



**UNIVERSIDAD LAICA “ELOY ALFARO” DE
MANABÍ**

**FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**TESIS DE GRADO
PREVIA A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE:
INGENIERO ELÉCTRICO**

TEMA

**“CONTROL DE LAZO CERRADO A TRAVÉS DE ENTRADAS Y SALIDAS
ANALÓGICAS DE UN PLC S7-200 PARA MANTENER ESTABLE LA
TEMPERATURA DE UN PROCESO MONITOREADO DESDE UNA
PANTALLA GRÁFICA TÁCTIL”**

AUTORES

ROBERTO VITERI SILVA

CLAUDIO TAGLE PÉREZ

DIRECTOR

ING. RAÚL VILLAVICENCIO

MANTA – MANABÍ – ECUADOR

2011-2012

AGRADECIMIENTO.

A Dios quien con su infinita gracia, me infundio la fuerza necesaria para poder soportar los momentos más difíciles de mi vida y alcanzar esta primera meta.

Agradezco a mis padres, hermanos de sangre y de espíritu y familiares, que siempre me han brindado su apoyo incondicional y moral.

A todos quienes han colaborado en esta tarea, mi director de tesis Ing. Raúl Villavicencio, la Universidad, que día a día supieron llenar ese afán de conocimiento y superación.

Finalmente a mi compañero de tesis, por su esfuerzo diario y mis amigos, ya que siempre he podido contar con ellos en todo momento.

ROBERTO

Todo trabajo es producto de esfuerzo y constancia, sustenta sus bases en el apoyo brindando por seres especiales.

Quiero agradecer a Dios fuente de mi energía creadora, mi luz.

A mis padres quienes sembraron en mí, principios de superación, su amor ha sido mi mayor aliciente en vida.

A mi esposa y a mis hijos, motivos y razón del porqué de mi existencia.

Al Ing. Raúl Villavicencio que con acierto y sabiduría guio este trabajo. Dios compense su generosidad.

A todas las personas que a lo largo de mis estudios fueron ejemplos de los logros realizados.

Mil Gracias,

CLAUDIO

DEDICATORIA

A mis padres, Vinicio y Bessie, quienes con sus enseñanzas cultivaron día a día la honradez, perseverancia, trabajo, y gracias a estos valores pude luchar con esfuerzo y dedicación para culminar con éxitos uno más de mis sueños.

A mis hermanos de sangre y mi hermano de espíritu Patricio, quienes compartieron conmigo experiencias y no dudaron jamás en ser parte de este sueño.

A mi tío Patricio quien siempre estuvo animándome a alcanzar esta primera meta, porque creyó en mí.

ROBERTO.

Desde los albores de mi vida Dios proyecto en mis deseos de superación y éxitos.

Hoy dedico este trabajo a mis padres, hermanos, a mi esposa e hijos, porque gracias a su amor han sido pilares fundamentales para lograr esta meta propuesta; convertirme en profesional.

¡Mi triunfo es de ustedes!

CLAUDIO.

CERTIFICACION.

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Roberto Viteri Silva y Claudio Germán Tagle Pérez bajo mi supervisión.

Ing., Raúl Villavicencio
DIRECTOR DE TESIS.

Responsabilidad del autor.

La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis, corresponden exclusivamente al autor, y el patrimonio intelectual de la Tesis de Grado corresponderá a la Universidad Laica Eloy Alfaro de Manabí.

Roberto Viteri Silva

Claudio Germán Tagle Pérez

Resumen.

En esta tesis se desarrolla la aplicación de un control automático, aplicado a un proceso, utilizando un Controlador Lógico Programable (PLC). Se destaca la diferencia al utilizar el método de auto sintonía, en el cual se predice un comportamiento del proceso y se realiza una acción anticipada en la variable del actuador, logrando estabilidad en el proceso generalmente aplicado en el sector industrial.

Índice General.

	Pág.
Introducción.....	8
Capitulo 1 “Sensores de temperatura”.....	9
1.1 Introducción.....	10
1.2 Termocuplas.....	15
1.3 RTD’s.....	24
1.4 Transductores.....	29
1.5 Medidores de Temperatura.....	34
Capitulo 2 “Lazos de control cerrado”.....	38
2.1 Introducción.....	39
2.2 Control Proporcional.....	75
2.3 Control Integral.....	76
2.4 Control PID.....	77
Capitulo 3 “Métodos de auto sintonía de reguladores PID”.....	79
3.1 Técnicas de auto sintonización de lazo cerrado.....	80
3.2 Método de Dormido y Morilla.....	81

3.3 Método de Astrom y Hagglund.....	82
Capitulo 4 “Configuración de lazos PID en el S7200”.....	84
4.1 Asistente de control PID.....	85
4.2 Panel de control de sintonía PID.....	99
Capitulo 5 “Aplicaciones”.....	105
5.1 Folleto de practica.....	106
Conclusiones y Recomendaciones.....	142
Bibliografía.....	146

Introducción.

Los controles de las diferentes variables de un proceso deben ser controlados de una manera eficaz, ya que de esto dependerá la homogeneidad del producto que se esté elaborando. Por consiguiente se han desarrollado diferentes métodos de control para conseguir que las variable del proceso se mantengan lo más estable posible, entre estos métodos se encuentra el control Proporcional, el Integral y el Derivativo, pudiendo combinarse entre dos o los tres controles.

Estos controles de lazo cerrado se pueden ejecutar desde diferentes equipos de control, entre ellos uno de los más utilizados es el de los Controladores Lógicos Programables (PLC), en el laboratorio de Controles Industriales se dispone de los PLC, pero no de los sensores y módulos de entrada y salida analógicas, las mismas q serán suministradas como parte del presente proyecto.

El objetivo de esta tesis es lograr una comprensión sobre la estabilidad que se logra en el comportamiento de una variable con un sistema de control en procesos aplicables a la industria o residencia y plantear una guía introductoria a la configuración de estos sistemas de control en un PLC.

Capitulo 1

Sensores de Temperatura.



1.1 Introducción.

Un **sensor** es un dispositivo capaz de medir magnitudes físicas o químicas, llamadas variables de instrumentación, y transformarlas en variables eléctricas. Las variables de instrumentación pueden ser por ejemplo: temperatura, intensidad lumínica, distancia, aceleración, inclinación, desplazamiento, presión, fuerza, torsión, humedad, pH, etc. Una magnitud eléctrica puede ser una resistencia eléctrica (como en una RTD), una capacidad eléctrica (como en un sensor de humedad), una Tensión eléctrica (como en un termopar), una corriente eléctrica (como en un fototransistor), etc.

Un sensor se diferencia de un transductor en que el sensor está siempre en contacto con la variable de instrumentación con lo que puede decirse también que es un dispositivo que aprovecha una de sus propiedades con el fin de adaptar la señal que mide para que la pueda interpretar otro dispositivo. Como por ejemplo el termómetro de mercurio que aprovecha la propiedad que posee el mercurio de dilatarse o contraerse por la acción de la temperatura. Un sensor también puede decirse que es un dispositivo que convierte una forma de energía en otra. Áreas de aplicación de los sensores: Industria automotriz, Industria aeroespacial, Medicina, Industria de manufactura, Robótica, etc.

Los sensores pueden estar conectados a un computador para obtener ventajas como son el acceso a una base de datos, la toma de valores desde el sensor, etc.

Características de un sensor.

Entre las características técnicas de un sensor se destacan las siguientes:

- Rango de medida: dominio en la magnitud medida en el que puede aplicarse el sensor.
- Precisión: es el error de medida máximo esperado.
- Offset o desviación de cero: valor de la variable de salida cuando la variable de entrada es nula. Si el rango de medida no llega a valores nulos de la variable de entrada, habitualmente se establece otro punto de referencia para definir el offset.
- Linealidad o correlación lineal.
- Sensibilidad de un sensor: relación entre la variación de la magnitud de salida y la variación de la magnitud de entrada.
- Resolución: mínima variación de la magnitud de entrada que puede apreciarse a la salida.
- Rapidez de respuesta: puede ser un tiempo fijo o depender de cuánto varíe la magnitud a medir. Depende de la capacidad del sistema para seguir las variaciones de la magnitud de entrada.
- Derivas: son otras magnitudes, aparte de la medida como magnitud de entrada, que influyen en la variable de salida. Por ejemplo, pueden ser

condiciones ambientales, como la humedad, la temperatura u otras como el envejecimiento (oxidación, desgaste, etc.) del sensor.

- Repetitividad: error esperado al repetir varias veces la misma medida.

