



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Escuela Nacional de Estudios Profesionales

" A R A G O N "

Métodos de Control Aplicados a un Simulador Electrónico de Procesos Industriales.

T E S I S

Que para obtener el título de
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P r e s e n t a

JORGE LEON MONTOYA



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

INDICE

Capítulo

INTRODUCCION

1. PROCESOS INDUSTRIALES

- 1.1 Sistemas de control de lazo abierto.
- 1.2 Sistemas de control de lazo cerrado.
 - 1.2.1 Sistemas reguladores.
 - 1.2.2 Sistemas seguidores o de seguimiento.
- 1.3 Características de un sistema de control.
- 1.4 Ejemplos.

2. SIMULADOR DE PROCESOS INDUSTRIALES

- 2.1 Modelado de procesos industriales.
- 2.2 Elementos del simulador de procesos industriales.
- 2.3 Funcionamiento del SPI.
- 2.4 Ejemplo de un proceso.

3. DISEÑO DEL SIMULADOR E IMPLEMENTACION

- 3.1 Obtención de la función escalón unitario.
- 3.2 Circuito de retardo.
- 3.3 Circuito generador de polos.
- 3.4 La ganancia.
- 3.5 El sumador.

4. METODOS DE CONTROL

- 4.1 Acción de dos posiciones.
- 4.2 Acción proporcional.
- 4.3 Acción integral.
- 4.4 Acción proporcional e integral.
- 4.5 Acción proporcional y derivativa.
- 4.6 Acción proporcional y derivativa e integral.
- 4.7 Ajuste de parámetros.

5. IMPLEMENTACION ELECTRONICA DE LOS METODOS DE CONTROL

- 5.1 Controlador proporcional.
- 5.2 Controlador integral.
- 5.3 Controlador derivativo.

6. MANUAL DE OPERACIONES

CONCLUSIONES

BIBLIOGRAFIA

INTRODUCCION

El control automático en los procesos industriales es primordial; si es adecuado se obtendrán productos de buena calidad, si no lo es la operación de la planta será deficiente. No sólo en las grandes industrias como son una planta refinadora o una central termoeléctrica se requiere el control eficiente, también en las pequeñas y hasta en los hogares empleamos el control automático por ejemplo, en el refrigerador doméstico.

Los avances logrados en la tecnología y la ciencia en general, serían imposibles sin el desarrollo de la teoría de control.

En casi todos los libros existentes sobre este tema, incluyen un capítulo en el que describen con diagramas de bloques la forma de simular ecuaciones diferenciales en computadora analógica, sin embargo, a nivel individual el acceso a una de ellas es sumamente difícil debido a su alto costo. En la escuela sólo se tiene una computadora analógica, para la gran cantidad de alumnos que cursan las materias de control, a raíz de esta experiencia me surgió la inquietud de porque no intentar construir un pequeño prototipo, en el que se puedan simular ecuaciones diferenciales lineales de primer y segundo orden, contribuyendo con algo útil para el laboratorio.

La principal ventaja que se obtiene al usar simulación es la predicción del funcionamiento que tendrá el proceso real, aún antes de su construcción.

Con la ayuda de los alumnos, el prototipo podrá ser mejorado y duplicado a un costo bajo.

CAPITULO 1

PROCESOS INDUSTRIALES

Un proceso industrial es un sistema de control, en el -- que pueden existir transformaciones físicas o químicas de la materia; las cuales, son reguladas por medio de acciones con-- troladas o movimientos dirigidos sistemáticamente a fin de -- lograr un resultado determinado.

Existen básicamente dos tipos de sistemas de control:

- Sistemas de lazo abierto.
- Sistemas de lazo cerrado.

1.1 SISTEMAS DE CONTROL DE LAZO ABIERTO

En estos sistemas la salida ni se mide ni se realimenta para ser comparada con la entrada. Un ejemplo simple es -- la máquina de lavar, en la cual, el remojo, lavado y enjua-- gue se cumplen sobre una base de tiempos. La máquina no -- mide la señal de salida, es decir, la limpieza de la ropa. La exactitud del sistema depende de la calibración. En la práctica, sólo se puede usar el control de lazo abierto si -- la relación entre la salida y la entrada se conoce y si no -- hay perturbaciones ni internas ni externas.

La Fig. 1.1 muestra un diagrama a bloques que correspon-- de a los sistemas de control de lazo abierto.



Fig. 1.1 Sistema de control de lazo abierto.

1.2 SISTEMAS DE CONTROL DE LAZO CERRADO

La salida de estos sistemas es constantemente medida y comparada con la entrada o señal de referencia, la Fig. 1.2 es un diagrama a bloques de los sistemas de control de lazo cerrado, también llamados sistemas realimentados.

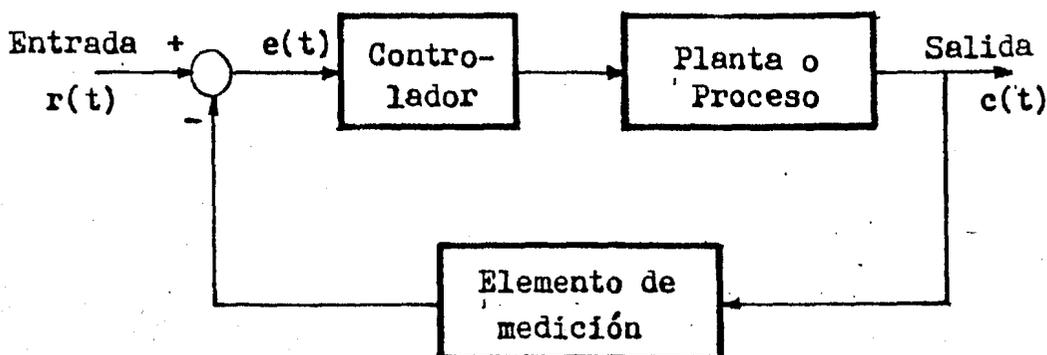


Fig. 1.2 Sistema de control de lazo cerrado

En los sistemas realimentados, la señal de error actuante $e(t)$ que es la diferencia entre la señal de entrada $r(t)$ y la señal de salida $c(t)$, entra al controlador de manera -- que se reduzca el error y llevar al valor deseado a la salida del sistema.

Los sistemas de control de lazo cerrado pueden dividirse en dos amplias categorías:

- Sistemas reguladores.
- Sistemas seguidores o de seguimiento.

1.2.1 SISTEMAS REGULADORES

La función principal de un sistema regulador es mantener

esencialmente constante la variable de salida o señal de salida, a pesar de las perturbaciones que pudieran actuar sobre el sistema. En estos sistemas, la variable de referencia se cambia con muy poca frecuencia. Un ejemplo es el sistema doméstico de calefacción cuyo diagrama a bloques se ilustra en la Fig. 1.2.1. Aquí el termostato es el regulador; éste lleva a cabo la comparación entre la indicación en el termostato (la temperatura deseada) y la temperatura real de la casa. Si la temperatura es demasiado baja, el termostato envía una señal al calentador que le indica que debe proporcionar más calor. Entonces, el calentador suministrará más calor a la casa, obteniéndose como resultado un cambio en la temperatura del aire.

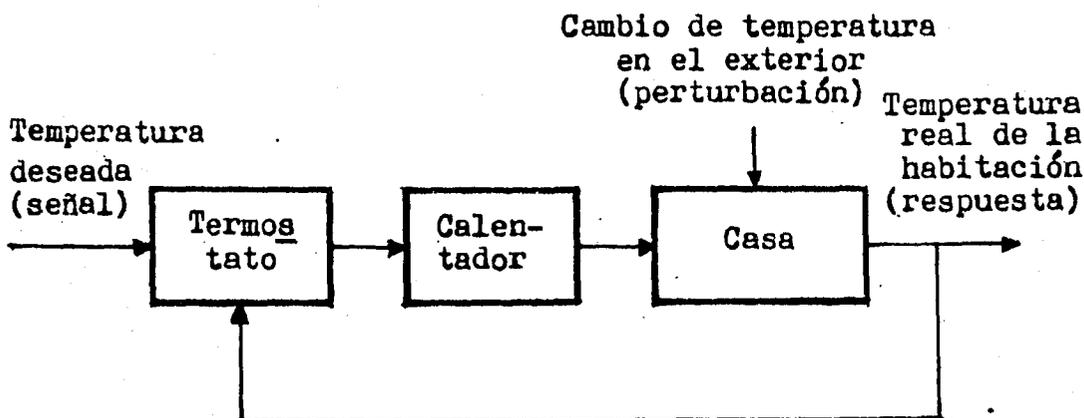


Fig. 1.2.1 Diagrama a bloques de un sistema doméstico de calefacción.

Un cambio en la temperatura del exterior es una perturbación para el sistema de calefacción. Si la temperatura en el exterior disminuye, la temperatura interior de la casa -- también tenderá a disminuir. Sin embargo, la información sobre la temperatura de la casa, realimentada al termostato, le da la indicación necesaria para que se vuelva a iniciar un ciclo de calentamiento.

1.2.2. SISTEMAS SEGUIDORES O DE SEGUIMIENTO

La función de un sistema seguidor o de seguimiento es -- mantener la variable controlada o señal de salida en correspondencia muy próxima con una señal de referencia, la cual -- es cambiada frecuentemente. El sistema trazador de un tor-- no, ilustrado esquemáticamente en la Fig. 1.2.2.1. es un e-- jemplo de dichos sistemas. El propósito del sistema traza-- dor es proporcionar a las partes que giran, el movimiento a-- decuado para seguir el contorno del patrón. Tal sistema -- permite una rápida reproducción de una misma parte con un ci-- erto grado de flexibilidad; también podrá obtenerse un nuevo contorno cambiando simplemente el patrón.

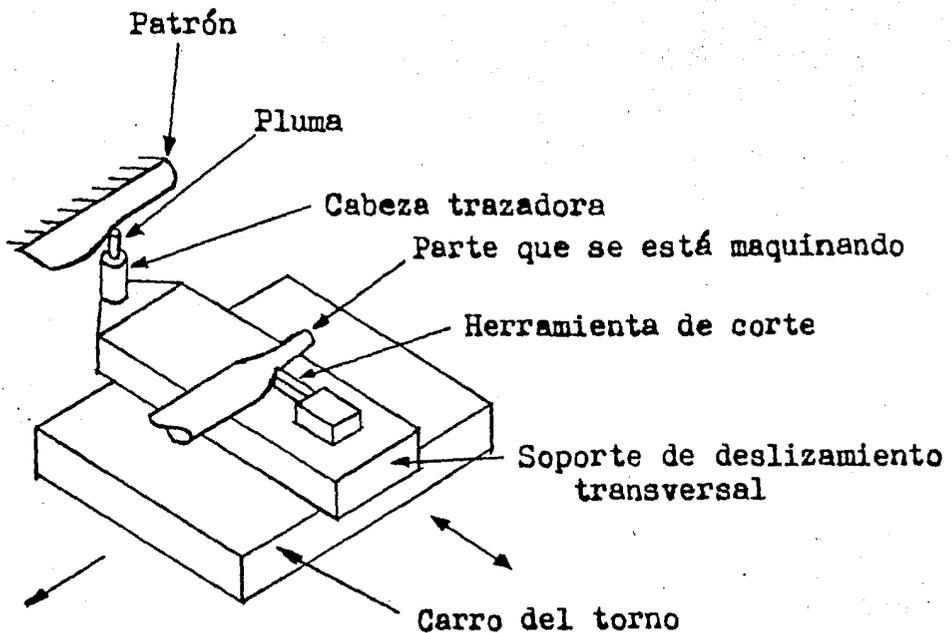


Fig. 1.2.2.1 Sistema trazador de un torno.

Examinando la Fig. 1.2.2.1, se nota que el patrón está montado rígidamente al marco del torno. La cabeza trazadora y su pluma, la cual está en contacto con el patrón, está asegurada al carro y, por lo tanto, se mantiene siempre a una distancia fija con respecto a la herramienta de corte. Mientras la cabeza trazadora sigue fielmente al patrón, la herramienta de corte reproducirá con bastante aproximación el contorno deseado. El movimiento de entrada y salida es controlado por el sistema trazador y el movimiento axial se obtiene del mismo torno.

