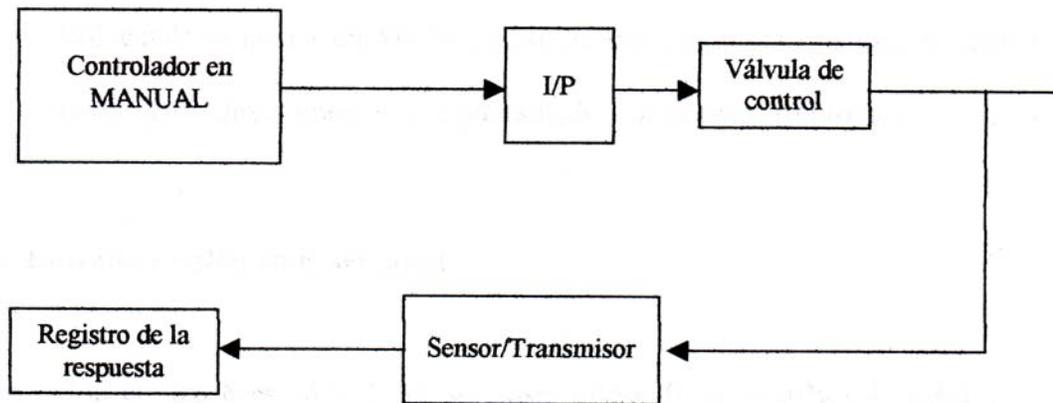


Figura 60.- Lazo de control abierto para la caracterización del proceso

Para obtener la curva de reacción mediante el software de simulación dinámica del proceso, utilizando el método de aproximación 3 descrito con detalle en la sección (5.3.3), cada prueba se aproxima a un modelo de primer orden más tiempo muerto.

Utilizando las ecuaciones (5.3-11) y (5.3-12) y el resultado de la solución del sistema, ecuación (5.3-13) y (5.3-14), se obtuvieron los valores de la caracterización, se encuentran en la tabla 6.

La señal del proceso se varió de 4 voltios a 5 voltios o lo que es lo mismo de 40% al 50%

## **B.2.- Programación grafica y software para la aplicación y simulación dinámica del sistema de adquisición de datos.**

En el mercado existen muchos lenguajes que se pueden utilizar para programar gráficamente, pero hay algo que debemos tener presente y es que una industria con tecnología de punta no quiere que sus productos en los cuales han invertido sean utilizados con cualquier lenguaje de programación y por esto se ensayo con diferentes lenguajes y los únicos que sirvieron para ser usados son aquellos recomendados por el fabricante de las tarjetas de adquisición ya que cada tarjeta viene programada internamente para atender a ciertos lenguajes.

Por esto en este trabajo se concentro en el uso de programación gráfica de Software que se apoya en lenguaje de programación Visual Basic, para poder utilizar este lenguaje se hizo la compra de la licencia de Software por un año. Este tipo de programación es muy práctica pero igual exige, como toda programación de entrenamiento, práctica y pleno conocimiento de los objetivos que se persiguen, esto se explica en detalle en el apéndice D.

Cada icono como se puede ver tiene una función que es programable atreves de ventanas o mediante Visual Basic, según lo que se requiera hacer en el apéndice D se da una descripción de las funciones mas importantes.

### **B.3- Descripción del software utilizado para la calibración de la válvula y el conjunto placa orificio-transmisor de flujo y caracterización del sistema.**

Este software fue hecho con la finalidad de poder simular la abertura y cierre de la válvula manualmente con un control virtual desde el PC, entre las funciones de los iconos que posee podemos señalar que posee dos controles del GUI los cuales hacen funciones de arranque y parada del programa así como frenado, los mismos cambian el color según su estado, posee señalización tipo piloto que cambia su color según su estado.

El control tipo Sistema esta programado para variar el tiempo de muestreo y frecuencia de muestreo por ende el periodo de muestreo, esto se hace en las unidades de milésimas de segundos y en HZ.

Además posee un icono entrada analógica programada según configuración de la tarjeta de entrada CIODAS801, así como un icono salida análoga programa Según tarjeta CIODADC02, entre los iconos de registro de datos posee un registro infinito de datos mediante el icono de escritura en tabla de Excel tanto en datos de entrada como datos de salida.

Estos datos registrados son archivos de Excel que se pueden graficar así como tener total acceso a ellos para ser usados, reenviados y transmitidos por cualquier medio existente manual o automáticamente, este programa cuando se manda a correr presenta un segundo proyecto donde se pueden observar las gráficas de entrada y salida así como medidores virtuales de voltaje analógicos y digitales, presenta además los suiches de toque mediante el ratón del PC con la descripción de cada elemento y su función.