Un sensor es un tipo de transductor que transforma la magnitud que se quiere medir o controlar, en otra, que facilita su medida. Pueden ser de indicación directa (e.g. un termómetro de mercurio) o pueden estar conectados a un indicador (posiblemente a través de un convertidor analógico a digital, un computador y un display) de modo que los valores detectados puedan ser leídos por un humano.

Por lo general, la señal de salida de estos sensores no es apta para su lectura directa y a veces tampoco para su procesado, por lo que se usa un circuito de acondicionamiento, como por ejemplo un puente de Wheatstone, amplificadores y filtros electrónicos que adaptan la señal a los niveles apropiados para el resto de la circuitería.

Puente de Wheatstone

El puente de Wheatstone. es un instrumento eléctrico de medida inventado por Samuel Hunter Christie en 1832, mejorado y popularizado por Sir Charles Wheatstone en 1843. Se utiliza para medir resistencias desconocidas mediante el equilibrio de los brazos del puente. Estos están constituidos por cuatro resistencias que forman un circuito cerrado, siendo una de ellas la resistencia bajo medida.

Descripción

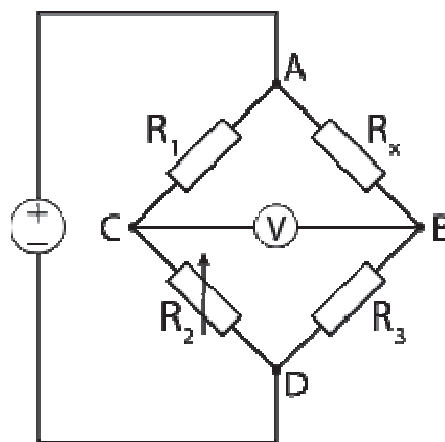


Fig 1.

La Figura 1 muestra la disposición eléctrica del circuito, vemos que, R_x es la resistencia cuyo valor queremos determinar, R_1 , R_2 y R_3 son resistencias de valores conocidos, además la resistencia R_2 es ajustable. Si la relación de las dos resistencias del brazo conocido (R_1/R_2) es igual a la relación de las dos del brazo desconocido (R_x/R_3), el voltaje entre los dos puntos medios será nulo y por tanto no circulará corriente alguna entre esos dos puntos C y B.

Para efectuar la medida lo que se hace es variar la resistencia R₂ hasta alcanzar el punto de equilibrio. La detección de corriente nula se puede hacer con gran precisión mediante el galvanómetro A.

La dirección de la corriente, en caso de desequilibrio, indica si R₂ es demasiado alta o demasiado baja. El valor de la F.E.M. (E) del generador es indiferente y no afecta a la medida.

Cuando el puente está construido de forma que R₃ es igual a R₂, R_x es igual a R₁ en condición de equilibrio. (Corriente nula por el galvanómetro).

Asimismo, en condición de equilibrio siempre se cumple que:

$$R_x = \frac{R_1 \times R_3}{R_2}$$

Si los valores de R₁, R₂ y R₃ se conocen con mucha precisión, el valor de R_x puede ser determinado igualmente con precisión. Pequeños cambios en el valor de R_x romperán el equilibrio y serán claramente detectados por la indicación del galvanómetro.

De forma alternativa, si los valores de R₁, R₂ y R₃ son conocidos y R₂ no es ajustable, la corriente que fluye a través del galvanómetro puede ser utilizada para calcular el valor de R_x siendo este procedimiento más rápido que el ajustar a cero la corriente a través del medidor

1.2 Termocuplas.



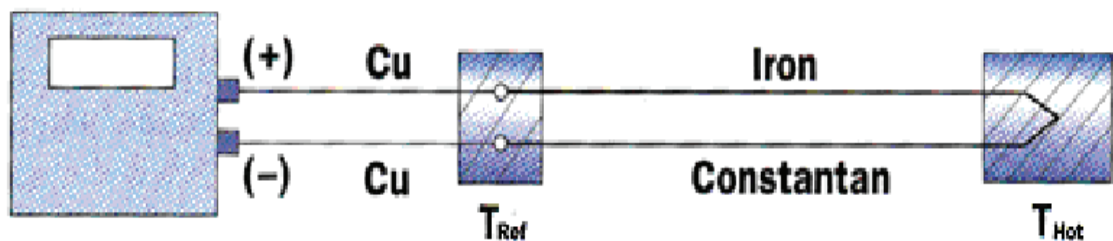
Las termocuplas son el sensor de temperatura más común utilizado industrialmente. Una termocupla se hace con dos alambres de distinto material unidos en unos extremos soldados generalmente). Al aplicar temperatura en la unión de los metales se genera un voltaje muy pequeño (efecto Seebeck) del orden de los milivolts el cual aumenta con la temperatura.

El físico alemán Thomas J. Seebeck descubrió en 1820 que si se cierra el circuito por la unión de dos materiales distintos y esta unión tiene contacto físico con un objeto la temperatura de este se ve como una diferencia de potencial que se genera en la unión de los metales. Al circuito de este tipo

se llama “termopar” y un número de ellos conectados en serie es llamado termopila.

La unión de dos aleaciones diferentes entregan un voltaje de directa, propiedad eléctrica muy importante. La polaridad de esta depende de la química de la aleación, ver tabla 1 para ejemplos.

Un termopar ideal consiste en un par de conductores homogéneos y de una sola pieza de distintos materiales, aleaciones, conectados y unidos en el extremo que servirá para tocar o acercar al objeto del cual queremos averiguar su temperatura.



Normalmente las termocuplas industriales se consiguen encapsuladas dentro de un tubo de acero inoxidable u otro material (vainas), en un extremo está la unión y en el otro el terminal eléctrico de los cables, protegido adentro de una caja redonda de aluminio (cabezal).

Tipos de Termocuplas.

Existen una infinidad de tipos de termocuplas, en la Tabla 1 aparecen algunas de las más comunes, pero casi el 90% de las termocuplas utilizadas son del tipo J ó del tipo K.

Tipo de Termopar	Materiales	Rango de aplicación en °C
B	Platino 30%, Rodio (+) Platino 6%, Rodio (-)	1370 a 1700
C	W5Re Tungsteno 5% Rhenium (+) W26Re Tungsteno 26% Rhenium	1650 a 2315
E	Cromo (+) Constantano (-)	95 a 900
J	Acero (+) Constantano (-)	95 a 760
K	Cromo (+) Alumel (-)	95 a 1260
N	Nicrosil (+) Nisil (-)	650 a 1260

R	Platino 13% Rodio (+) Platino (-)	870 a 1450
S	Platino 10% Rodio (+) Platino (-)	980 a 1450
T	Cobre (+) Constantano (-)	-200 a 350
Tabla 1.		

Para seleccionar el tipo adecuado de termopar a usar en la aplicación es necesario observar los siguientes puntos básicos:

1. Rango de temperatura a medir.
2. Tolerancia y cantidad de error que permite la aplicación
3. ¿Es posible que el termopar toque al objeto sin que este sea invasivo y altere al objeto?
4. ¿Qué tipo de contacto físico se requiere para sensar la temperatura?

Linealización.

La dependencia entre el voltaje entregado por la termocupla y la temperatura no es lineal (no es una recta), es deber del instrumento electrónico destinado a mostrar la lectura, efectuar la linealización, es decir tomar el voltaje y conociendo el tipo de termocupla, ver en tablas internas a que temperatura corresponde este voltaje.

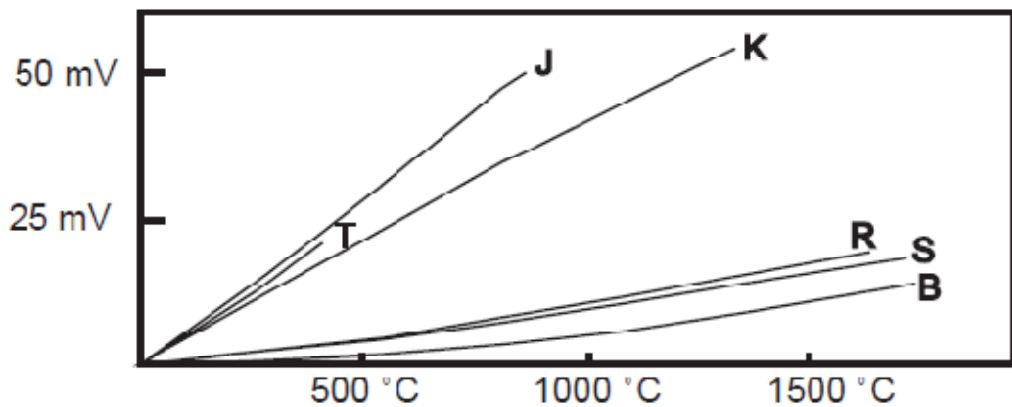


Fig. 2

Compensación de cero.