El diagrama a bloques correspondiente al sistema trazador del torno se ve en la Fig. 1.2.2.2, en el se observa que la cabeza trazadora es el regulador del sistema. Un punto determinado sobre el patrón corresponde a la posición deseada para la herramienta de corte. La cabeza trazadora hace la comparación entre la posición deseada y la posición real, si hay un error la cabeza trazadora envía una señal al sistema actuante, el cual mueve el carro y la herramienta de corte a la posición deseada.

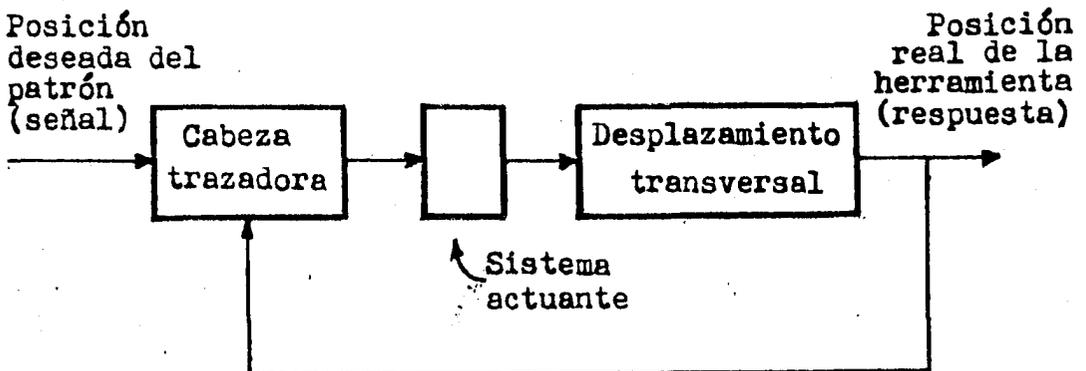


Fig. 1.2.2.2 Diagrama a bloques para el sistema trazador de un torno.

1.3 CARACTERISTICAS DE UN SISTEMA DE CONTROL

Todo sistema de control tiene como características principales: la estabilidad, la exactitud y la rapidez de su respuesta.

Un sistema debe ser estable, esto significa que la respuesta a una señal, ya sea un cambio en el punto de referencia o una perturbación, debe alcanzar y mantener un valor útil durante un período razonable. Un sistema de control inestable producirá, por ejemplo, oscilaciones persistentes o de gran amplitud en la respuesta, o bien, puede hacer que la respuesta tome valores que corresponden a límites extremos.

Un sistema de control debe ser exacto dentro de ciertos límites especificados, esto significa que el sistema debe ser capaz de reducir cualquier error a un valor aceptable. Es conveniente hacer notar que no hay sistema de control alguno que pueda mantener un error cero en todo tiempo porque siempre es necesario que exista un error para que el sistema inicie la acción correctora.

Aún cuando haya sistemas que matemáticamente pueden reducir a cero el error (bajo condiciones ideales), esto no sucede en la realidad a causa de las pequeñas imperfecciones inherentes a los componentes que forman el sistema. Afortunadamente en muchas aplicaciones no se requiere una exactitud extrema. Por ejemplo, un sistema de calefacción doméstico que pueda mantener la temperatura controlada dentro de ± 0.1 °C sería de poco valor porque el ser humano, cuya comodidad se está considerando, probablemente es incapaz de advertir variaciones diez veces mayores que esta cantidad. Por lo tanto, la exactitud es muy relativa y sus límites están basados en la aplicación particular que se haga del sistema de control. Dichos límites deben hacerse tan amplios como sea posible porque, en general, el costo de un sistema

de control aumenta rápidamente al hacerse necesario un aumento en la exactitud.

Un sistema de control debe completar su respuesta a cierta señal de entrada en un tiempo aceptable. Aunque un sistema sea estable y tenga la exactitud requerida, no tiene ningún valor si el tiempo para responder totalmente a una respuesta es mucho mayor que el tiempo entre señales. En este caso, puede que el sistema nunca se "ponga en fase".

Cumplir las tres condiciones de estabilidad, exactitud y rapidez de respuesta, no es sencillo ya que las condiciones tienden a ser incompatibles, por lo tanto, debe establecerse un compromiso entre ellas. Por ejemplo, considérese el problema de aumentar la exactitud de un sistema. Haciendo más sensible el controlador del sistema puede mejorarse la exactitud, es decir, el controlador proporcionará el mismo incremento de corrección para un incremento reducido de error. Esto permite que el sistema responda a un error más pequeño, lo cual es una mejora en la exactitud del sistema. Sin embargo, este cambio en el controlador tiene un efecto adverso en la estabilidad, pues ahora proporciona el controlador una acción correctiva mayor para una misma magnitud de error. Si se lleva esto a puntos extremos, el sistema puede hacerse inestable.

Considérese un sistema en el que existe un error pequeño. Con un controlador muy sensible, se iniciará una acción correctora grande. La corrección puede ser tan grande como para producir una respuesta que dé lugar a un error mucho mayor en sentido opuesto; es decir, el sistema sobrepasará el valor correcto. El sistema tratará nuevamente de reducir el error, pero ahora el error es mayor en magnitud y, por lo tanto el error aumentará cada vez más. De esta forma, las oscilaciones aumentarán en amplitud hasta que el sistema se autodestruya, o bien, la amplitud de las oscilaciones esté -

limitada por la naturaleza física del sistema. En este ejemplo deberá establecerse una relación conveniente entre la exactitud y la estabilidad.

1.4 EJEMPLOS

Algunos procesos industriales son: la obtención de vapor en una caldera, el enfriamiento por medio de agua de un reactor, la separación de dos gases por medio de la destilación de uno de ellos, el secado de una substancia, la velocidad de disolución de un sólido en un líquido, etc. En cada uno de ellos existe una variable física a controlar por ejemplo, en la generación de vapor; el vapor deberá tener una temperatura constante, si disminuye el controlador enviará una señal a la válvula del combustible para abrirla más y elevar la temperatura del vapor.

C A P I T U L O 2

SIMULADOR DE PROCESOS INDUSTRIALES

2.1 MODELADO DE PROCESOS INDUSTRIALES

El modelo de un proceso industrial puede ser de muchos tipos; desde una representación física a escala del sistema original, o un diagrama a bloques que describa el funcionamiento del sistema, hasta una función matemática. Estas representaciones no pueden incluir todos los atributos de la realidad, pero si deben contener las características esenciales del sistema.

Para el análisis de un sistema de control el modelo matemático es el más adecuado, debido a que construir a escala un sistema sería muy costoso, en cambio obtener el modelo matemático es más económico. En el modelo matemático pueden hacerse cambios en los parámetros del sistema, observar como se comporta el sistema deduciendo después si dichos cambios son factibles de hacer en la realidad.

En general los procesos no son lineales. Sin embargo, pueden ser descritos con buena aproximación por ecuaciones diferenciales lineales de primer orden o de segundo orden, la manera de lograrlo es limitando el intervalo de operación (ref. 2).

El número de las constantes de tiempo de un proceso determina el orden de su modelo matemático y su número de polos. Aunque los procesos tienen más de dos polos, generalmente, su modelo se puede aproximar a uno de segundo orden, dado que existen polos dominantes. (ref. 1,2)

Un proceso de primer orden queda representado por la siguiente función de transferencia:

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} = \frac{\frac{K}{T}}{s + \frac{1}{T}} \quad (2.1)$$

donde:

K es la ganancia.

T es la constante de tiempo del proceso.

$-\frac{1}{T}$ es el polo.

La función de transferencia que corresponde a un proceso de segundo orden es:

$$G(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} = \frac{\frac{K}{T_1 T_2}}{(s + \frac{1}{T_1})(s + \frac{1}{T_2})} \quad (2.2)$$

donde:

K es la ganancia.

T_1 y T_2 son las constantes de tiempo.

$-\frac{1}{T_1}$ y $-\frac{1}{T_2}$ son los polos.

En la mayoría de los procesos industriales, principalmente en aquellos donde se presenta un problema de transporte de energía o masa existe el tiempo de retardo o tiempo muerto; la longitud de la trayectoria y la velocidad del movimiento constituyen el retardo. Un proceso que tiene tiempo muerto no produce inmediatamente efecto observable en la salida; por esta razón el tiempo de retardo es reconocido como el elemento dinámico más difícil que se presenta en un sistema de control.

La función de transferencia que representa un retardo es la siguiente: (ref. 1)

$$G(s) = e^{-Ls}$$

donde:

L es el tiempo de retardo.

La función de transferencia de un proceso de segundo orden con retardo de transporte es:

$$G(s) = \frac{\left(\frac{K}{T_1 T_2}\right) e^{-Ls}}{\left(s + \frac{1}{T_1}\right) \left(s + \frac{1}{T_2}\right)} \quad (2.3)$$

donde:

K es la ganancia.

L es el tiempo de retardo.

$-\frac{1}{T_1}$ y $-\frac{1}{T_2}$ son los polos.

Una vez que se ha obtenido el modelo matemático se puede resolverlo y así conocer el comportamiento del sistema de control en estudio, esto es sumamente laborioso a menos de que se disponga de una computadora digital o analógica.

Haciendo uso del simulador que nos proponemos construir se podrá tener gráficamente la respuesta en un osciloscopio de un sistema de control, interconectando los circuitos necesarios tendremos el sistema eléctrico análogo al sistema original. Además se podrán variar la ganancia, el tiempo de retardo y la ubicación de los polos fácilmente, observando como cambia la respuesta al variar dichos parámetros.

2.2. ELEMENTOS DEL SIMULADOR DE PROCESOS INDUSTRIALES

El simulador de procesos industriales (SPI) a desarrollar en este trabajo, tendrá los siguientes circuitos básicos.

- Circuito para la ganancia.
- Circuito para el retardo.
- Circuito para la ubicación de polos.

Cada uno de estos circuitos puede representarse por un -

bloque como se indica en la Fig. 2.1.



Fig. 2.1 - Diagrama a bloques de los elementos básicos del SPI.

El funcionamiento de la ganancia y el retardo en seguida lo veremos, al ser excitados con un escalón.

Bloque de la ganancia.

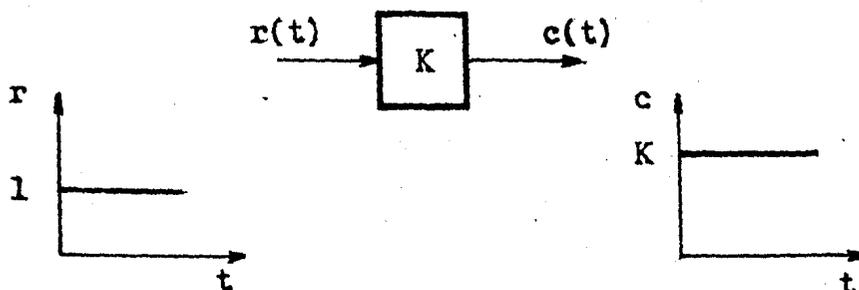


Fig. 2.2 Funcionamiento de la ganancia.

A la salida de la ganancia simplemente se tiene el mismo escalón amplificado K veces.

Bloque del retardo.

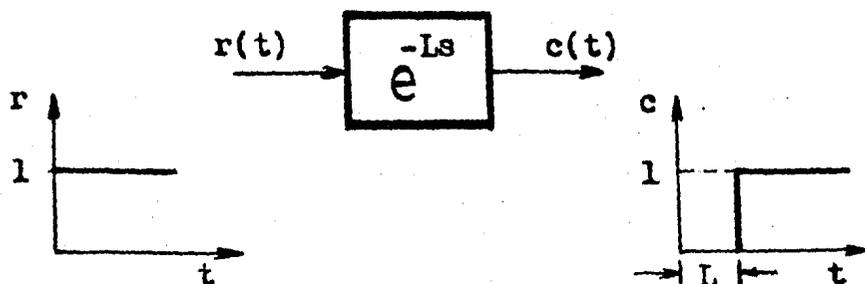


Fig. 2.3 Funcionamiento del retardo.