Luego de la caracterización del sistema se procedió a la implantación del PID para la sintonización del sistema, previo uso de las constantes de tiempo calculadas, este proceso se explica en detalle en el apéndice C.

#### **B.4.- Variación del set point mediante la función escalón y calibración de la válvula.**

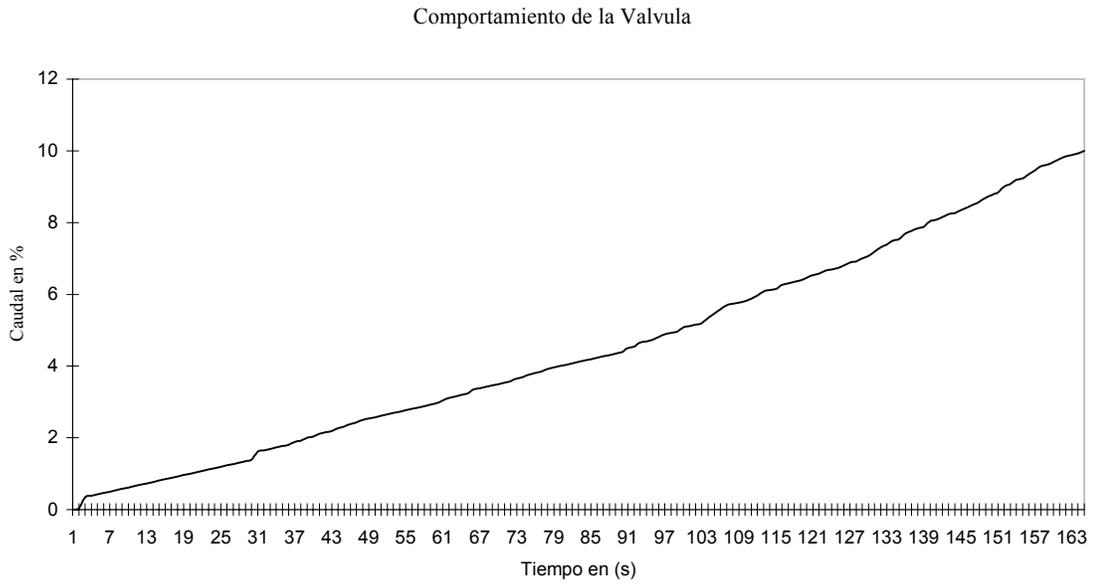
Como primer paso en la calibración de la válvula del banco de prueba se cerró la válvula de compuerta del tanque superior, con la finalidad de que el fluido pase directamente al tanque inferior a través de la tubería de ½" colocada como by pass, haciendo lo mismo con la válvula de bola del by pass del tanque inferior.

Haciendo uso del sistema de control implementado de adquisición de datos previamente montado, y del software de simulación dinámica que puede verse en apéndice D, se hizo correr el programa con las bombas apagadas es decir con cero paso de flujo, y colocando el control manual del software en cero (es decir válvula totalmente cerrada) se registro la lectura de voltaje, siendo este voltaje el cero supuesto de flujo a través de la válvula, y se señalizó en el posicionador de la válvula el punto de válvula cerrada.

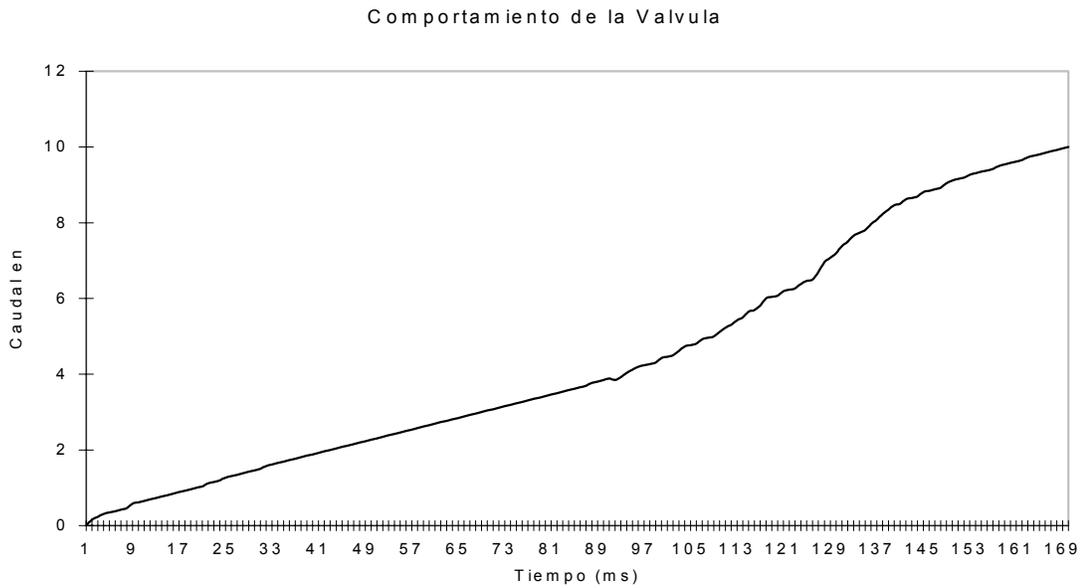
Seguidamente haciendo uso del control manual del software de simulación dinámica en la salida analógica se fue abriendo la válvula en una variación del set point de 10% en 10% de abertura de la válvula hasta llegar a 10 voltios DC (rango máximo de la tarjeta de entrada, apéndice D.2) que significa el 100% de abertura de la válvula, comprobado con el posicionador de la válvula y de esta forma el software y el sistema de adquisición registraron una serie de voltajes que representan el porcentaje (%) de flujo, para porcentaje de abertura de válvula.