El principal inconveniente de las termocuplas es su necesidad de "compensación de cero". Esto se debe a que en algún punto, habrá que empalmar los cables de la termocupla con un conductor normal de cobre.

En ese punto se producirán dos nuevas termocuplas con el cobre como metal para ambas, generando cada una un voltaje proporcional a la temperatura de ambiente (T_a) en el punto del empalme.

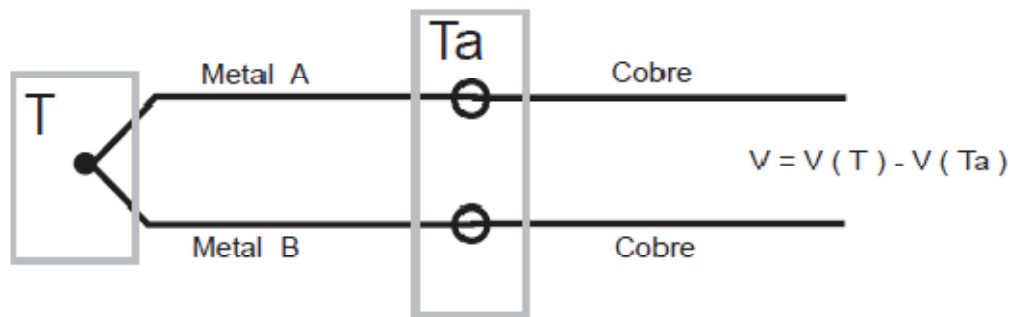


Fig. 3

Antiguamente se solucionaba este problema colocando los empalmes en un baño de hielo a cero grados para que generen cero voltaje ($T_a = 0$ y luego $V(T_a) = 0$).

Actualmente todos los instrumentos modernos miden la temperatura en ese punto (mediante un sensor de temperatura adicional) y la suman para crear la compensación y obtener así la temperatura real.

El punto de empalme (llamado "unión ó juntura de referencia") es siempre en el conector a la entrada del instrumento pues ahí está el sensor de temperatura. De modo que es necesario llegar con el cable de la termocupla hasta el mismo instrumento.

Cables compensados.

TIPO DE TERMOPAR	TIPO DE CABLE		CÓDIGO INTERNACIONAL DE COLORES SEGUN IEC 60384-10	CÓDIGO DE COLORES INTERNACIONAL SEGUN IEC 60384-10 PARA TIPO DE INSTRUMENTOS	SERIES DE COLORES NACIONALES ESTÁNDAR				
	DETENCIÓN	COMPENSACIÓN			REINO UNIDO	EUROPA OCCIDENTAL	EUROPA DEL ESTE	FRANCIA	JAPÓN
K	KX								
		KCA							
		KCB							
T	TX								
J	JX								
N	NX								
		NC							
E	EX								
R	RCA								
	RCB								
S	SCA								
	SCB								
B	BC								
G	GC								
C	CC								
D	DC								

Fig. 4

Cuando el instrumento está muy retirado del lugar de medición, no siempre es posible llegar con el mismo cable de la termocupla al instrumento. Esto ocurre especialmente cuando se están usando termocuplas R, S ó B hechas con aleación de platino de muy alto precio.

La solución de este problema es usar los llamados "cables compensados" para hacer la extensión del cable. Estos exhiben el mismo coeficiente de Seebeck de la termocupla (pero hechos de otro material de menor precio) y por lo tanto no generan termocuplas parásitas en el empalme.

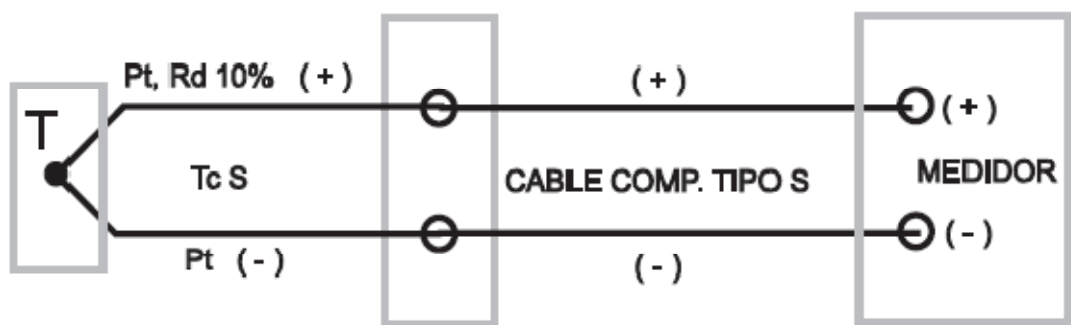


Fig. 5

Los cables compensados tienen una polaridad de conexión (+) y (-) que al conectarse con la termocupla se debe respetar.

Un error típico, es conectar al revés el cable en la termocupla y en el instrumento, de esta forma se genera un error en la lectura del orden de la temperatura de ambiente en el empalme.

En el caso particular de las lanzas usadas en la fundición de aceros, la termocupla se conecta en la punta con un cable compensado forrado en asbesto, que va por dentro de la lanza hasta el lado del mango. Ahí se empalma con otro cable compensado con revestimiento de goma más flexible que llega hasta la entrada del instrumento.

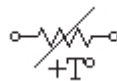
Es importantísimo que estos dos cables compensados sean para el tipo de termocupla que se está usando y además estén conectados con la polaridad correcta (+) con (+) y (-) con (-). De otra forma será imposible obtener una medición sin error.

Siempre se debe consultar al proveedor ó fabricante del cable compensado por los colores que identifican los cables (+) y (-), pues las normas de estos colores varían con el tipo de termocupla y país de procedencia del cable, estos se muestran en la Fig. 4.

1.3 RTD.



Los detectores de temperatura resistivos (RTD – Resistance Temperature Detector) son sensores de temperatura basados en la variación de la resistencia de un conductor con la temperatura. Su símbolo es el siguiente, en el que se indica una variación lineal con coeficiente de temperatura positivo.



Símbolo RTD

Al calentarse un metal habrá una mayor agitación térmica, dispersándose

más los electrones y reduciéndose su velocidad media, aumentando la resistencia. A mayor temperatura, mayor agitación, y mayor resistencia.

La variación de la resistencia puede ser expresada de manera polinómica como sigue a continuación. Por lo general, la variación es bastante lineal en márgenes amplios de temperatura.

$$R = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T)$$

Donde:

- R_0 es la resistencia a la temperatura de referencia T_0
- ΔT es la desviación de temperatura respecto a T_0 ($\Delta T = T - T_0$)
- α es el coeficiente de temperatura del conductor especificado a $0\text{ }^\circ\text{C}$, interesa que sea de gran valor y constante con la temperatura

Los materiales empleados para la construcción de sensores RTD suelen ser conductores tales como el cobre, el níquel o el platino. Las propiedades de algunos de éstos se muestran en la Tabla 2:

Parámetro	Platino (Pt)	Cobre (Cu)	Níquel (Ni)	Molibdeno (Mo)
Resistividad ($\mu\Omega\text{cm}$)	10.6	1.673	6.844	5.7
$\alpha(\Omega / \Omega / K)$	0.00385	0.0043	0.00681	0.003786
$R_0(\Omega)$	25, 50, 100, 200	10	50, 100, 120	100, 200, 500
margen ($^{\circ}\text{C}$)	-200 a +850	-200 a +260	-80 a +230	-200 a +200

Tabla 2.

De todos ellos es el platino el que ofrece mejores prestaciones, como:

- alta resistividad... para un mismo valor óhmico, la masa del sensor será menor, por lo que la respuesta será más rápida
- margen de temperatura mayor
- alta linealidad
- sin embargo, su sensibilidad (α) es menor

Un sensor muy común es el Pt100 (RTD de platino con $R=100 \Omega$ a $0 \text{ }^\circ\text{C}$). En la siguiente tabla se muestran valores estándar de resistencia a distintas temperaturas para un sensor Pt100 con $\alpha = 0.00385 \Omega / \Omega / \text{K}$.

Temperatura ($^\circ\text{C}$)	0	20	40	60	80	100
Resistencia (Ω)	100	107.79	115.54	123.24	130.87	138.50

Ventajas de los Sensores RTD

- Margen de temperatura bastante amplio.
- Proporciona las medidas de temperatura con mayor exactitud y repetitividad.
- El valor de resistencia del sensor RTD puede ser ajustado con gran exactitud por el fabricante (trimming), de manera que su tolerancia sea mínima. Además, éste será bastante estable con el tiempo.
- Los sensores RTD son los más estables con el tiempo, presentando derivas en la medida del orden de $0.1 \text{ }^\circ\text{C/año}$.
- La relación entre la temperatura y la resistencia es la más lineal.