A la salida del retardo se tiene el mismo escalón sólo - que ha sido desplazado en el tiempo un valor $T=L$.

Además de los circuitos básicos del SPI tendremos dos -- circuitos complementarios; uno para generar la función escalón unitario y otro para el sumador. Con el sumador podremos realimentar la salida, es decir, simularemos un sistema de control de lazo cerrado.

2.3 FUNCIONAMIENTO DEL SPI

El SPI podrá operarse en lazo abierto y en lazo cerrado. En los dos casos la señal de entrada será un escalón.

Operación en lazo abierto.

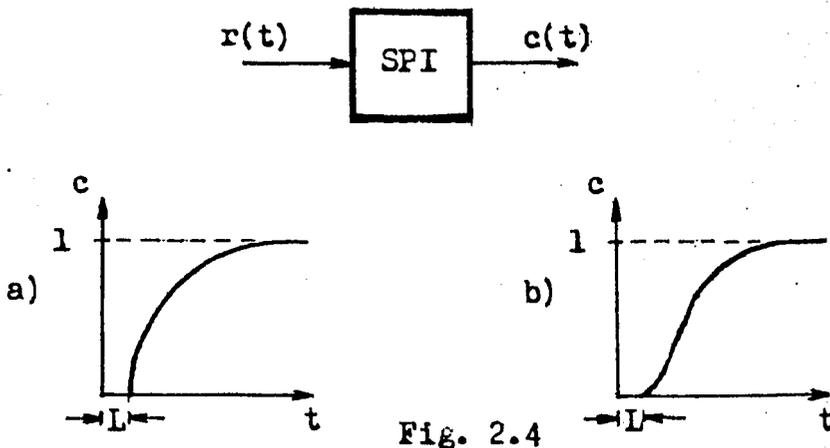


Fig. 2.4

Para un proceso de primer orden con tiempo de retardo, - la señal de salida $c(t)$ será similar a la Fig. 2.4.a.

Para un proceso de segundo orden con tiempo de retardo, - la señal de salida será parecida a la Fig. 2.4.b.

Operación en lazo cerrado.

Si en el SPI se tiene un proceso de segundo orden con realimentación unitaria, obtendremos una de tres posibles respuestas determinada por la ubicación de los polos en el plano complejo s . Las tres posibles respuestas son:

1. Respuesta sobreamortiguada. Esta respuesta se obtendrá cuando los dos polos sean reales, negativos y diferentes (Fig. 2.5.a.).

2. Respuesta críticamente amortiguada. Para obtener esta respuesta los dos polos deben ser reales, negativos e idénticos (Fig. 2.5.b.).

3. Respuesta subamortiguada. Cuando se obtenga esta respuesta los dos polos son complejos conjugados (Fig. 2.5.c.).

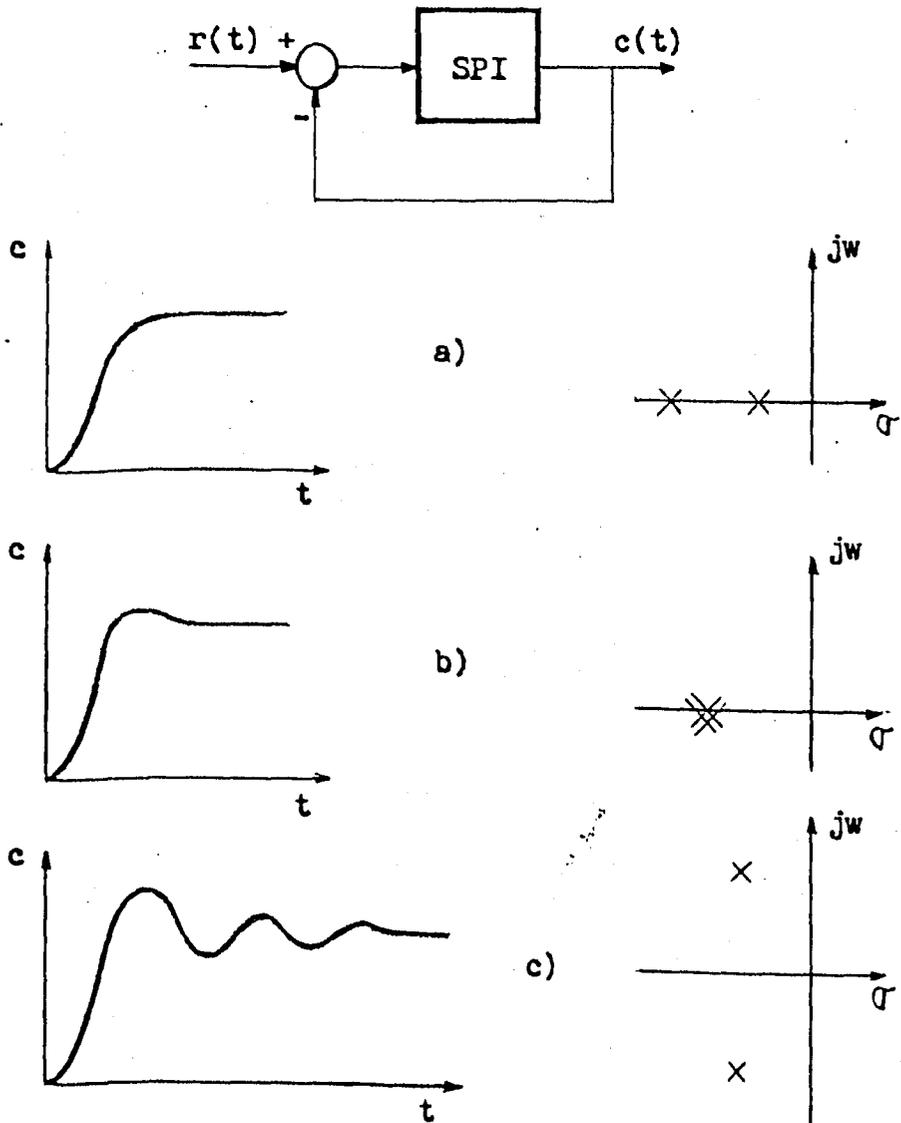


Fig. 2.5 Respuestas típicas de un proceso de segundo orden con realimentación unitaria y los patrones de los polos que las producen.

2.4 EJEMPLO DE UN PROCESO

En la Fig. 2.6 se muestra un sistema térmico en el que circula el aire caliente para mantener constante la temperatura de la cámara. El elemento de medida está ubicado en el retorno del flujo a una distancia D metros de la caldera, la velocidad del aire es V metros/seg. y han de transcurrir $L=D/V$ seg. antes que cualquier modificación en la temperatura de la caldera sea registrada por el termómetro, es decir, se tiene un tiempo muerto L durante el cual no se obtiene -- respuesta alguna del sistema.

Aproximadamente la función de transferencia para el sistema es: (ref. 1)

$$G(s) = \frac{K e^{-Ls}}{s+1}$$

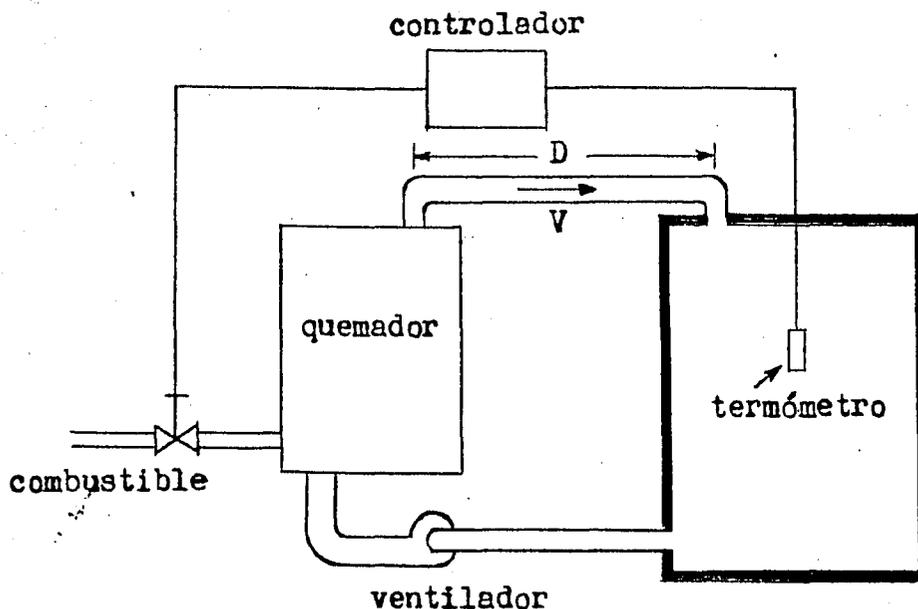


Fig. 2.6 Sistema térmico con tiempo muerto.

C A P I T U L O 3

DISEÑO DEL SIMULADOR E IMPLEMENTACION

3.1 OBTENCION DE LA FUNCION ESCALON UNITARIO

Para generar el escalón se utilizó un circuito integrado LM 555, se ajustó el tiempo de duración aproximadamente a 10 segundos.

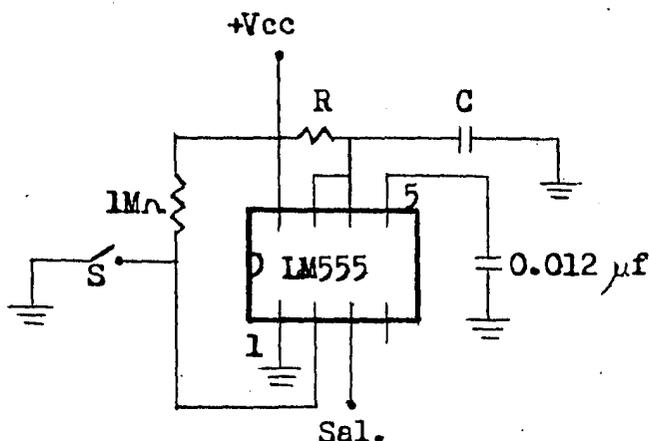


Fig. 3.1 Circuito generador del escalón.

En la Fig. 3.1 se muestra la configuración del circuito empleado para obtener el escalón unitario. Dando valores a la resistencia R y al capacitor C se regula el tiempo de duración, según la ecuación 3.1.

$$t = 1.1 RC \quad (3.1)$$

$$\text{Si } t = 10 \text{ seg.}$$

$$\text{y } R = 10 \text{ M}\Omega$$

$$\text{Entonces } C = 0.91 \mu\text{f}$$

El valor de C en el circuito es de $0.94 \mu\text{f}$.

El interruptor S está normalmente abierto, en el instante que es cerrado, el escalón aparece en la terminal 3 del circuito integrado, su amplitud es $+V_{cc}$.

3.2 CIRCUITO DE RETARDO

Este circuito se implementó con 10 muestreadores conectados en cascada, cada muestreador consta de:

- Un interruptor analógico del tipo cmos (circuito integrado CD 4016).
- Un capacitor.
- Un amplificador operacional en configuración seguidor de tensión (circuito integrado TL 084).

La Fig. 3.2 ilustra la conexión de los muestreadores, su funcionamiento es el siguiente.

Los interruptores son accionados por un reloj que tiene dos fases no traslapantes; cuando los interruptores impares están cerrados sus respectivos capacitores almacenan una muestra, la cual pasa a la salida de sus amplificadores operacionales respectivos. En seguida, los interruptores pares se cierran y los impares se abren, entonces sus capacitores respectivos almacenan la muestra que hay en los capacitores impares, con lo que se va recorriendo la señal de entrada al circuito.