Existen ciertas diferencias entre una prueba y otra, debido a que la abertura de la válvula se realizo mediante el software de simulación, el cual posee un control virtual de cierre y abertura de la válvula que se mueve en forma manual.

Al relacionar flujo versus apertura de la válvula, se representa a continuación las gráficas y sus análisis.

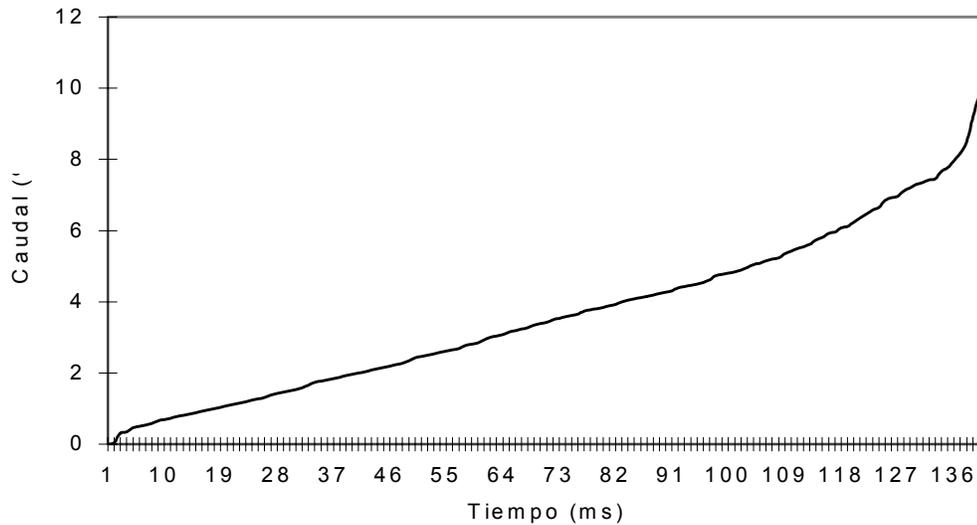


Grafica 21.- Comportamiento de la prueba No 1



Grafica 22.- Comportamiento de la válvula prueba No. 2.

### Comportamiento de la Valvula



Grafica 23- comportamiento de la válvula prueba No. 3

En las gráficas anteriores se observa el comportamiento de la válvula para una abertura del 0% al 100% .Se tomaron un total de 1294 datos para completar 10 pruebas, estos datos se encuentran en los anexos, se observa un comportamiento lineal desde un 5% de abertura de la válvula hasta un 55% de carrera de la válvula.

Se puede ver que para un 80% de abertura de la válvula el caudal es del 100 % esto se debe al máximo que puede dar la instalación, las observaciones anteriores se realizaron evaluando las 10 pruebas realizadas.