- Los sensores RTD tienen una sensibilidad mayor que los termopares. La tensión debida a cambios de temperatura puede ser unas diez veces mayor.
- La existencia de curvas de calibración estándar para los distintos tipos de sensores RTD (según el material conductor, R_0 y α), facilita la posibilidad de intercambiar sensores entre distintos fabricantes.
- A diferencia de los termopares, no son necesarios cables de interconexión especiales ni compensación de la unión de referencia.

Inconvenientes de los Sensores RTD

- Dado que el platino y el resto de materiales conductores tienen todos una resistividad muy baja, para conseguir un valor significativo de resistencia será necesario devanar un hilo de conductor bastante largo, por lo que, sumando el elevado coste de por sí de estos materiales, el coste de un sensor RTD será mayor que el de un termopar o un termistor.
- El tamaño y la masa de un sensor RTD será también mayor que el de un termopar o un termistor, limitando además su velocidad de reacción.
- Los sensores RTD se ven afectados por el auto calentamiento.

- Los sensores RTD no son tan durables como los termopares ante vibraciones, golpes.
- No tener en cuenta la resistencia de los hilos de interconexión puede suponer un grave error de medida.

1.4 Transductores.



Un transductor es un dispositivo que convierte una señal de un tipo de energía en otra. La base es sencilla, se puede obtener la misma información de cualquier secuencia similar de oscilaciones, ya sean ondas sonoras (aire

vibrando), vibraciones mecánicas de un sólido, corrientes y voltajes alternos en circuitos eléctricos, vibraciones de ondas electromagnéticas radiadas en el espacio en forma de ondas de radio o las marcas permanentes grabadas en un disco o una cinta magnética.

Los transductores son aquellas partes de una cadena de medición que transforman una magnitud física en una señal eléctrica. Son especialmente importantes para que los medidores puedan detectar magnitudes físicas. Normalmente, estas magnitudes, como por ejemplo temperatura, presión, humedad del aire, presión sonora o luz, se convierten en una señal normalizada (p.e. 4 ... 20 mA). Las ventajas de la transformación son por un lado la flexibilidad, ya que muchos medidores soportan la transformación de señales normalizadas. Por otro lado, las magnitudes medidas pueden ser leídas a grandes distancias sin prácticamente pérdida alguna. Cuando se usan transductores, la unidad de evaluación debe recibir sólo el rango de medición, pues a partir de ahí, se calculan desde la señales eléctricas las magnitudes eléctricas. Algunos transductores ofrecen adicionalmente una separación galvánica entre la señal de entrada y de salida. Encontrará en nuestra gama de productos transductores para diferentes magnitudes.

Transductores de temperatura.



Los transductores de temperatura se emplean cada vez más. Tanto en el sector de calefacción, ventilación o climatización, o cualquier otro lugar donde es necesario controlar la temperatura en un proceso de producción. Los transductores de temperatura se diferencian en el principio de medición. Hay diferentes modelos disponibles. Los transductores que miden la temperatura mediante la radiación infrarroja se usan para determinar la temperatura superficial. Por otro lado existen transductores de temperatura que vigilan por ejemplo la temperatura del aire y la transforma en una señal

normalizada. Los transductores de temperatura se suelen conectar a una unidad de control separada. Los transductores de temperatura transforman la magnitud física de temperatura en una señal eléctrica normalizada que se transfiere a un controlador. Esto permite por ejemplo, al alcanzar un valor máximo o mínimo una alarma, o encender o apagar una calefacción.

Los transductores eléctricos de temperatura utilizan diversos fenómenos que son influidos por la temperatura y entre los cuales figuran:

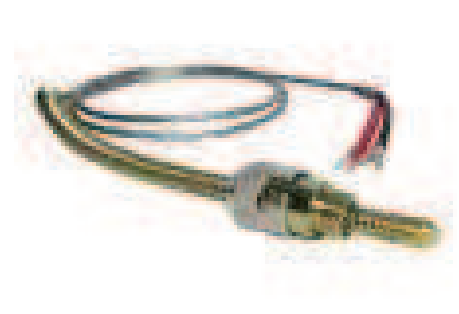
- Variación de resistencia en un conductor (sondas de resistencia).
- Variación de resistencia de un semiconductor (termistores).
- f.e.m. creada en la unión de dos metales distintos (termopares).
- Intensidad de la radiación total emitida por el cuerpo (pirómetros de radiación).
- Otros fenómenos utilizados en laboratorio (velocidad del sonido en un gas, frecuencia de resonancia de un cristal, etc.).

Características de transductores más utilizados:

	RTD	Termistor	Sensor de IC	Termopar
Ventajas	Más estable. Más preciso. Más lineal que los Termopares.	Alto rendimiento Rápido Medida de dos hilos	El más lineal El de más alto rendimiento Económico	Autoalimentado Robusto Económico Amplia variedad de formas físicas Amplia gama de Temperaturas
Desventajas	Caro. Lento. Precisa fuente de Alimentación. Pequeño cambio de resistencia. Medida de 4 hilos Autocalentable	No lineal. Rango de Temperaturas limitado. Frágil. Precisa fuente de Alimentación. Autocalentable	Limitado a < 250 °C Precisa fuente de alimentación Lento Autocalentable Configuraciones limitadas	No lineal Baja tensión Precisa referencia El menos estable El menos sensible

Tabla 3.

1.5 Medidores de Temperatura.



La temperatura es una de las principales variables que afectan el curso de los procesos químicos, por tal razón esta variable debe ser medida con la mayor exactitud posible para poder controlarla adecuadamente.

Dentro de los principales instrumentos que se utilizan para la medición de temperatura se tiene:

Termocuplas. Se basan en el hecho de que una corriente del orden de mili voltios fluye en un circuito continuo de dos alambres metálicos diferentes. La señal varía con la temperatura de la “juntura caliente”. Las termocuplas de hierro-constantan son comúnmente usadas en el rango de temperatura de 0 a 1300 °F.

Termómetros de resistencia. Se basan en el hecho de que los metales cambian su resistencia eléctrica cuando se someten a un cambio de temperaturas.

Termómetros llenos. Los Termómetros de sistema lleno se diseñan para proporcionar una indicación de la temperatura a cierta distancia del punto de medición. El Elemento sensible o medición (bulbo o ampolla) tiene un gas o un líquido que cambia de volumen, presión o presión de vapor con la temperatura. Este cambio se comunica por medio de un tubo capilar al Tubo de Bourdon u otro dispositivo sensible a la presión y el volumen.

Estos dispositivos debido a su simplicidad se utilizan con frecuencia en los procesos industriales.

Termómetros bimetalicos. El Bimetal termostático se define como un material compuesto que consta de tiras de dos ó más metales unidos entre sí. Debido a los diferentes índices de expansión de sus componentes, Esta composición tiende a cambiar de curvatura cuando se somete a una variación de temperatura.

Los Termostatos Bimetalicos se destinan a utilizarse a temperaturas que oscilan entre 1000 °F hasta –300 °F e incluso a niveles inferiores.

Termómetros de líquido en capilares de vidrio. Las tres formas de Termómetros de líquido en capilares de vidrio son:

1. Los Totalmente hechos de vidrio (de cuello grabado o de escala cerrada).
2. De Tubo y Escala.
3. Industriales.

Estos termómetros no se utilizan en sistemas de control automático pero si se utilizan profundamente como dispositivo de medición para el control manual y en laboratorios de control.

Pirómetros. “Pirometría de Radiación”, es la determinación de la temperatura de un objeto por medio de la cantidad y la naturaleza de la energía que irradia.