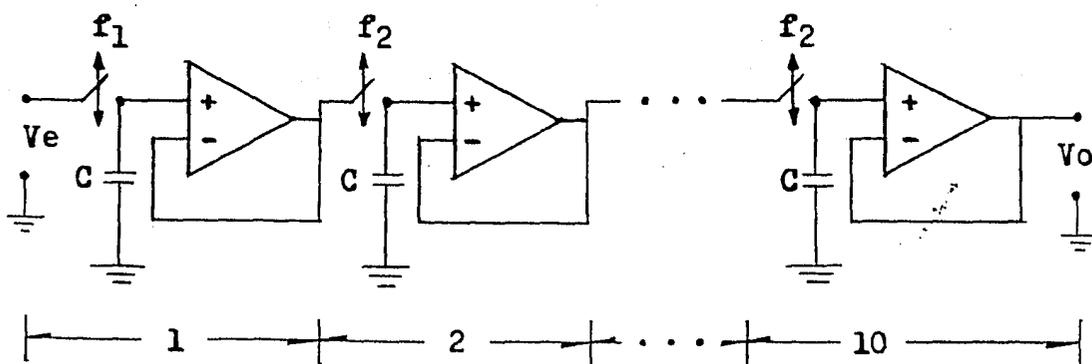


Fig. 3.2 Circuito de retardo formado por 10 muestreadores conectados en cascada.

Los amplificadores operacionales con ganancia unitaria - (TL 084) se usan con el fin de evitar efectos de carga entre los capacitores. Tanto la corriente de entrada de los amplificadores como la corriente de fuga de los interruptores, al abrirse, descargan a los capacitores C, por lo tanto el tiempo que la señal muestreada puede retenerse sin deterioro es limitado; por esto se usa el TL 084, que tiene 4 amplificadores operacionales con entrada FET, en ellos la corriente de entrada es muy pequeña.

Para la construcción del reloj se usó un arreglo de compuertas NAND (CD 4011) con dos resistencias y un capacitor conectados como se muestra en la Fig. 3.2.1, alimentando a un contador de 14 entradas (circuito integrado CD 4020).

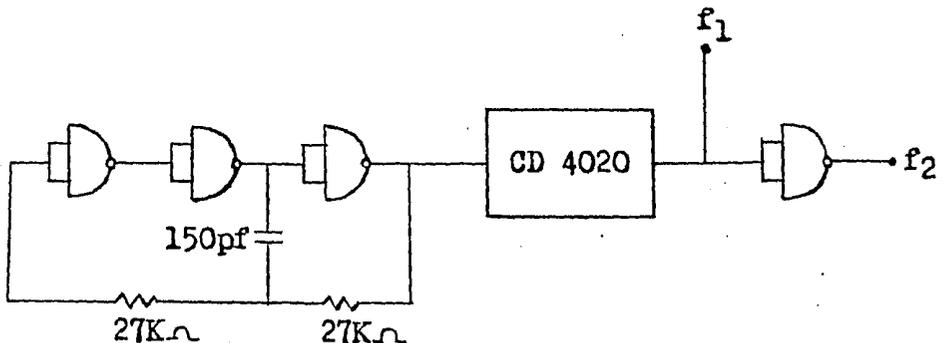


Fig. 3.2.1 Circuito empleado para generar el reloj.

Con los valores dados de las dos resistencias y el capacitor en el circuito generador del reloj, se tiene una frecuencia $f_1 = f_2 = 3.85$ HZ. f_1 y f_2 son señales cuadradas no traslapantes como ya se mencionó, su amplitud es $|2V_{cc}|$.

El retardo se puede variar si se cambia la frecuencia -- del reloj o si se toma la señal muestreada en cualquiera de

los muestreadores, en nuestro caso se tiene un retardo aproximado de 1 segundo a la salida de la cadena de muestreadores.

3.3 CIRCUITO GENERADOR DE POLOS

Cada polo se obtiene por medio de un circuito RC, la Fig. 3.3 ilustra este circuito. El objeto de utilizar el amplificador operacional en configuración seguidor de tensión, es para hacer los dos polos independientes uno del otro. Cuando sean empleados los dos polos simplemente se conecta la salida del primero a la entrada del segundo.

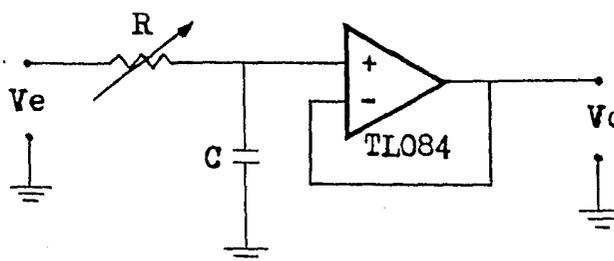


Fig. 3.3 Circuito generador de cada uno de los polos.

A continuación se analiza el circuito de la Fig. 3.3.

La ecuación de la malla es:

$$V_e = iR + \frac{1}{C} \int_0^t i dt$$

tomando la transformada de Laplace:

$$V_e(s) = RI(s) + \frac{1}{Cs} I(s) \quad ; \quad V_o(s) = \frac{1}{Cs} I(s)$$

finalmente la función de transferencia es:

$$\frac{V_o(s)}{V_e(s)} = \frac{\frac{1}{Cs}}{R + \frac{1}{Cs}} = \frac{1}{RCs + 1} \quad (3.3)$$

La ecuación 3.3 es de primer orden y su polo está situado en el punto $-\frac{1}{RC}$ del plano complejo s , la constante de tiempo es $T=RC$ si se fija el valor de C , ya que es más fácil variar R por medio de un potenciómetro se logra cambiar T .

El valor de C es de $47 \mu\text{f}$

y R es un potenciómetro de $35 \text{ K}\Omega$

3.4 LA GANANCIA

Utilizando un amplificador operacional en configuración no inversora se realizó la ganancia, en la Fig. 3.4 se observa este circuito, su función de transferencia es la siguiente:

$$\frac{V_o}{V_e} = \frac{R_f + R}{R}$$

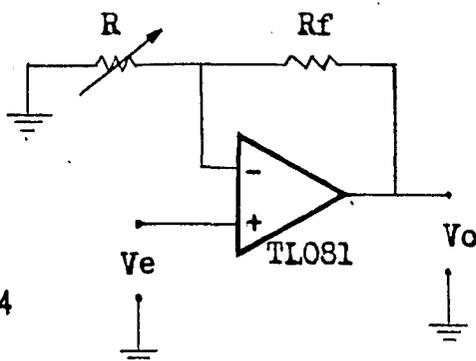


Fig. 3.4

Los valores de las resistencias son:

$$R_f = 10 \text{ K}\Omega$$

R es un potenciómetro de $20 \text{ K}\Omega$

Con ellos se puede variar la ganancia desde 1.5 a 100.

Se emplea un amplificador operacional como amplificador diferencial, su ganancia es unitaria porque en su salida sólo se requiere la diferencia entre la señal de entrada que es el escalón y la señal de salida del sistema. La Fig. 3.5 corresponde al sumador.

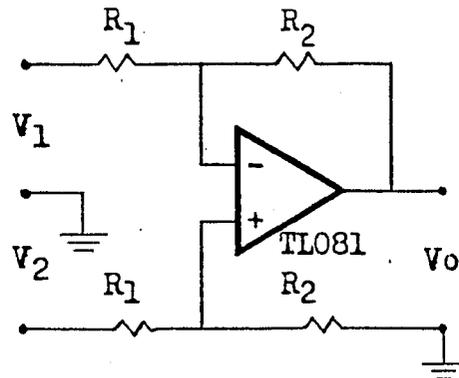


Fig. 3.5

La función de transferencia del sumador es:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$$

El valor de las resistencias es:

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ K}\Omega$$

C A P I T U L O 4

METODOS DE CONTROL

En cualquier proceso, los controles automáticos se introducen a fin de modificar la respuesta, ya sea para lograr un sobretiro pequeño con el inconveniente de hacer la respuesta lenta o bien tener una respuesta rápida con la desventaja de un sobretiro grande.

El control automático o controlador funciona de la forma siguiente:

- a) Detecta el error existente, entre la señal de salida de la planta con respecto a la entrada de referencia.
- b) Produce una señal de control que tiende a hacer que dicho error sea cero o lo más pequeño posible.

La Fig. 4 muestra la colocación del controlador que generalmente se usa en un sistema de control con realimentación unitaria.

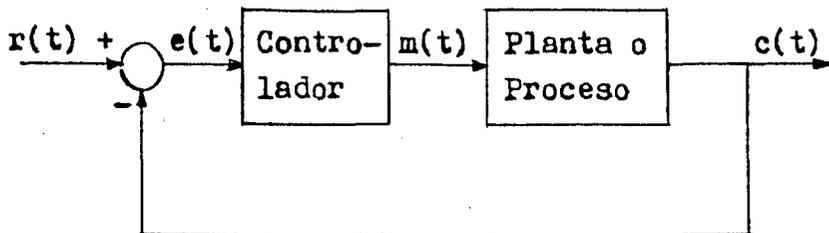


Fig. 4 Sistema de control con realimentación unitaria.

La forma como el controlador produce la señal de control recibe el nombre de ACCION DE CONTROL. Se pueden clasificar de acuerdo con su acción de control en:

1. Controles de dos posiciones o de si-no.

2. Controles proporcionales.
3. Controles integrales.
4. Controles proporcionales e integrales.
5. Controles proporcionales y derivados.
6. Controles proporcionales y derivados e integrales.

A continuación se analizan las características principales de cada una de estas acciones de control.

4.1 ACCION DE DOS POSICIONES

En un control automático con acción de dos posiciones el elemento accionador tiene dos posiciones fijas, en la mayoría de los casos son conectado y desconectado.

Los controles de dos posiciones son casi siempre dispositivos eléctricos, donde habitualmente hay una válvula accionada por un solenoide eléctrico. Para evitar la acción excesivamente frecuente del mecanismo de si-no, normalmente se provee deliberadamente una brecha diferencial. En algunos casos, la brecha diferencial es resultado de fricción no intencional y movimiento perdido.

4.2 ACCION PROPORCIONAL

En un controlador con acción de control proporcional la relación entre la salida y la entrada es:

$$m(t) = K_p e(t)$$

o, expresada como función de transferencia:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p$$

donde:

K_p es llamada sensibilidad proporcional o ganancia siendo ajustable.

4.3 ACCION INTEGRAL

Para un controlador con acción de control integral, la señal de salida $m(t)$ cambia proporcionalmente a la integral del error $e(t)$, expresado matemáticamente así:

$$m(t) = K_i \int_0^t e(t) dt$$

donde:

K_i es una constante ajustable.

La función de transferencia es:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s}$$

Si se duplica el valor de $e(t)$, el valor de $m(t)$ varía dos veces más rápido. Para un error igual a cero, el valor de $m(t)$ se mantiene estacionario.

4.4 ACCION PROPORCIONAL E INTEGRAL

La ecuación que define esta acción de control es:

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

y su función de transferencia será:

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

donde:

K_p es la sensibilidad proporcional o ganancia.

T_i es el tiempo integral.

Los dos son regulables. Al inverso del tiempo integral se le llama frecuencia de reposición, y es el número de veces por minuto que se duplica la parte proporcional.

La Fig. 4.4 muestra la señal de salida del controlador, cuando la señal de error es un escalón.

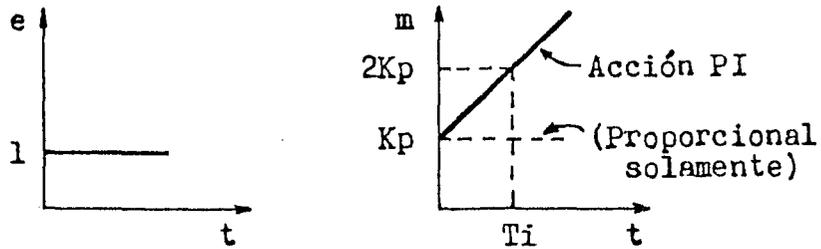


Fig. 4.4

4.5 ACCION PROPORCIONAL Y DERIVATIVA

Esta acción de control queda definida por la ecuación:

$$m(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt}$$

y su función de transferencia es:

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

donde:

K_p es la sensibilidad proporcional.

T_d es el tiempo derivativo.

Los dos son regulables. La acción de control derivativa a veces se denomina como control de velocidad, es cuando el valor de la salida del controlador varía proporcionalmente a la velocidad de variación de la señal de error. El tiempo derivativo T_d es el intervalo en el que la acción de velocidad se adelanta al efecto de la acción proporcional.