### **B.5.- Calibración del conjunto transmisor de flujo- placa orificio.**

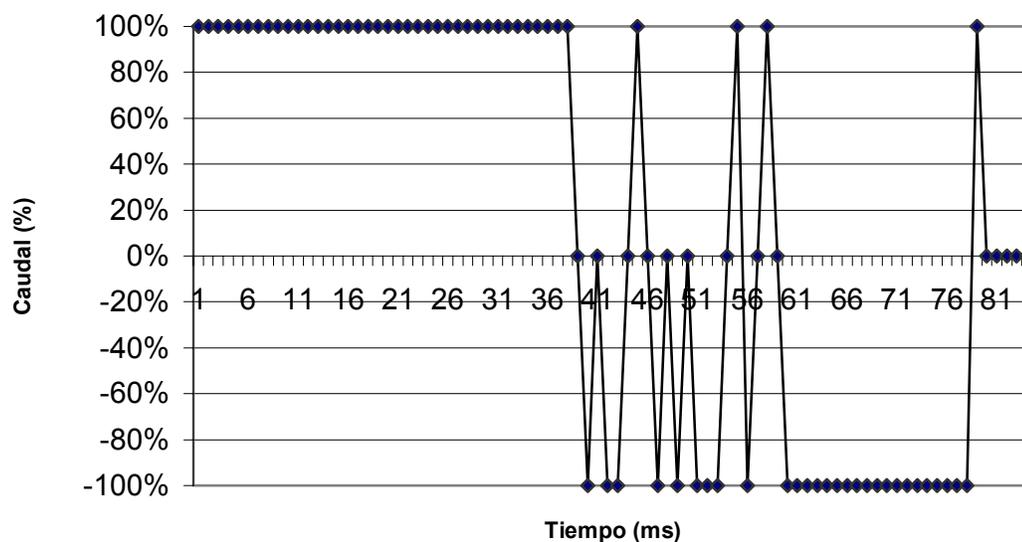
Se encendió el compresor y con la válvula reguladora se gradúo la presión a 15 psi presión de aire que será utilizada como línea de suministro para el transmisor de flujo. Seguidamente se conecto la línea de suministro al transmisor de flujo en la entrada HI y en la salida LO se conecto el Transductor de presión en P2. La salida del Transductor de presión P1 se llevo a una línea de retorno. Teniendo instalada la placa orificio al transmisor a través de las líneas de presión alta y baja, previamente purgadas con presión de agua usando la bomba.

Se procedió a correr el programa de simulación con la bomba apagada es decir sin fluido a través de las tuberías, con el voltímetro análogo, voltímetro digital y los registradores virtuales se midió y se registro, 0,001 voltios DC que por el tipo de medición se puede considerar 0,000 VOLTIOS DC equivalente a 0 % de flujo a través de la placa orificio, en la grafica 24 puede observarse la calibración a medida que la tubería pierde el fluido restante.

De la misma manera se procedió con la bomba encendida, la válvula del by pass cerrada y la válvula de control totalmente abierta, se registro y midió el voltaje mientras se graduaba el tornillo de precisión y el span hasta llevarlo a 9.988 voltios que se puede tomar como un 100 % de flujo a través de la placa orificio, en la grafica 25 el flujo va en aumento progresivo hasta calibrar en un 100%.

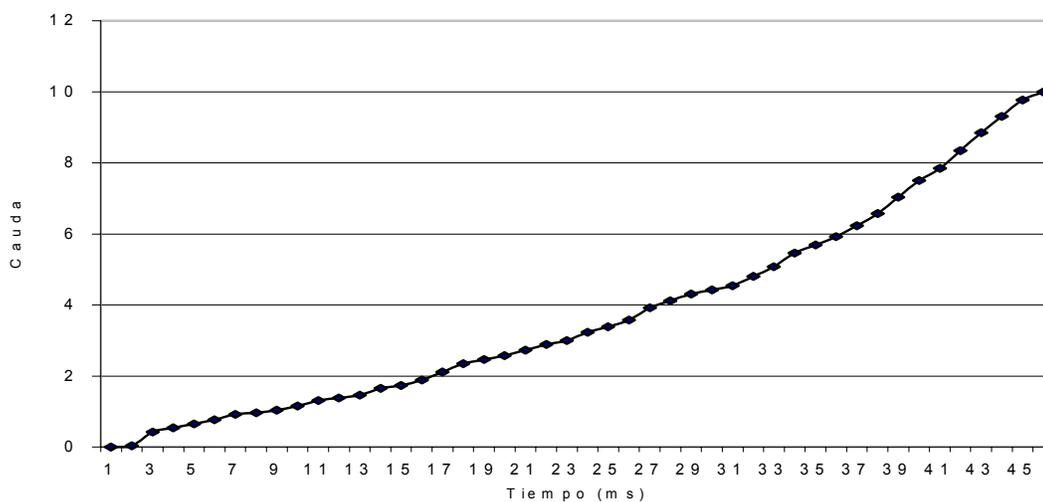
Luego se repitió el paso anterior para chequear si no se había movido la calibración a 0% de flujo sin indicar variación.