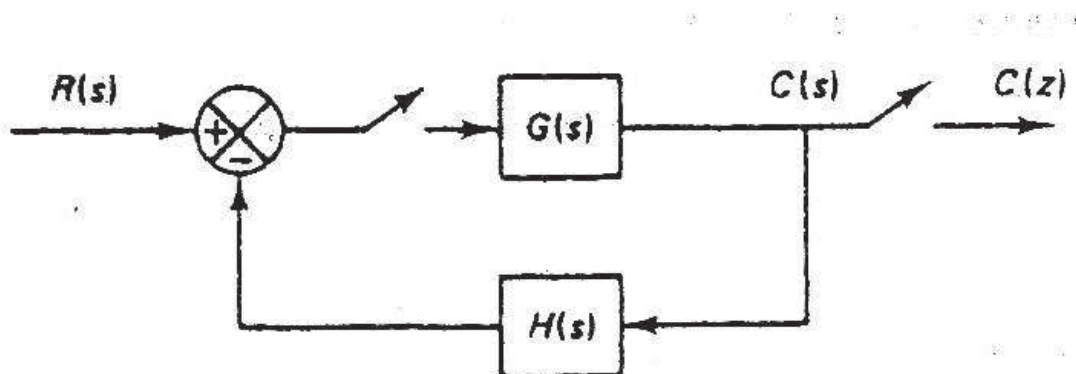
Estos dispositivos se clasifican en:

1. Pirómetros ópticos; basados en la brillantez de un objeto caliente.
2. Pirómetros de Radiación; miden el índice de emisión de energía por unidad de área

La respuesta dinámica de la mayoría de sensores es usualmente mucho más rápida que la dinámica del proceso mismo. Los sensores de temperatura son una notable y a veces problemática excepción. La constante de tiempo de una termocupla y un termómetro lleno pueden ser 30 segundos o más. Si el termómetro está revestido con polímero u otro material, el tiempo de respuesta puede ser varios minutos. Esto puede significar degradación en la operación de control.

Capitulo 2

Lazos de Control Cerrado.



2.1 Introducción.

Para efectuar el análisis de un sistema, es necesario obtener un modelo matemático que lo represente. El modelo matemático equivale a una ecuación matemática o un conjunto de ellas en base a las cuales podemos conocer el comportamiento del sistema.

Es necesario comentar que el modelo matemático que se desarrolla a partir de un sistema no es único, debido a lo cual se pueden lograr representaciones diferentes del mismo proceso.

Estas diferentes representaciones no contradicen una a la otra. Ambas contienen información complementaria por lo que se debe encontrar aquella que proporcione la información de interés para cada problema en particular.

Dentro de este contexto, por lo general se emplea la representación en "variables de estado" aunque no por ello el método de "relación entrada-salida" deja de ser interesante a pesar de proporcionar menor información de la planta.

Para uniformizar criterios respecto a las denominaciones que reciben los elementos que conforman un sistema de control es necesario tener en mente las siguientes definiciones:

Planta Cualquier objeto físico que ha de ser controlado.

Proceso	Operación o secuencia de operaciones, caracterizada por un conjunto de cambios graduales que llevan a un resultado o estado final a partir de un estado inicial.
Sistema	Combinación de componentes que actúan conjuntamente y cumplen un objetivo determinado.
Perturbación	Es una señal que tiende a afectar adversamente el valor de la salida de un sistema.
Servomecanismo	Sistema de control realimentado cuya salida es una posición mecánica.

Sistemas de control de lazo abierto y lazo cerrado.

Sistema de lazo abierto.

Un sistema de lazo abierto es aquél donde la salida no tiene efecto sobre la acción de control. La exactitud de un sistema de lazo abierto depende de dos factores:

- a) La calibración del elemento de control.
- b) La repetitividad de eventos de entrada sobre un extenso período de tiempo en ausencia de perturbaciones externas.

Un esquema típico de un control de lazo abierto se puede apreciar en la Fig.6. En esta se muestra que para que la temperatura del agua en el tanque permanezca constante es necesario que las temperaturas en las tomas de agua fría y caliente no sufran cambios. Otro factor que incide sobre el estado final de la salida es la temperatura de operación del proceso. Si por cualquier motivo esta cambia, entonces la salida cambia en casi la misma proporción.

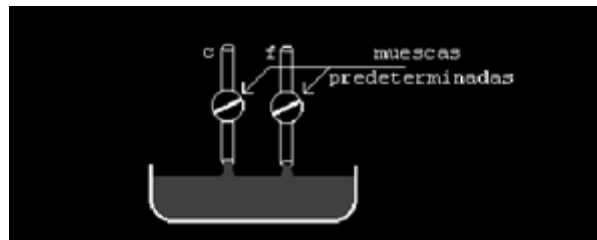


Fig. 6

Sistema de lazo cerrado.

Un sistema de control de lazo cerrado es aquél donde la señal de salida tiene efecto sobre la acción de control. La fig. 7 da un panorama general de un sistema de lazo cerrado donde se puede apreciar que la salida es medida y retroalimentada para establecer la diferencia entre el valor deseado y el valor obtenido a la salida, y en base a esta diferencia, adoptar acciones de control adecuadas.

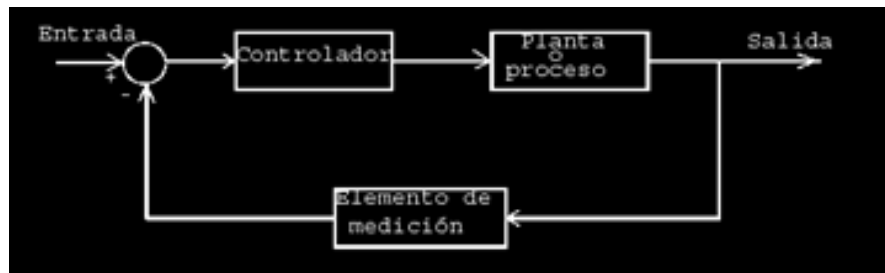


Fig. 7

En las figuras 8.9 y 10 se dan ejemplos para sistemas de control de lazo cerrado.

En cada una de estas figuras se puede apreciar que la parte fundamental para el control de la planta en cuestión es la red de retroalimentación que sensa el estado de la salida. En estos ejemplos se ha pretendido establecer que la naturaleza de las señales en un lazo de control no necesariamente en la misma, esto es, pueden estar involucradas diferentes tipos de señales por ejemplo, mecánicas, eléctricas, térmicas, hidráulicas, etc., dentro del mismo lazo.