En la Fig. 4.5 se muestra la gráfica de la señal de salida $m(t)$ del controlador, cuando el error $e(t)$ es una rampa unitaria.

Las desventajas de la acción derivativa son:

- Amplifica las señales de ruido.
- Produce efecto de saturación en el accionador.

Debido a que la acción derivativa es efectiva sólo durante períodos transitorios, nunca se puede tener una acción derivativa sola.

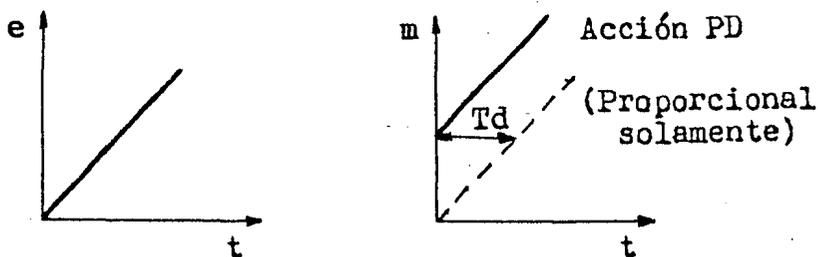


Fig. 4.5

4.6 ACCION PROPORCIONAL Y DERIVATIVA E INTEGRAL

Esta acción de control combina las características de cada una de las tres acciones individuales. Su ecuación es:

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

y su función de transferencia será:

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

donde:

K_p es la sensibilidad proporcional.

T_d es el tiempo derivativo.

T_i es el tiempo integral.

En la Fig. 4.6 se ve la gráfica de la señal de salida $m(t)$ del controlador, cuando la entrada es una rampa unitaria.

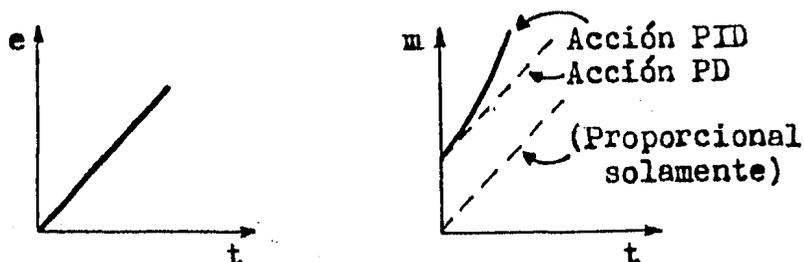


Fig. 4.6

4.7 AJUSTE DE PARAMETROS

Para el ajuste de los parámetros del controlador existen dos pruebas principales:

1. La prueba de la respuesta al escalón.
2. La prueba de la sensibilidad final.

La prueba de la respuesta al escalón consiste en; abrir el lazo de realimentación, excitar el sistema con una función escalón unitario y graficar la señal de salida. La gráfica indicada en la Fig. 4.7 es una respuesta típica de un sistema de segundo orden con tiempo muerto. Luego se traza una tangente a la curva en el punto de inflexión y se obtienen los valores de R y L.

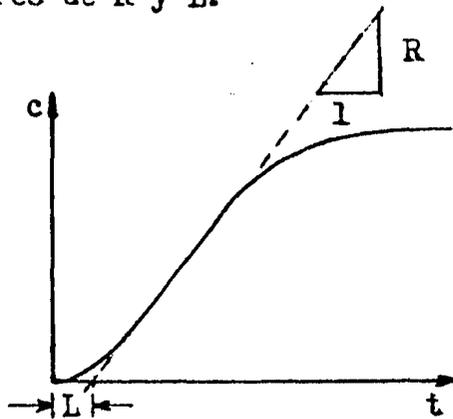


Fig. 4.7

Las siguientes expresiones fueron propuestas como óptimas por Ziegler-Nichols.

Para la acción proporcional: $K_c = \frac{1}{RL}$

Para la acción proporcional e integral:

$$K_c = \frac{0.9}{RL} \quad T_i = 3.3L$$

Para la acción proporcional y derivativa e integral:

$$K_c = \frac{1.2}{RL} \quad T_i = 2L \quad T_d = 0.5L$$

La prueba de la sensibilidad final se realiza con el sistema de control en lazo cerrado (Fig. 4.8), aumentando la ganancia del controlador proporcional hasta que se obtiene una oscilación sostenida de período P_u , Ziegler-Nichols recomiendan las expresiones siguientes.

Para la acción proporcional: $K_c = 0.5 K_{cu}$

Para la acción proporcional e integral:

$$K_c = 0.45 K_{cu} \quad T_i = 0.83 P_u$$

Para la acción proporcional y derivativa e integral:

$$K_c = 0.6 K_{cu} \quad T_i = 0.5 P_u \quad T_d = 0.125 P_u$$

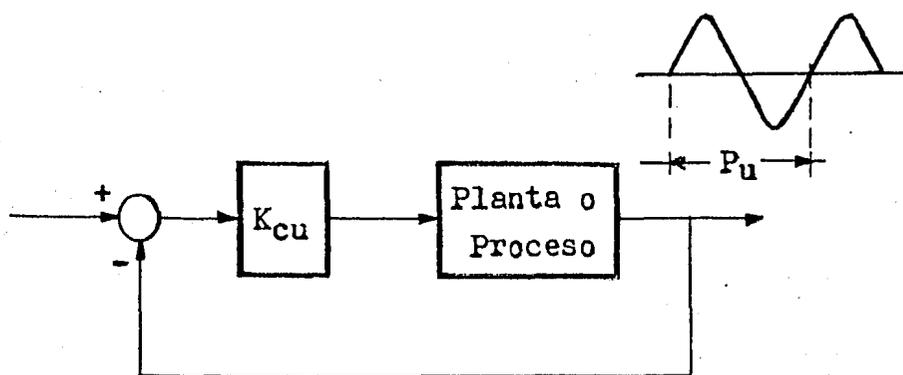


Fig. 4.8

Ziegler-Nichols indican que haciendo los ajustes en el controlador siguiendo sus recomendaciones, se obtiene una respuesta del proceso en la cual las oscilaciones decaen con una razón de $1/4$, esto significa que la segunda oscilación es cuatro veces menor que la primera y así sucesivamente con las siguientes. Ellos consideran que una respuesta que presente esa razón de decaimiento, es una buena solución entre tener una respuesta rápida pero excesivamente oscilatoria y una respuesta no oscilatoria pero lenta.

C A P I T U L O 5

IMPLEMENTACION ELECTRONICA DE LOS METODOS DE CONTROL

En este capítulo, se analizan y describen los circuitos electrónicos empleados para obtener las acciones de control, estudiadas en el anterior y son: la proporcional, la integral y la derivativa.

5.1 CONTROLADOR PROPORCIONAL

La implementación de este controlador se logró, por medio de un amplificador operacional en configuración inversora, la Fig. 5.1 corresponde al controlador proporcional.

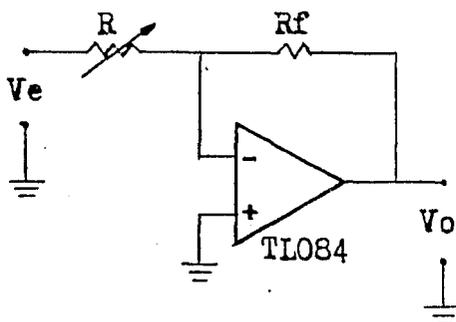


Fig. 5.1 Controlador proporcional.

La relación entre la salida y la entrada del circuito de la Fig. 5.1 es:

$$\frac{V_o}{V_e} = - \frac{R_f}{R}$$

Los valores de las resistencias son:

$$R_f = 33 \text{ K}\Omega$$

R es un potenciómetro de 35 K Ω .

Con los valores dados, se puede tener una ganancia del controlador proporcional desde 1 hasta 300, suficiente para cualquier ejemplo que se analice y se quiera ver como se comporta el sistema, al variar este parámetro.

5.2 CONTROLADOR INTEGRAL

Para realizar el controlador integral se empleó un amplificador operacional, realimentando la salida hacia la entrada inversora por medio de un capacitor, como se muestra en la Fig. 5.2, su función de transferencia es:

$$\frac{V_o(s)}{V_e(s)} = -\frac{Z_c}{R}$$

donde:

$$Z_c = \frac{1}{Cs}$$

R es un potenciómetro de 1 M Ω

$$C = 22 \mu\text{f}$$

finalmente:

$$\frac{V_o(s)}{V_e(s)} = -\frac{1}{RCs} = -\frac{1}{T_i s}$$

Variando la resistencia R se puede cambiar el tiempo integral T_i , desde 0.5 seg. hasta 22 seg.

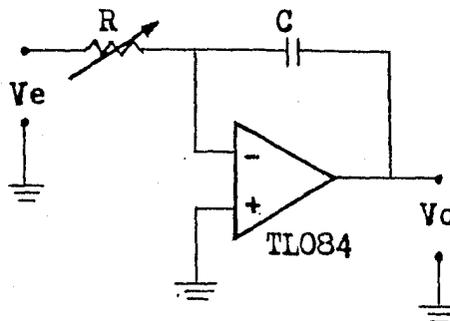


Fig. 5.2 Controlador integral.

5.3 CONTROLADOR DERIVATIVO

Un amplificador operacional con la configuración mostrada en la Fig. 5.3, se utilizó para conseguir el controlador derivativo, la función de transferencia correspondiente es:

$$\frac{V_o(s)}{V_e(s)} = -\frac{R}{Z_c}$$

donde:

$$Z_c = \frac{1}{Cs}$$

R es un potenciómetro de 500 K Ω .

C = 2.2 μ f

finalmente:

$$\frac{V_o(s)}{V_e(s)} = -RCs = -T_d s$$

Con el potenciómetro R se puede ajustar el tiempo derivativo T_d , desde 0.02 seg. hasta 1 seg.

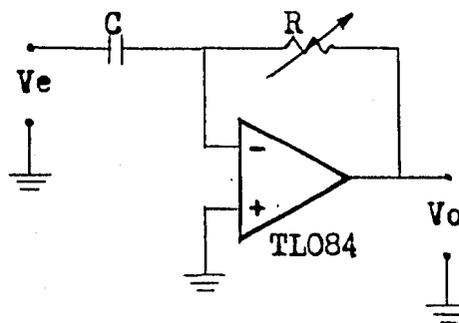


Fig. 5.3 Controlador derivativo.

Las acciones de control: proporcional e integral, proporcional y derivativa, proporcional y derivativa e integral. Se obtienen simplemente conectando la salida del primer controlador, a la entrada del siguiente. En la acción PID la señal de entrada sufrirá un cambio de signo a la salida del diferenciador, por lo que se necesita volverla a invertir para que sea positiva y poderla introducir a nuestra planta, - por lo tanto, ocuparemos un inversor de signo para ser usado en este caso.

El inversor de signo es idéntico al circuito de la Fig. 5.1, únicamente que las resistencias R_f y R son fijas y su valor en el circuito es de 220 K Ω .

CAPITULO 6

MANUAL DE OPERACIONES

En una lámina de acrílico de 30 cm×20.5 cm fueron distribuidos los controles de todo el sistema (Fig. 6.1). La operación del sistema es sencilla debido a que se utiliza en la entrada y salida de cada circuito un enchufe hembra, y -- por medio de cables se interconectan los circuitos necesarios para la simulación del sistema de control en estudio.

Se necesitan dos fuentes de voltaje para la polarización +Vcc y -Vcc, su valor debe ser entre ± 5 V y ± 15 V.

La función escalón unitario se obtiene al presionar el interruptor marcado con una S en la Fig. 6.1. El potenciómetro marcado con el número 1 regula la amplitud del escalón, al lado derecho de éste se encuentra el enchufe en el cual obtenemos el escalón con la amplitud deseada.