Calibración Conjunto Transmisor de Flujo Placa Orificio Para 0% Flujo

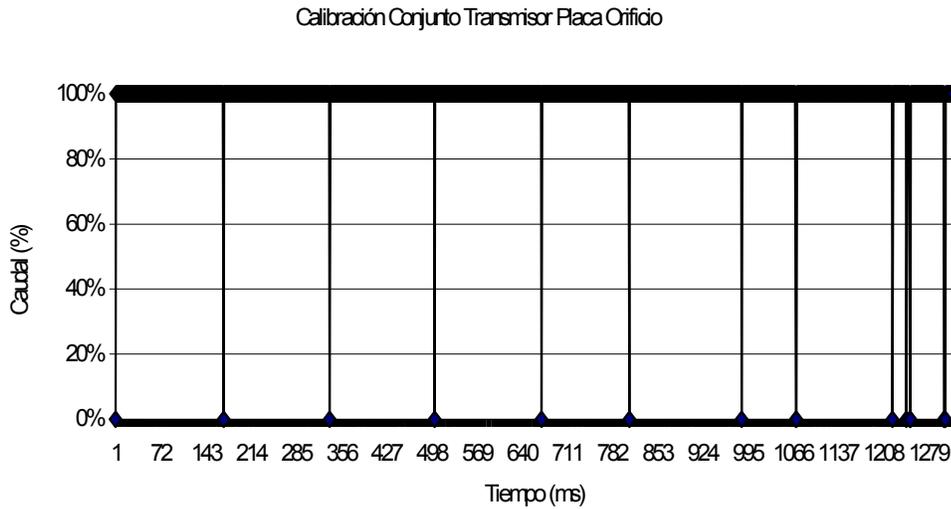


Grafica 24.- Simulación para sucesivas arranques y paradas de la bomba.

Calibración Conjunto Transmisor Placa Orificio



Gráfica 25.- Prueba de calibración de placa orificio transmisor.



Gráfica 26.- Calibración transmisor placa orificio para vaciado de tubería.

En la gráfica 24 se observa el comportamiento de respuesta del conjunto placa orificio transmisor de flujo para 10 paradas y arranques de la bomba con un tiempo de muestreo de 1000 ms.

La gráfica 25 se observa el paso progresivo del flujo a través del tiempo hasta llegar a un 100% de fluido en la placa orificio tomaron 47 datos con tiempo de muestreo de 1000Ms.

La gráfica 26 se observa como el fluido va desde 100% hasta 0% o vaciado de la tubería. se tomaron 94 datos con tiempo de muestreo de 1000 Ms.

## **C.- DESCRIPCIÓN DE LA CARACTERIZACIÓN Y SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PID**

### **C.1.- Generalidades**

Este software se realizó utilizando el lenguaje de programación gráfica Softwire respaldado con Visual Basic 6.0 bajo ambiente Windows 98, el mismo se hizo con la finalidad de implantar un sistema de control PID al banco de prueba de nivel y flujo de Anton y Silvestri (1992). Este software posee varias etapas, una etapa de arranque y parada compuesta por los iconos switch de arranque y parada, un switch para dar una pausa, un piloto que cambia de color según su estado rojo encendido, verde apagado, además posee un icono de tipo contador que se puede configurar, tiempo de muestreo al cual se quiere registrar, frecuencia y por ende periodo, una etapa de canales de entrada (canal 0) el cual posee una entrada analógica que se configura según el proceso, rango, canales a utilizar tipo de señal de entrada entre otros.

En registro de esta etapa posee un voltímetro digital DC, un voltímetro análogo DC, un registrador de datos en tablas de Excel con todas las ventajas que ofrece el ambiente Windows en Excel, y un graficador que se puede observar la forma de onda que genera el proceso. Así como su tiempo de muestreo. En la etapa de implantación del control proporcional posee los iconos de control manual del set point, dos funciones del tipo matemáticas configuradas una con la ecuación de cálculo de error y la otra configurada para el cálculo de la operación proporcional, para el registro de esta etapa posee dos registradores uno que registra en tabla de

Excel los valores del valor arrojado como error, y otro registrador que registra en tabla de Excel el valor proporcional que arroja.

En la etapa de integración posee un icono de entrada analógica (canal 01) la cual se configura según datos de entrada, cuatro funciones matemáticas, dos para calcular el error y otras dos para integrar con el método matemático trapezoidal en conjunto con la tercer icono siendo de la misma manera para la señal A y B, para registrar en esta etapa se tienen tres iconos de registro, dos para registrar el valor de entrada al canal y uno para registrar el valor de la integral. En esta misma etapa a mano derecha existe una etapa auxiliar de simulación dinámica manual del proceso, compuesta por un control virtual manual para mover el elemento final de control (válvula), un swichs de arranque y parada, un icono de tarjeta de salida, un registrador de estos datos en Excel.

En la siguiente etapa o etapa de derivación se encuentra un icono de función matemática donde se deriva, un icono de registro en hoja de Excel, y un graficador donde se observa la forma de onda del valor derivativo. Por ultimo el software posee una etapa donde mediante un icono de función matemática se suma los tres valores proporcional, integral derivativo, registrando este resultado en tablas de Excel, además se pueden cambiar los tres valores manualmente.

## **C.2.- Descripción del programa para la implantación del PID**

En el programa realizado para la implantación del PID se encuentran los elementos encargados de la aplicación lógica y matemáticas. Estos iconos son configurados mediante Visual Basic o mediante configuración directa apoyándonos en las funciones matemáticas, de esta manera el programa para la implantación del PID que se describe en detalle en el apéndice D.