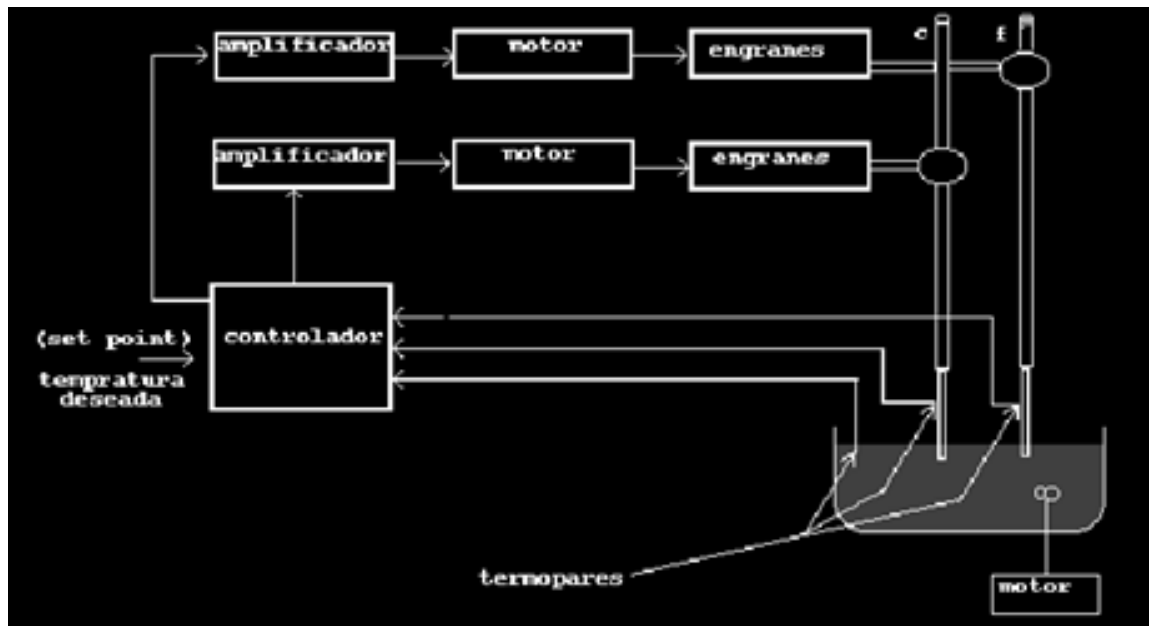


Fig. 8

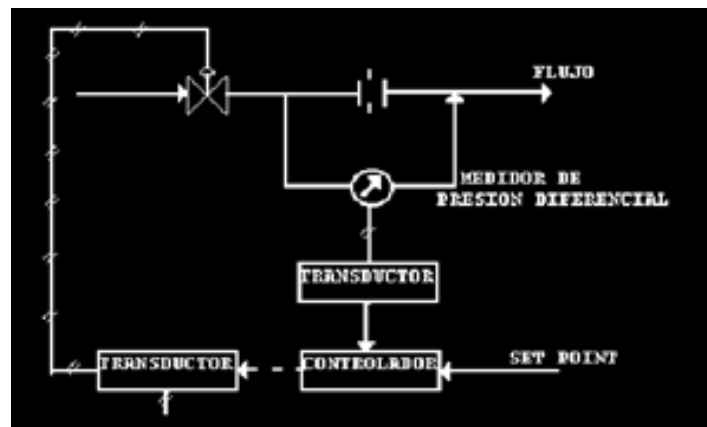


Fig. 9

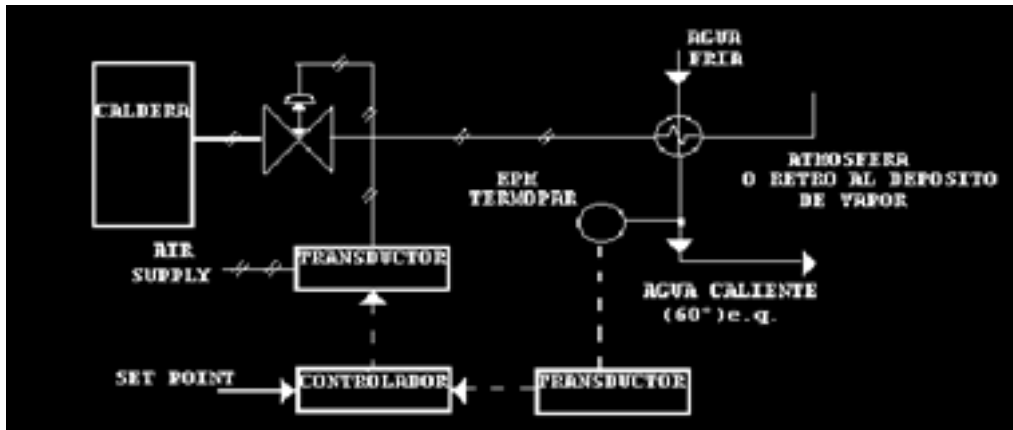


Fig. 10

Funciones de transferencia.

Una vez que se han definido los diferentes tipos de sistemas, es necesario conocer la dinámica de los mismos a partir de ecuaciones que relacionen el comportamiento de una variable respecto a otra. Para lograr lo anterior se requiere de gran conocimiento de los procesos y de los elementos que los conforman, y de cada una de las disciplinas de la ingeniería involucradas. Es por ello que la ingeniería de control se considera un campo interdisciplinario.

Una planta o cada una de las partes que forman un sistema de control, puede ser representada por un conjunto de ecuaciones integro-diferenciales de n-ésimo orden con coeficientes lineales invariantes en el tiempo que relacionan la variable de entrada con la variable de salida de la forma:

$$\frac{d^n}{dt^n}y(t) + a_n \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}}y(t) + \dots + a_1 y(t) = b_{m+1} \frac{d^m}{dt^m}u(t) + \dots + b_1 u(t) \quad (1.1)$$

Donde: ai's y bi's son constantes, u(t) es la entrada y y(t) es la salida.

Usando la transformada de Laplace para convertir la ecuación integro-diferencial (1.1) en una ecuación algebraica considerando que las condiciones iniciales son iguales a cero llegamos a la siguiente expresión:

$$Y(s) \left[s^n + a_n s^{n-1} + \dots + a_1 \right] = U(s) \left[b_{m+1} s^m + \dots + b_1 \right] \quad (1.2)$$

Relacionando la salida Y(s) con la entrada X(s) tenemos:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_{m+1} s^m + \dots + b_1}{s^n + a_n s^{n-1} + \dots + a_1} \quad n > m \quad (1.3)$$

Esta última expresión es denominada la **Función de transferencia de sistema**.

La función de transferencia de un sistema lineal con coeficientes constantes invariantes en el tiempo está definida como: "La relación de la transformada de Laplace de la salida con la transformada de Laplace de la entrada, suponiendo condiciones iniciales cero".



Fig. 11

El hecho de trabajar con funciones de transferencia, simplifica en gran medida el manejo matemático de los sistemas dado que las ecuaciones diferenciales se transforman en ecuaciones algebraicas lineales, y la operaciones en el dominio de la frecuencia compleja s son multiplicaciones simples. Con ello la salida del bloque de la Fig. 11 es $Y(s) = H(s)X(s)$

Una metodología a seguir para la determinación de la función de transferencia de un sistema es la siguiente:

- 1) Identificar las ecuaciones de equilibrio o leyes físicas involucradas en el sistema.
- 2) Siguiendo las ecuaciones de equilibrio plantear las ecuaciones integro-diferenciales correspondientes a cada variable de interés.
- 3) Obtener la transformada de Laplace de cada ecuación considerando condiciones iniciales cero.
- 4) Relacionar la variable de salida con las variables de entrada.

Dada la naturaleza multidisciplinaria de un sistema de control este puede estar conformado por subsistemas interconectados, donde cada uno de ellos contiene elementos cuyo comportamiento es estudiado por diferentes ramas de la ingeniería.

Es por esta razón que a continuación se estudiarán los elementos así como las leyes de equilibrio de los sistemas más comunes como son:

- Sistemas mecánicos.
- Sistemas eléctricos.
- Sistemas de nivel de líquidos.
- Sistemas térmicos.

Sistemas mecánicos.

Los sistemas mecánicos son una parte fundamental de la vida común, ya que cualquier cuerpo físico se comporta como tal. En general los sistemas mecánicos son gobernados por la segunda ley de Newton, la cual establece para sistemas mecánicos de traslación que "la suma de fuerzas en un sistema, sean estas aplicadas o reactivas, igualan a la masa por la aceleración a que está sometida dicha masa".

$$\sum f = ma \quad (1.4)$$

Cuando se trata de sistemas mecánicos de rotación la segunda ley de Newton declara que "la suma de torques es igual al momento de inercia multiplicado por la aceleración angular".

$$\sum T = J\alpha \quad (1.5)$$

En cualquiera de los casos anteriores se tiene diferentes elementos cuyo acoplamiento conforma al sistema mecánico completo, pudiendo además interactuar entre cada caso. A continuación se describen las generalidades de ambos tipos de sistemas mecánicos.

Sistemas mecánicos de traslación.

Los sistemas mecánicos de traslación están integrados por el conjunto de elementos básicos resumidos en la tabla 4

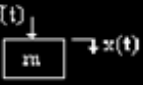
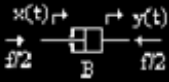
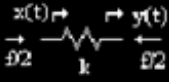
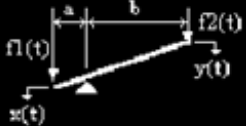
ELEMENTO	SIMBOLO	ECUACIÓN DE EQUILIBRIO	UNIDADES
MASA		$f_m = m \cdot \frac{d^2}{dt^2} x(t)$	[Kg], ó [N.s/m]
AMORTIGUADOR		$f_B = B \cdot \frac{d}{dt} [x(t) - y(t)]$	coeficiente de fricción viscosa B = [N.seg/m]
RESORTE		$f_k = k \cdot [x(t) - y(t)]$	módulo de elasticidad k = [N/m]
PALANCA		$y = \frac{b}{a+b} \cdot x$ $f_2 = \frac{a}{a+b} \cdot f_1$	adimensional

Tabla 4

En este caso las variables involucradas son desplazamientos, velocidades, aceleraciones y fuerzas. La disposición que guardan estos elementos entre sí da lugar a dos configuraciones denominadas arreglos mecánicos en serie y arreglos mecánicos en paralelo.

Elementos mecánicos en serie.

En un elemento mecánico en serie, la fuerza aplicada $f(t)$ es igual a la suma de las fuerzas actuantes en cada elemento y todos los elementos tienen el mismo desplazamiento (Fig. 11).



Fig. 12

La ecuación de equilibrio para el arreglo de la figura 12 es:

$$f(t) = m \cdot \frac{d^2}{dt^2} x(t) + B \cdot \frac{d}{dt} x(t) + k \cdot x(t)$$

Y su transformada de Laplace considerando condiciones iniciales iguales a cero es:

$$F(s) = (ms^2 + Bs + k)X(s)$$

Donde la impedancia mecánica es:

$$Z(s) = ms^2 + Bs + k$$

Elementos mecánicos en paralelo.

En este tipo de arreglo la fuerza aplicada $f(t)$ se transmite a través de todos los elementos. Además, la deformación o corrimiento total es la suma de los desplazamientos de cada elemento.