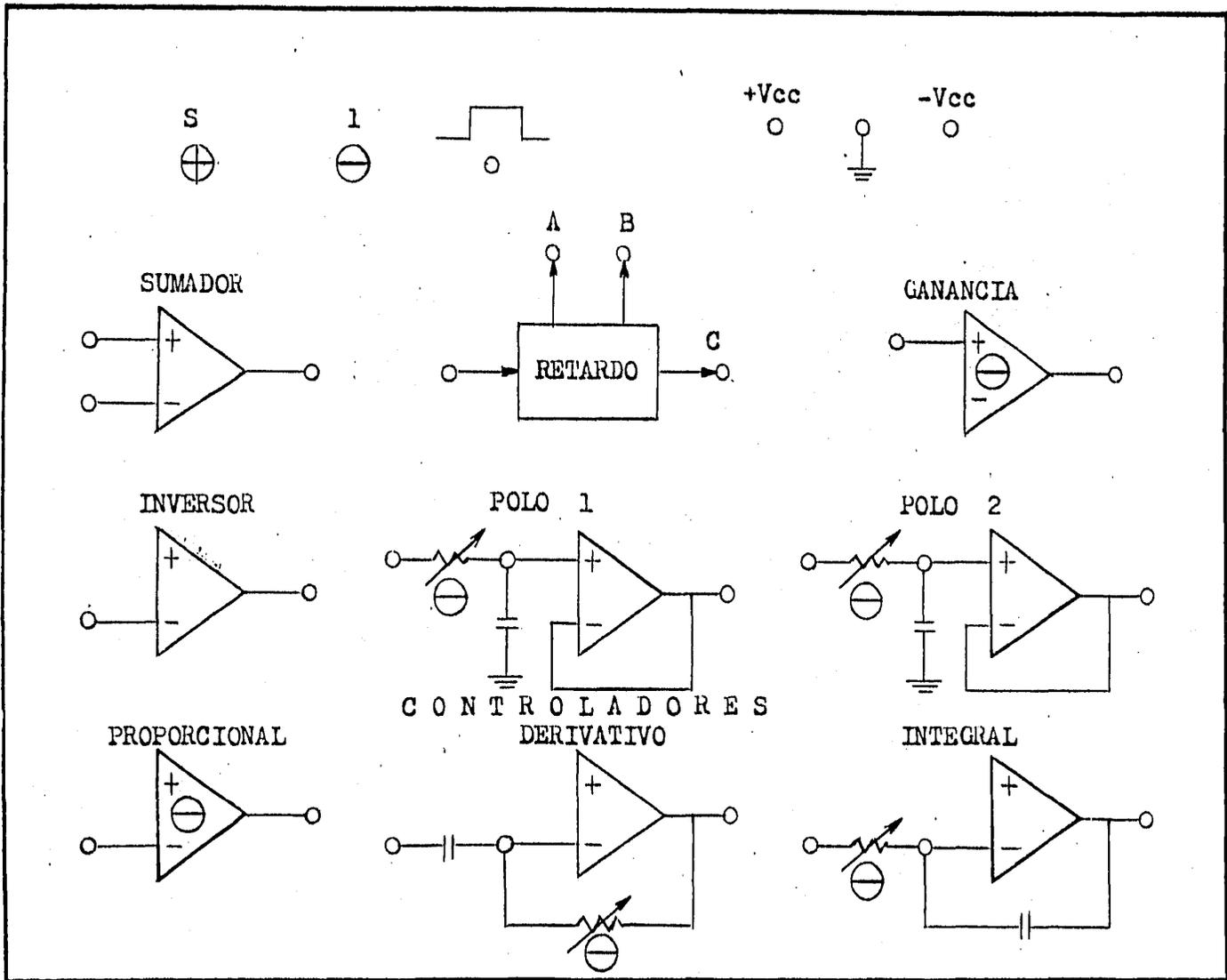
En el bloque del retardo se tienen tres salidas A, B y C; la salida A es la salida del tercer muestreador, la salida B es la salida del sexto muestreador y la salida C es la salida del décimo muestreador. En seguida se enumeran con sus correspondientes tiempos de retardo.

Salida	Tiempo aproximado de retardo
A	0.3 seg.
B	0.6 seg.
C	1.0 seg.

La resistencia variable R de la ganancia (ver capítulo 3) se mide entre el punto de tierra y el punto de prueba (PP1).

La resistencia variable R del controlador proporcional (ver capítulo 5) se mide entre la entrada negativa de éste y el punto de prueba (PP2).

Fig. 6.1 Distribución de los controles del sistema completo.



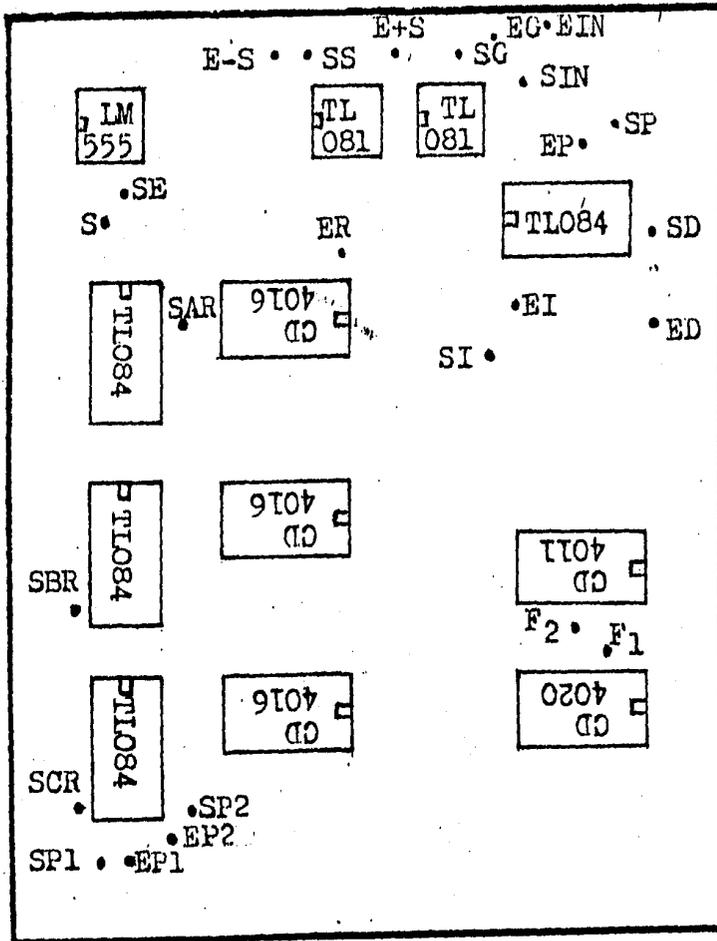


Fig. 6.2 Lado de los componentes del impreso.

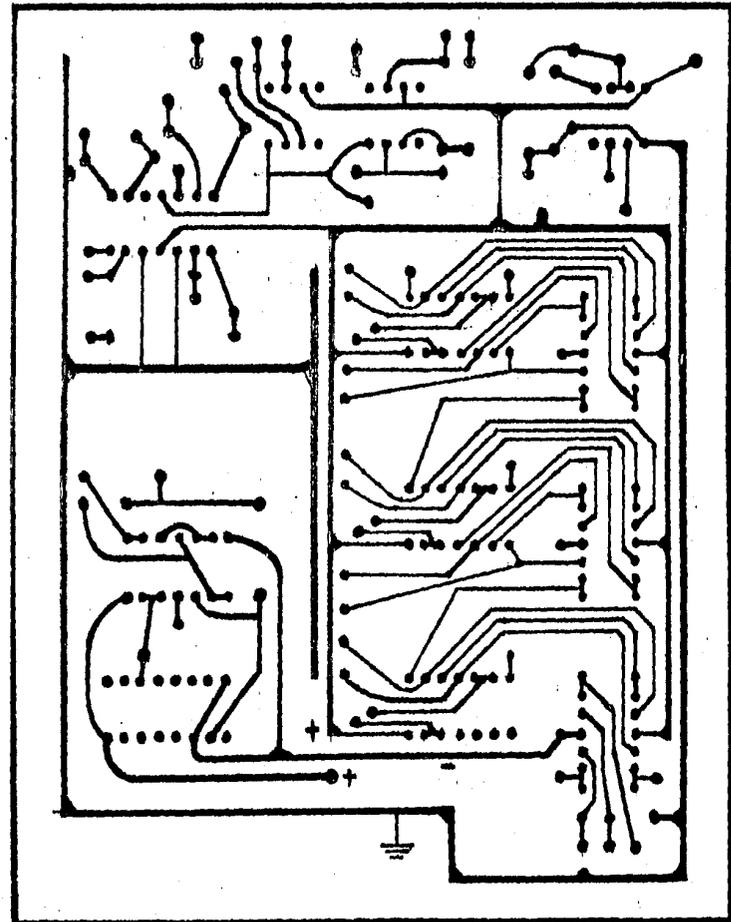


Fig. 6.3 Lado de las conexiones del impreso.

Los restantes circuitos se analizan en los capítulos 3 y 5.

La Fig. 6.2 muestra la colocación de los componentes en la tableta del impreso, el lado de las conexiones se ve en la Fig. 6.3, estas dos figuras fueron hechas a tamaño natural.

El significado de las claves usadas en la Fig. 6.2 que señalan la ubicación de los puntos más importantes de los circuitos es:

- E-S Entrada inversora del sumador.
- E+S Entrada no inversora del sumador.
- SS Salida del sumador.
- SE Salida del escalón.
- S Interruptor disparador del escalón.
- ER Entrada del retardo.
- SAR Salida A del retardo.
- SBR Salida B del retardo.
- SCR Salida C del retardo.
- EG Entrada de la ganancia.
- SG Salida de la ganancia.
- EIN Entrada del inversor.
- SIN Salida del inversor.
- EP Entrada del controlador proporcional.
- SP Salida del controlador proporcional.
- ED Entrada del controlador derivativo.
- SD Salida del controlador derivativo.
- EI Entrada del controlador integral.
- SI Salida del controlador integral.
- EP1 Entrada del polo 1.
- SP1 Salida del polo 1.
- EP2 Entrada del polo 2.
- SP2 Salida del polo 2.

A continuación se presentan algunos ejemplos simulados - en el prototipo, las gráficas obtenidas se observaron en el osciloscopio de memoria HEWLETT-PACKARD modelo 1741A.

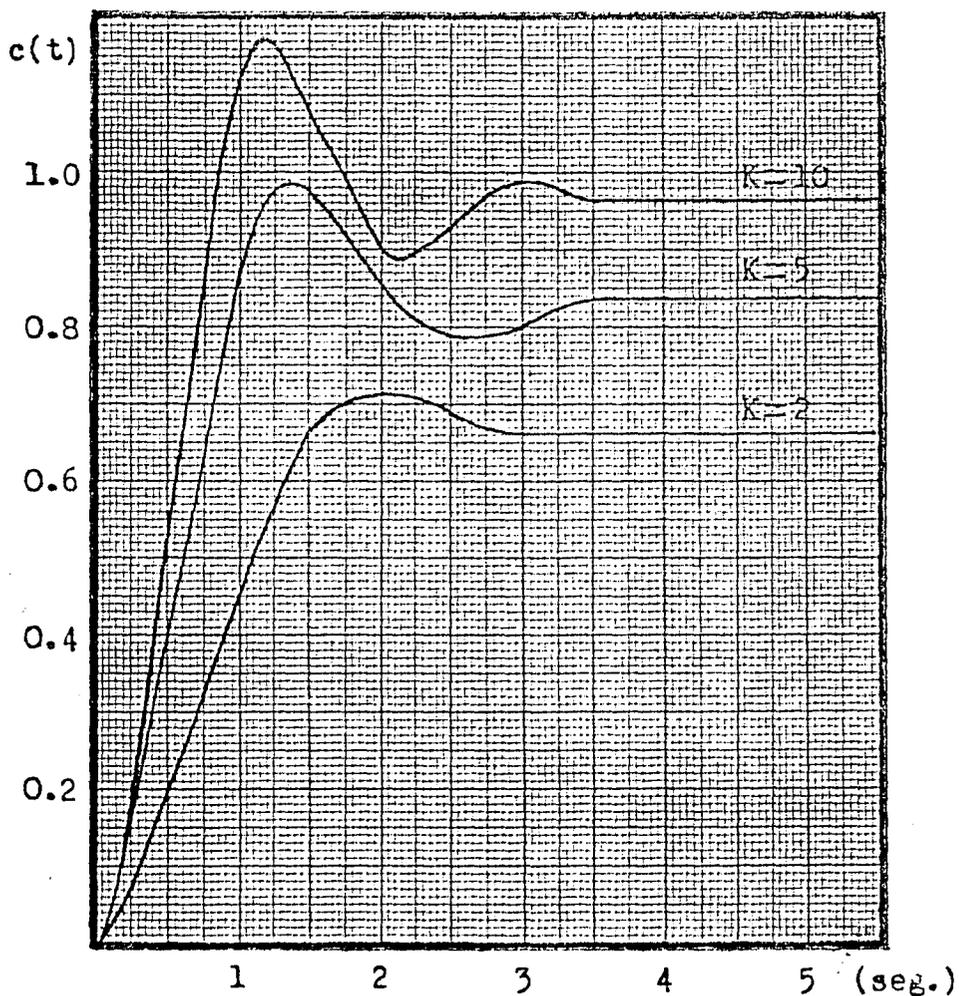


Fig. 6.4 Estas señales corresponden a la salida del sistema $\frac{K}{(s+1)(s+2)}$ en lazo cerrado.