La forma de inicio de la lógica del programa comienza al configurar la tarjeta de entrada física y virtualmente en concordancia al proceso, en nuestro caso adquisición de datos bipolares, análogos digitales rango de 0 a 10 voltios. Seguidamente estos datos son tomados por la tarjeta de entrada y entregados a un icono del tipo matemático el cual calcula el valor del error.

Esto lo realiza tomando en la entrada uno, el valor de dato adquirido, y en la entrada dos, el set point graduado mediante un control manual o mediante el teclado, este elemento matemático genera un valor llamado error y lo entrega a otro icono del tipo matemático el cual fue programado a través del software, este se encarga de calcular el valor proporcional que va actuar como la constante proporcional descrita mas adelante la cual se puede colocar fija cuando se ha sintonizado el proceso, esta constante calculada va a un registro, pasando por un icono que lo grafica y finalmente pasa a un icono del tipo matemático, el cual lo ingresa mediante la entrada uno.

De la misma manera para calcular la constante integral se toma el valor adquirido, se calcula el error y mediante un icono matemático utilizando el método trapezoidal descrito en marco teórico el software actúa en el sistema.

Se procede de la misma manera para calcular la constante derivativa y finalmente el resultado es llevado a la tarjeta de salida la cual está configurada para que se encargue de dar la orden al elemento final de control (válvula hidroneumática) para que actúe sobre el proceso y de esta forma el sistema modificado repita el proceso hasta llegar al estado deseado.

## **D.- CARACTERISTICAS GENERALES DEL SISTEMA DE CONTROL Y ADQUISICION DE DATOS.**

### **D.1.- Elementos utilizados**

- Computador personal con procesador Intel Pentium MMX.
- Monitor Samsung syncMaster 3Ne.
- Teclado en español turbo plus.
- Tarjeta electrónica de entrada CIO-DAS 801/802 con canales A/D 50 Khz., 12 bit, 7 D I/O 3 Ctr FiFo ganancias programables (ver fotos y especificación en anexos).

- Tarjeta electrónica de salida CIO-DAC02 canales analógicos de salida, 12bit voltaje 4-20ma (ver fotos y especificaciones en anexos).
- Tarjeta externas de conexiones tipo tornillos 37 pines (fabricadas por tesistas ver foto en anexos) con entradas y salida tipo Bus
- Tarjeta externa de conexiones tipo tornillo 25 pines con entradas salida tipo bus (fabricadas por tesistas ver en anexo fotos).
- Cable de conexión 37 pines conectores macho hembra tipo Bus, Fabricados por tesistas (Ver fotos anexos).
- Cable de conexión 25 pines con conectores macho hembra tipo Bus, fabricado por tesistas (Ver fotos en anexos).
- Convertidor I/P 411 – X15 que se puede usar también como E/P para trabajar de 4-20 ma, 0-10V (especificaciones apéndice A.3 y fotos en anexos).
- Transductor de presión y vacío Px184, Px185, montados por tesistas en circuito impreso según configuración de trabajo (especificaciones apéndice A.2 y fotos en anexos).

En la figura 61 se observa el diagrama en bloque de la forma general del montaje del sistema de adquisición de datos.

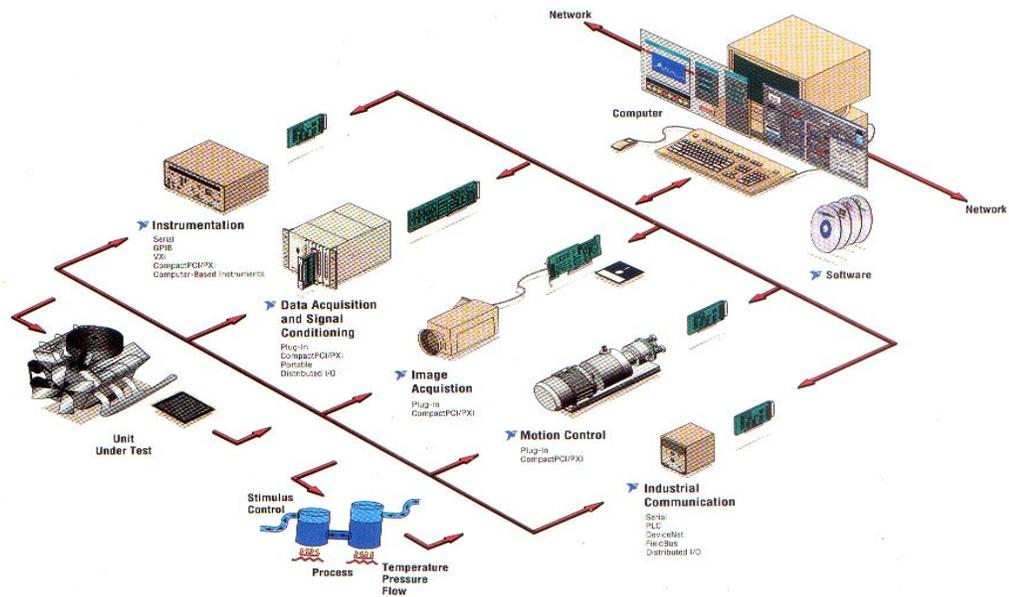


Figura 61.-Diagrama en bloque de montaje de varios sistemas de adquisición de datos.