La figura 13 muestra un ejemplo de este tipo de arreglo en el que considerando las ecuaciones ya transformadas el desplazamiento total está dado por:

$$X(s) = \frac{F(s)}{k} + \frac{F(s)}{B_1 s} + \frac{F(s)}{B_2 s}$$

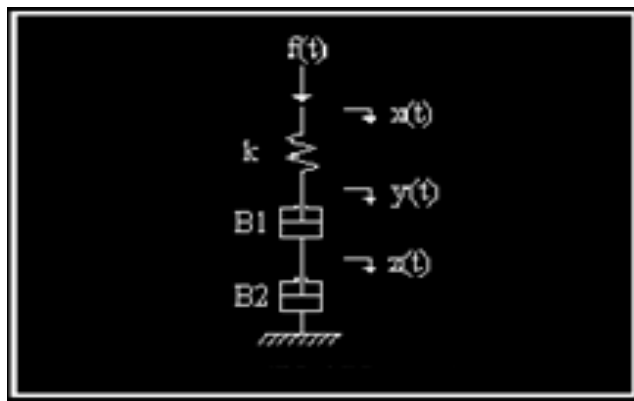


Fig. 13

La relación fuerza a desplazamiento queda como:

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{k} + \frac{1}{B_1 s} + \frac{1}{B_2 s}} X(s)$$

Donde la impedancia mecánica es:

$$Z(s) = \frac{1}{\frac{1}{k} + \frac{1}{B_1 s} + \frac{1}{B_2 s}}$$

Un comentario importante respecto al comportamiento de una masa es que esta no puede estar en paralelo con otros elementos a menos que sea el último de los elementos. Para ilustrar lo anterior veamos que en la figura 14-a, la masa, al ser el último elemento, participa como si estuviera en paralelo dando la ecuación que relaciona la fuerza con el desplazamiento de la forma:

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{k} + \frac{1}{B s} + \frac{1}{m s}} X(s)$$

Mientras que en la figura 14-b al estar la masa colocada como un elemento intermedio, y tener el mismo desplazamiento $y(t)$ en la parte superior e inferior, la situa en serie tanto con k_1 como con k_2 y B respecto al desplazamiento $y(t)$ mientras que no tiene nada que ver con los desplazamientos $x(t)$ y $z(t)$ que afectan al comportamiento de los elementos k_1 y k_2 - B respectivamente.

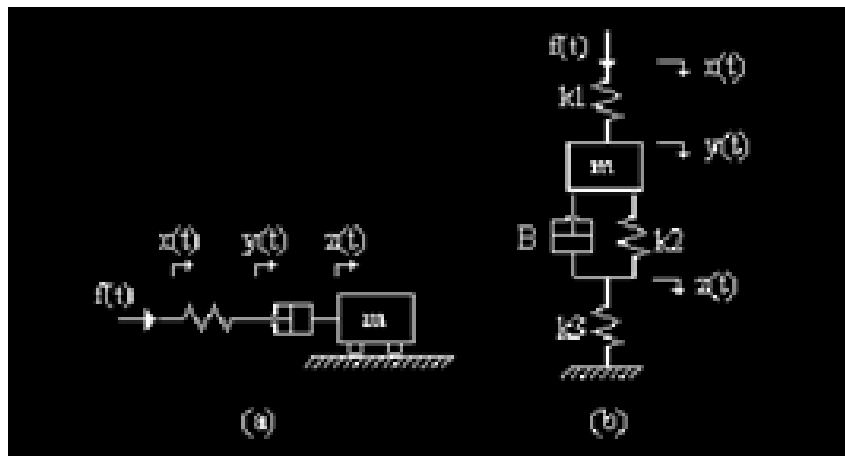


Fig. 14

Para el caso de la figura 14.b las ecuaciones de equilibrio en cada desplazamiento son:

• en $x(t)$:

$$f(t) = k_1 \cdot [x(t) - y(t)]$$

• en $y(t)$:

$$m \cdot \frac{d^2}{dt^2} y(t) + k_1 \cdot [y(t) - x(t)] + B \cdot \frac{d}{dt} [y(t) - z(t)] + k_2 \cdot [y(t) - z(t)] = 0$$

• en $z(t)$:

$$k_2 \cdot [z(t) - y(t)] + B \cdot \frac{d}{dt} [z(t) - y(t)] + k_3 \cdot z(t) = 0$$

La determinación de la función de transferencia sigue los pasos expuestos con anterioridad.

Sistemas mecánicos de rotación.

Los sistemas mecánicos de rotación son quizá el tipo de sistemas que con mayor frecuencia se encuentran en aplicaciones cotidianas. Estos abarcan cualquier sistema cuyo elemento motriz es un motor o una máquina rotatoria. Al igual que los sistemas mecánicos de traslación se tienen un conjunto de elementos básicos los cuales se encuentran resumidos en la tabla 5.



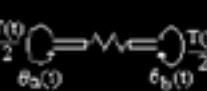
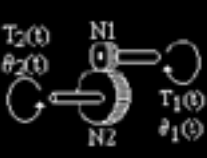
ELEMENTO	SÍMBOLO	ECUACION DE EQUILIBRIO	UNIDADES
MOMENTO DE INERCIA		$T(t) = J \cdot \frac{d^2}{dt^2} \theta(t)$	[N m seg ² / rad]
ROZAMIENTO		$T_B(t) = B \cdot \frac{d}{dt} [\theta_a(t) - \theta_b(t)]$	[N m seg / rad]
DEFORMACIÓN		$T_i(t) = k \cdot [\theta_a(t) - \theta_b(t)]$	[N m / rad]
TREN DE ENGRANES		$T_2(t) = \frac{N_2}{N_1} \cdot T_1(t)$ $\theta_2(t) = \frac{N_1}{N_2} \cdot \theta_1(t)$	adimensional

Tabla 5

Dentro de las aplicaciones de este tipo de sistemas podemos citar tornos, cajas de transmisión, sistemas de poleas, turbinas, etc.

Las variables involucradas en los sistemas mecánicos de rotación son el par o torque, el desplazamiento angular, velocidad angular y la aceleración angular. Estas variables están relacionadas con las de los sistemas mecánicos de traslación por el radio de los elementos, así, el par en función de la fuerza está dado por:

$$T(t) = r \cdot f(t) \quad (1.8)$$

Mientras que el desplazamiento angular se puede obtener a partir del desplazamiento lineal por medio de:

$$\theta(t) = x(t)/r \quad (1.9)$$

Por ejemplo para el sistema mostrado en la figura 15 la ley de Newton establece que:

$$J\ddot{\alpha} = \sum T$$

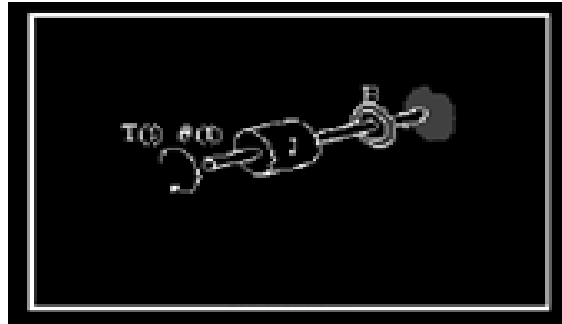


Fig. 15

la condición de equilibrio queda descrita por:

$$J \frac{d^2 \theta(t)}{dt^2} = T(t) - f \frac{d\theta(t)}{dt}$$

Donde:

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad y \quad \alpha(t) = \frac{d\omega(t)}{dt}$$

Aplicando la transformada de Laplace:

$$J \cdot s^2 \cdot \Omega(s) + f \cdot s \cdot \Omega(s) = T(s)$$

Relacionando la variable de salida velocidad angular con la variable de entrada por aplicado tenemos:

$$\frac{\Omega(s)}{T(s)} = \frac{1}{Js^2 + f \cdot s}$$

Sistemas Eléctricos.