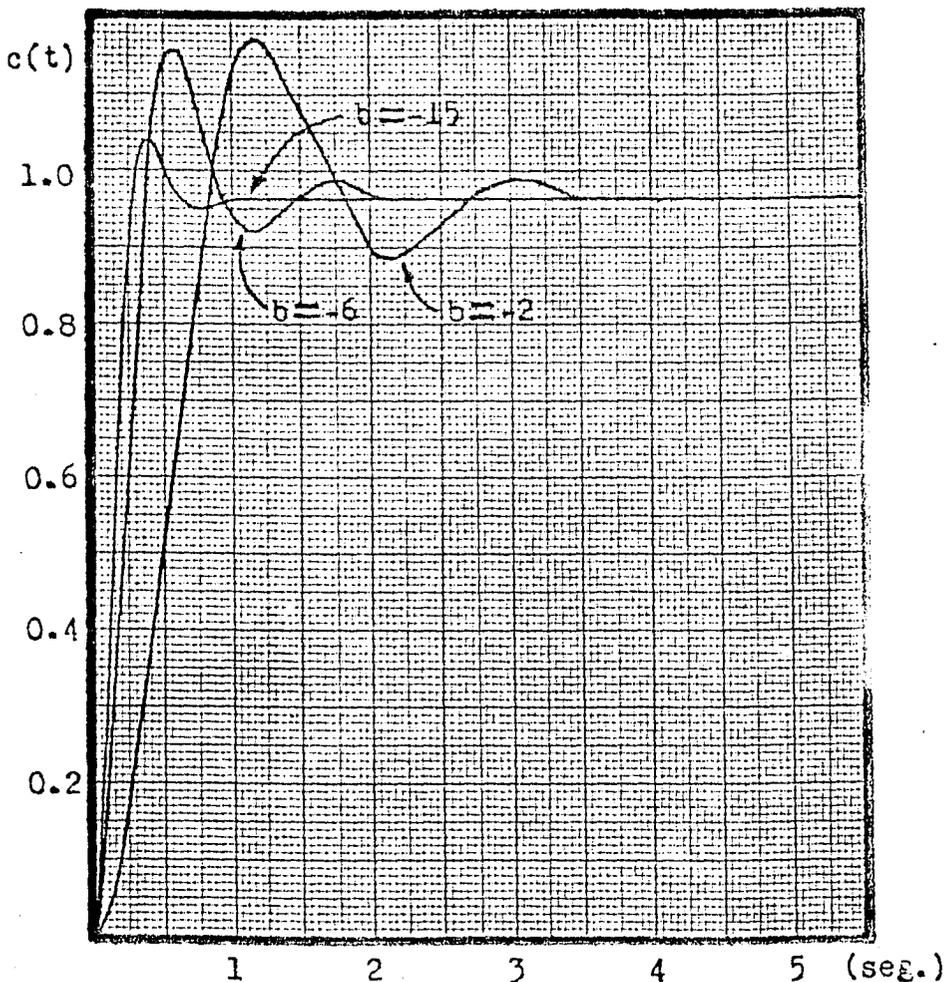


Fig. 6.5 Señales obtenidas a la salida del sistema $\frac{10}{(s+1)(s+b)}$ en lazo cerrado.

En la Fig. 6.6 se muestran las señales de la salida del sistema $5/(s+1)$, la curva A es en lazo abierto y la curva B es en lazo cerrado. Después se le incorporó el controlador integral dándole diferentes valores al tiempo integral, resultando las señales de la Fig. 6.7.

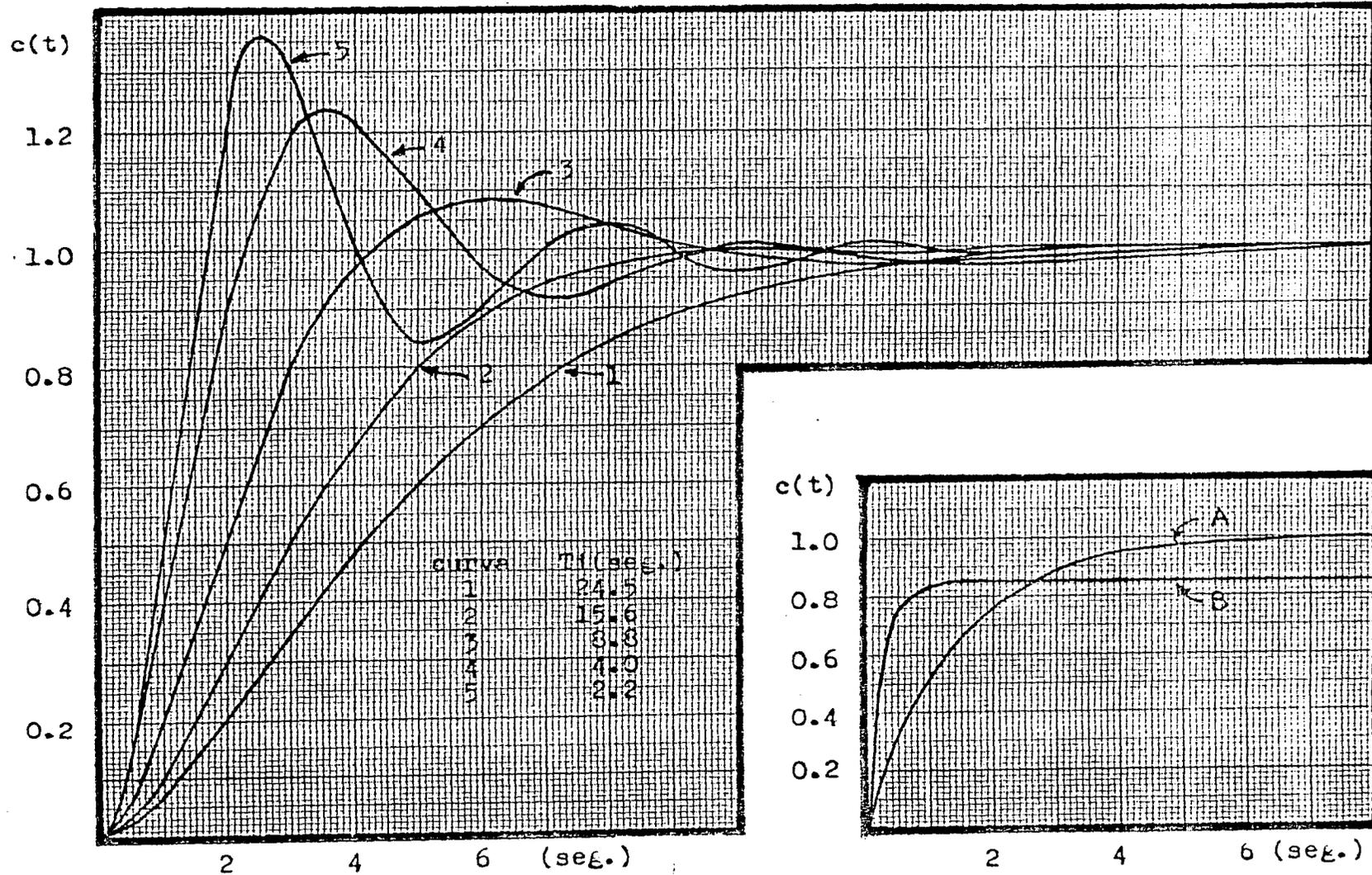


FIG. 6.7

FIG. 6.6

Para el sistema cuya función de transferencia es:

$$\frac{2e^{-0.3s}}{(s+1)(s+2)}$$

y con una ganancia del controlador proporcional $K_{CU}=5$, se obtuvo una oscilación sostenida de período $P_U=2.2$ seg.

Se aplicaron las expresiones para el ajuste de los controladores de Ziegler-Nichols, estas son:

Acción P		Acción PID	
$K_C=0.5 K_{CU}$	$K_C=0.6 K_{CU}$	$T_i=0.5 P_U$	$T_d=0.125 P_U$
$K_C=2.5$	$K_C=3$	$T_i=1.1$ seg.	$T_d=0.275$ seg.