## D.2.- Descripción y características del sistema de adquisición de datos.

Para la implantación de un sistema de adquisición de datos, la Selección de los equipos a utilizar es uno de los puntos más importantes ya que siempre se llega a una solución buena en la Selección de los mismos, pero la solución óptima es difícil ya que esto requiere de costos elevados por tratarse de elementos de tecnología de punta.

Por ser esta variable importante tenemos que evaluar con detalles el proceso o fenómeno a estudiar y desglosarlo en el número de variables a medir para poder decidir que tipo de elementos vamos a utilizar en nuestro sistema.

Para lograr seleccionar lo mas adecuado posible, las empresas productoras de este tipo de tecnología han creado software que facilitan esta tarea entre los que pudimos tener acceso, podemos mencionar el software DAQ DESIGNER 2000, DAQ DESIGNER 2001, Y EL DAQ DESIGNER 2002. Estos software se pueden ver en anexos, todos de la National Instrument la cual nos lo suministro sin costo alguno, este software se encuentra en diferentes idiomas incluyendo español y tienen la particularidad de pedir todas las variables del proceso dando como recomendación la selección de varias tarjetas y conectando directamente vía Internet para suministrar especificaciones de otro tipo como precios y existencia de los mismos.

Otra forma de seleccionar es mediante manuales que poseen especificaciones claras y extensas acerca de estos productos.

En el caso específico nuestro, trabajamos con unas tarjetas que habían sido recomendadas por la COMPUTER BOARDS y que se encontraban en proceso de compra por la Escuela de Mecánica. (especificaciones en apéndice D.3 y D.4 )

### **D.3.- Instalación y calibración de las tarjetas de adquisición de datos.**

Las entradas de las tarjetas poseen diferentes formas de conectores y depende del tipo de PC a utilizar, por esto hay que verificar los puertos libres de la tarjeta del procesador del PC y con esta referencia solicitar que las tarjetas que vamos a comprar tengan los mismos tipos de terminales de conexión .

En nuestro caso los conectores de las tarjetas son tipo bus y coinciden con los Puertos paralelos libres los cuales son tipo ISA Bus.

*Configuración de la tarjeta de adquisición de datos de entrada CIODAS-801.*

El software suministrado por el proveedor es una herramienta importante para configurar la tarjeta de entrada, ya que de esta manera se logra suministrar al procesador del PC la información suficiente para reconocer las tarjetas.

Esta forma de direccionar las tarjetas se realizo con un software llamado instacall, que sirvió para configurar virtualmente la tarjeta de entrada y para configurar físicamente se hizo uso del manual de instalación, accionando una serie de microsuiches tal cual como se configuro con el software, pero además de esto se vio en la necesidad de hacer otros pasos, por esto vamos a enumerar los puntos a seguir para configurar la tarjeta de entrada.

- Como primer punto se recibió el software suministrado por el proveedor instacall, seleccionando de una lista el tipo de tarjeta de entrada CIODAS-801.
- Se selecciono el menú configuración, seguidamente se selecciono la dirección, buscando en el manual la dirección recomendada, el 300h, pero al utilizarla no se pudo ya que presentaba conflicto con la tarjeta de salida, así que se probó variando la dirección de 10 en 10 hasta que la que sirvió fue 310h.
- Procediendo de la misma manera seleccionamos el tipo de interrupción, o lo que es lo mismo el IRQ, se busco en el manual y recomienda el IRQ.

- Igualmente se selecciono el rango de trabajo es decir el rango de voltaje en el cual vamos a trabajar (+/- 10 VDC. En A/D).
- Finalmente se selecciono el canal a utilizar (el canal 0, Señal D01) y se tomo nota de la posición de los microsiches, que luego se movió en la tarjeta pero físicamente, y de la configuración del cableado en los pines tipo tornillo de la tarjetas externas.

#### **D.4.- Calibración de la tarjeta de entrada CIODAS-801.**

El procedimiento utilizado para calibrar la tarjeta de entrada del sistema de adquisición de datos fue hecho basándose en el software de instalación Suministrado por el proveedor, los pines a que se refiere el procedimiento se encuentran señalizados en las tarjetas externas fabricadas por tesistas.