Las curvas resultantes se observan en la Fig. 6.8

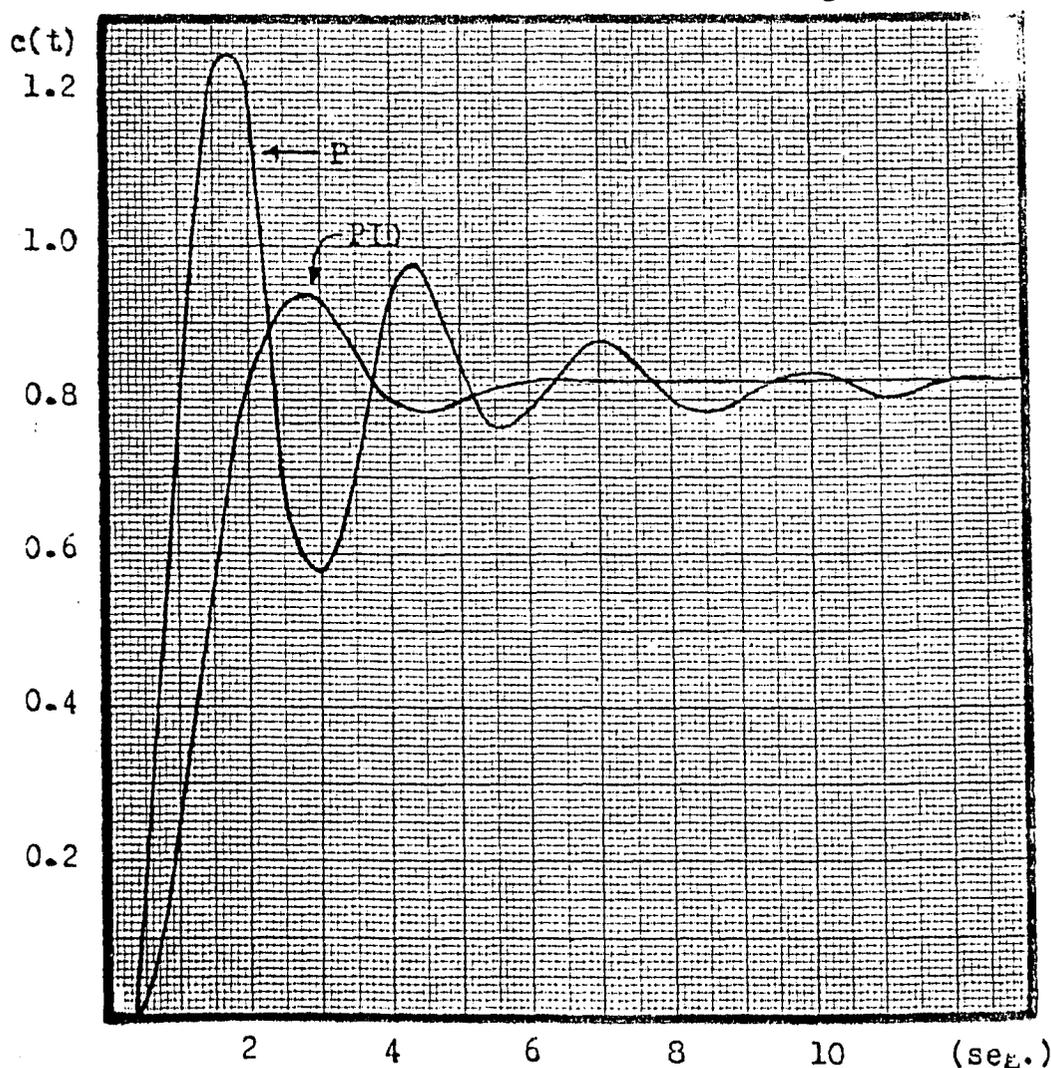


Fig. 6.8

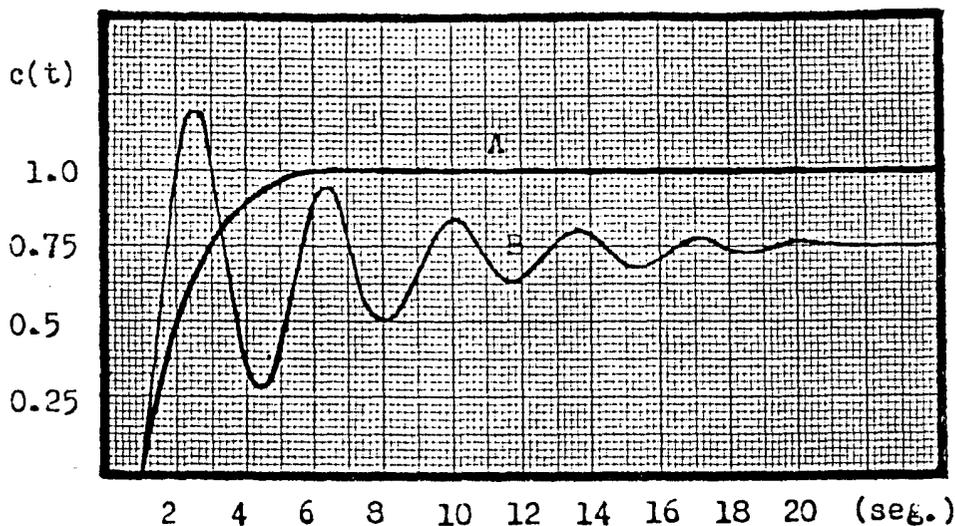


Fig. 6.9 Respuestas al escalón unitario del sistema:

$$\frac{2e^{-s}}{(s+1)}$$

La curva A es en lazo abierto.

La curva B es en lazo cerrado.

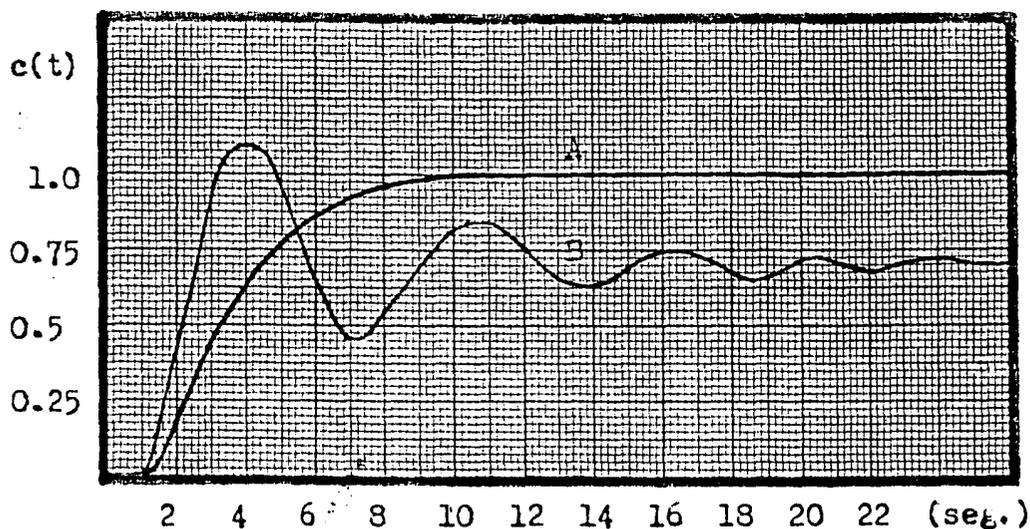


Fig. 6.10 Estas señales corresponden a la salida del sistema:

$$\frac{2e^{-s}}{(s+1)^2}$$

La señal A es en lazo abierto.

La señal B es en lazo cerrado.

La curva que aparece en la Fig. 6.11 es la respuesta al escalón unitario en lazo abierto del sistema:

$$\frac{2}{s(s+1)(s+2)}$$

Se calcularon los valores de $R=0.325$ y $L=1.2$ seg. para ajustar los parámetros del controlador.

Empleando los resultados siguientes, se cerró el lazo de realimentación obteniendo las curvas de la Fig. 6.12.

Acción PI

$$K_C = 2.31$$

$$T_i = 3.96 \text{ seg.}$$

Acción PID

$$K_C = 3.07$$

$$T_i = 2.4 \text{ seg.}$$

$$T_D = 0.6 \text{ seg.}$$

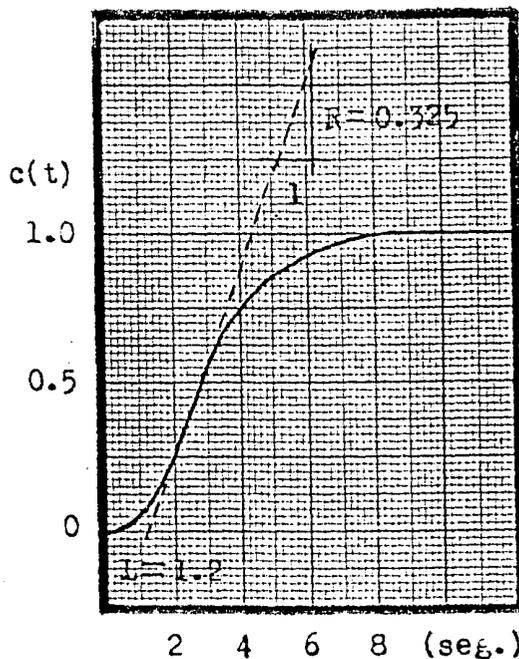


Fig. 6.11

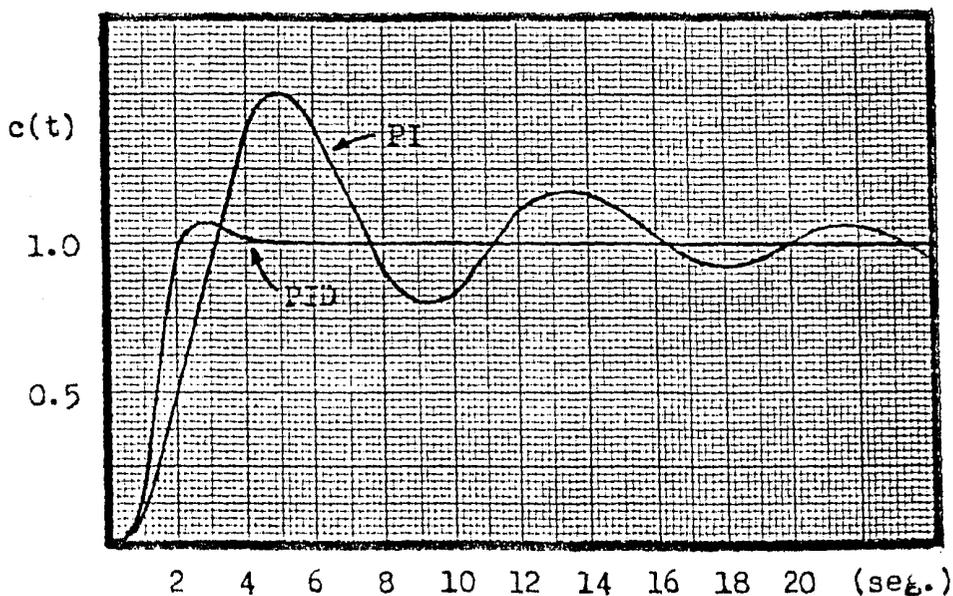


Fig. 6.12

C O N C L U S I O N E S

Al principio de este trabajo se pensó en que la interconexión de los circuitos que integran el prototipo, se efectuara por medio de interruptores, pero la idea fué desechada ya que sería bastante complicado su manejo, debido al gran número de interruptores necesarios para obtener los diferentes sistemas que es posible simular con él. Finalmente, se decidió que la interconexión se realizará por medio de cables, para lo cual se requiere tener acceso a la entrada y salida de cada circuito, esto se logra a través de enchufes hembra.

También, sería conveniente una fácil identificación de los circuitos, por lo tanto se ilustran adecuadamente en el módulo final.

Los resultados de los ejemplos simulados en general fueron aceptables, aunque al aplicar los criterios propuestos por Zieglers-Nichols para el ajuste de los parámetros del controlador, no se obtuvieron los cambios esperados en la salida de los sistemas, dado que en la realidad los controladores modifican el lugar geométrico de las raíces. Por ejemplo, en un sistema simulado de segundo orden al introducir la acción integral no se deberían presentar ni siquiera oscilaciones sostenidas, sin embargo, existían oscilaciones de amplitud creciente, es decir, se tenía un sistema inestable.

Para facilitar la tarea de graficar las señales de interés se podría adaptar un graficador x-y, con lo que se obtendrán gráficas más fieles a las originales.

Las posibilidades del prototipo son amplias para fines didácticos, en el laboratorio se podrían diseñar prácticas con el objetivo de reafirmar distintos aspectos relativos a los sistemas de control, y una de las más importantes, que

el alumno vea en el osciloscopio las señales de respuesta de los sistemas vistos en clase.

Algunos de los aspectos susceptibles de estudio son:

1. El tiempo de asentamiento, por ciento de sobretiro, constante de tiempo, error en estado estacionario (en relación a este punto el resultado en las gráficas - obtenidas es bastante exacto), margen de ganancia, etc.

2. Implementación de compensadores con redes pasivas de elementos discretos, en lugar de usar los controladores.

3. Efectuar análisis en frecuencia para determinar tanto la ubicación como el número de polos.

B I B L I O G R A F I A

1. Katsuhiko Ogata. INGENIERIA DE CONTROL MODERNA. España: - Prentice-Hall, 1980.
2. Distefano III, Stubberud, y Williams. RETROALIMENTACION Y SISTEMAS DE CONTROL. México: McGraw-Hill, 1978.
3. Auslander, Takahashi, y Rabins. INTRODUCCION A SISTEMAS - DE CONTROL. Colombia: McGraw-Hill, 1976.
4. D'azzo, y Houppis. SISTEMAS REALIMENTADOS DE CONTROL. España: Paraninfo, S. A., 1980.
5. Harrison, y Bollinger. CONTROLES AUTOMATICOS. México: Trillas, 1979.
6. Canales, y Barrera. ANALISIS DE SISTEMAS DINAMICOS Y CONTROL AUTOMATICO. México: Limusa, 1977.
7. Millman, y Halkias. ELECTRONICA INTEGRADA. España: Editorial Hispano Europea, 1976.
8. Kuo B. C. SISTEMAS AUTOMATICOS DE CONTROL. México: C.E.C. S.A., 1979.
9. Albarrán J. F. DISPOSITIVOS DE TRANSFERENCIA DE CARGA. (Revista de la Facultad de Ingeniería U.N.A.M., Vol. XLVI No. 4, Oct.-Dic. 1976).
10. Creus A. S. INSTRUMENTACION INDUSTRIAL. México: Marcombo, 1981.
11. LINEAR DATABOOK. N. Y.: National Semiconductor, 1978.
12. CMOS INTEGRATED CIRCUITS. N. Y.: National Semiconductor, 1978.