Calibración de la salida:

- Se aplico 0,00 VDC en la posición de análogo digital en el canal 0.
- Se conecto a tierra los pines 37,11 y 19 de las tarjetas externas.
- Se ajusto el control tipo tornillo que se observa en forma intermitente hasta llevar a 0 el medidor que se ve en pantalla.

Calibración de entradas:

- Se aplico 0,00 voltios para A/D en el canal 0.
- Se conecto a tierra los pines 37,11, y 19 de las tarjetas externas
- Se ajusto el control tipo tornillo que se encuentra en forma intermitente hasta llevar a cero el medidor en pantalla.

Calibración del offset análogo/digital:

- Se aplico  $-9,975592$  voltios al pin de la tarjeta externa numero 37.
- Se ajusto el control tipo tornillo que se encuentra intermitente hasta que llegue a 0 el medidor en pantalla.

Calibración de la ganancia análogo/digital.

- Se aplico  $9,970709$  voltios al pin 37 de la tarjeta externa.
- Se conecto a tierra los pines 11,19 de las tarjetas externas.
- Se ajusto el control tipo tornillo que se encuentra intermitente hasta llevar acero el medidor que nos muestra en pantalla.

Es bueno aclarar que cuando se refiere al control tipo tornillo son los controles que se encuentran en forma fisica en las tarjetas, y el medidor intermitente lo podemos ver en pantalla mediante el software instacall.

*Características técnicas generales de tarjeta de entrada CIODAS-801.*

Esta tarjeta pertenece a la familia de DAS-8 de adquisición de datos la misma se instala, configura y calibra mediante el software instacall suministrado por el proveedor y el lenguaje que se utiliza para su programación es del tipo gráfica entre los que se pueden usar se encuentran: Softwire, DAS Wizard, HP VEE LAB, usando

soporte en Visual Basic o en la librería universal de labVIEW de la Nacional Instruments. Las características más importantes son:

Los rangos de voltaje a utilizar en DC oscilan de forma bipolar de 10 v,5v,1v .5v,01v,0.05v,0.01v,0.005v, para unipolar de 0v a 10v,1v,0.1v, 0.01v, trabaja con una frecuencia 50 khz (usando FIFO) y una impedancia de mas de 10 Megohm. una resolución de 7 bits repartidos 3 en la entrada y 4 en la salida.

Posee contadores de 3,16 bit .además posee 8 canales diferenciales que se pueden ampliar usando la serie CIO-EXP, se puede usar aislamiento extra mediante ISO-RACK08,utiliza cables para conectar del tipo C37FF, y regleta de terminales del tipo CIO-MINI37. En fotos anexos se puede observar la tarjeta cable y tarjeta de conexión.

#### **D.5.- Configuración y calibración de la tarjeta de salida CIODAC-02 del sistema de adquisición de datos.**

La forma de instalación se realizo de forma similar a la tarjeta de entrada, la diferencia radica en la calibración que se efectúa con el mismo software pero tiene otro procedimiento el cual es:

Calibración de offset.

- Se selecciono el rango unipolar DAC canal 0.
- Se conecto la punta de un medidor digital de voltaje DC polaridad + positivo en el pin 24 de la tarjeta externa.
- Se conecto la punta del medidor digital de voltaje DC polaridad negativa –al pin 2 de la tarjeta externa.
- Se ajusto el control tipo tornillo que se encuentra intermitente hasta medir en el voltímetro 0 voltio.

Calibración de la ganancia.

- Se conecto la punta de medición del voltímetro digital + positivo en el pin 24 de la tarjeta externa
- Se conecto la punta de medición del voltímetro digital – negativo en el pin 2
- Se ajusto el control tipo tornillo que se encuentra intermitente hasta medir en El voltímetro digital 9,99755 voltios DC.

Calibración de la salida y cableado.

- Se selecciono el canal y rango a trabajar en nuestro caso canal 0 y rango 0-10 voltios DC.
- Se selecciono el canal en tarjeta externa según diagrama mostrado ajustamos el control virtual mostrado por el software hasta que el voltaje el voltímetro coincida con el voltímetro virtual suministrado por instacall.

*Características técnicas generales de la tarjeta de salida CIODAC-02.*

Esta tarjeta es del tipo adquisición de datos, su instalación y calibración se realiza mediante el software instacall suministrado por el proveedor, el lenguaje utilizado es del tipo programación gráfica siendo los más utilizados Softwire, DAS Wizard, HP VEE LAB, así como labVIEW.

La resolución de la salida es de 12 bits, el rango de salida es bipolar 10v, 5v, 0 a 10v, 0 a 5v, 4 a 20 mA, posee rango de selección ajustable, utiliza cables del tipo C25FM, CIO-MINI125.

# **ANEXOS**

---