Otro de los sistemas que con frecuencia aparecen en los lazos de control son los que involucran variables eléctricas. Aunque el número de componentes eléctricos es inmenso, por lo general se puede considerar un conjunto básico compuesto por los elementos que aparecen en la tabla 6 en donde también se incluye las expresiones que relacionan las variables de voltaje y corriente en los dispositivos. Las ecuaciones de equilibrio que gobiernan el comportamiento de los sistemas eléctricos son conocidas como las leyes de Kirchhoff de voltaje y corriente (LKV y LKC) las cuales establecen lo siguiente:

Ley de Voltaje de Kirchhoff (LKV)

"La suma algebraica de las caídas de tensión a lo largo de un trayectoria cerrada es cero".

$$\sum v = 0 \quad (1.10)$$

Ley de corrientes de Kirchhoff (LKC)

"La suma algebraica de las corrientes en un nodo es igual a cero".

$$\sum i = 0 \quad (1.11)$$

Ambas leyes pueden ser usadas de manera combinada para determinar el conjunto de ecuaciones integro-diferenciales necesarias para predecir el comportamiento de un sistema eléctrico. Normalmente cuando se analiza un circuito eléctrico en serie se usa la LVK mientras cuando se trata de un circuito eléctrico en paralelo se emplea la LCK. En cualquier texto de análisis de circuitos se pueden encontrar las particularidades de cada uno de los circuitos mencionados. Aquí únicamente mencionaremos que en un circuito eléctrico en serie circula la misma corriente por todos los elementos del arreglo mientras que el voltaje se encuentra repartido entre los elementos (figura 16a). Por otro lado, en un circuito eléctrico en paralelo todos los elementos tiene el mismo voltaje en sus terminales mientras que la corriente se distribuye entre todos los elementos (figura 16b). En la figura 16 las Z's pueden ser cualquiera de los elementos dados en la tabla 6 y cumplen con las relaciones voltaje-corriente indicadas.






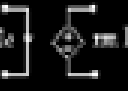

ELEMENTO	SÍMBOLO	ECUACIÓN	UNIDADES
RESISTENCIA		$v(t) = R \cdot i(t)$	Ohmio Ω
INDUCTANCIA		$v(t) = L \cdot \frac{d \cdot i(t)}{dt}$	Henrio H
CAPACITANCIA		$v(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i(t) dt$	Faradio F
FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR VOLTAJE		$v(t) = k \cdot v_c(t)$	Adimensional
FUENTE DE CORRIENTE CONTROLADA POR CORRIENTE		$i(t) = k \cdot i_c(t)$	Adimensional
FUENTE DE VOLTAJE CONTROLADA POR CORRIENTE		$v(t) = r_m \cdot i_c(t)$	Transresistencia r_m Ohmio Ω
FUENTE DE CORRIENTE CONTROLADA POR VOLTAJE		$i(t) = g_m \cdot v_c(t)$	Transconductancia g_m Siemen

Tabla 6

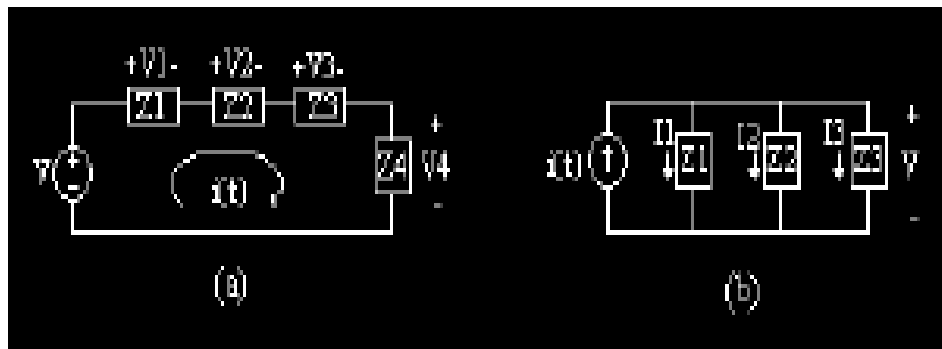


Fig. 16

Sistemas eléctricos en serie.

Como ya se indicó un sistema eléctrico en serie está formado por elementos a través de los cuales circula la misma corriente. En la figura 17, si aplicamos la LVK tenemos que:

$$v(t) - v_L(t) + v_R(t) + v_C(t) = 0 \tag{1.12}$$

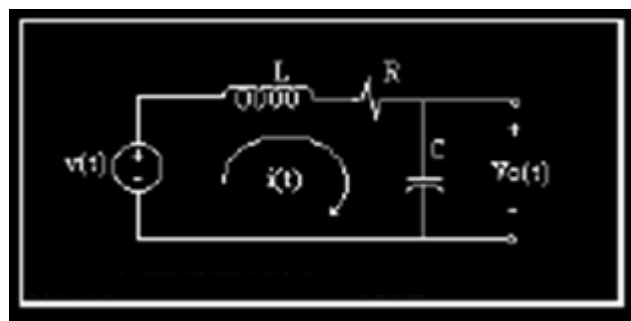


Fig. 17

Sustituyendo las relaciones de la tabla 6 de acuerdo al elemento tenemos:

$$v(t) = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{d}{dt} i(t) + \frac{1}{C} \cdot \int i(t) dt \quad (1.13)$$

el voltaje de salida será:

$$v_o(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i(t) dt \quad (1.14)$$

Cabe mencionar que el análisis puede hacerse planteando las ecuaciones diferenciales como en los pasos anteriores o empleando directamente las impedancias complejas derivadas de transformar las relaciones voltaje-corriente de la tabla 6. Aplicando la transformada de Laplace a las dos ecuaciones precedentes obtenemos las ecuaciones algebraicas en el dominio de la variable compleja s .

$$V(s) = R \cdot I(s) + sL \cdot I(s) + \frac{1}{sC} I(s) \quad (1.15)$$

$$V_o(s) = \frac{1}{sC} I(s) \quad (1.16)$$

Despejando la corriente $I(s)$ de (1.16) y sustituyendo en (1.15) obtenemos

$$V(s) = RCsV_o(s) + LCs^2V_o(s) + V_o(s)$$

una expresión que involucra únicamente a las variables de interés $V_o(s)$ y $V(s)$, de la cual ya podemos relacionar la salida con la entrada y por lo tanto obtenemos la función de transferencia.

$$\frac{V_o(s)}{V(s)} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (1.17)$$

Sistemas eléctricos en paralelo.

En un sistema eléctrico en paralelo como ya se ha mencionado, la corriente se encuentra distribuida en todos los elementos que forman el circuito mientras que el voltaje aplicado a las terminales de cada uno de ellos es el mismo. La figura 17 muestra el esquema más simple de un circuito paralelo en el cual la ecuación de equilibrio debe ser determinada para el nodo bajo análisis, que para nuestro ejemplo es el nodo a dado que el otro nodo existente es la referencia o tierra. Para el caso de circuitos en paralelo la ley que gobierna el comportamiento del circuito es la anteriormente citada ley de corrientes de Kirchhoff (LCK), de este modo la condición de equilibrio para el nodo a será:

$$i(t) - i_R(t) - i_L(t) - i_C(t) = 0 \quad (1.18)$$

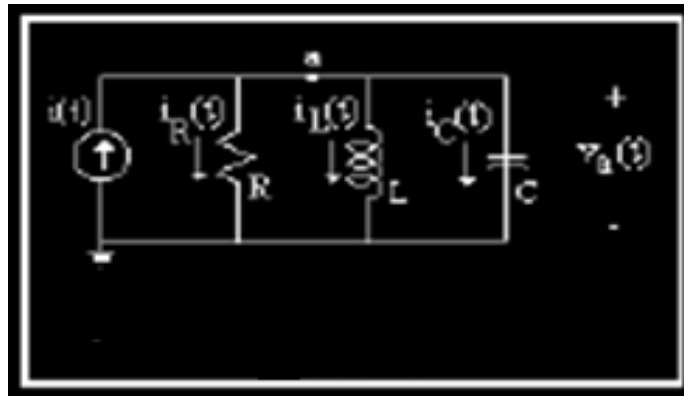


Fig. 18

de las relaciones de la tabla 6 tenemos que:

$$i(t) - \frac{v_a(t)}{R} - \frac{1}{L} \frac{dv_a(t)}{dt} - C \int v_a(t) dt = 0 \quad (1.19)$$

Aplicando la transformada de Laplace considerando condiciones iniciales iguales a cero tenemos que (1.19) tomará la forma:

$$I(s) - \frac{V_a(s)}{R} - \frac{V_a(s)}{sL} - sCV_a(s) = 0 \quad (1.20)$$

Relacionando la variable de salida $V_a(s)$ con la variable de entrada $I(s)$ obtenemos la función de transferencia.

$$\frac{V_a(s)}{I(s)} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{sL} + sC} \quad (1.21)$$

Sistemas de Nivel de Líquidos.

Para iniciar el estudio de los sistemas de nivel de líquidos es necesario definir los conceptos de resistencia al flujo y capacitancia en un tanque que almacena un fluido. La resistencia al flujo debido a una restricción es lineal cuando el flujo es laminar y se comporta como un sistema no lineal cuando el flujo es turbulento. En ambos casos se define como el cociente de la diferencia de niveles en el recipiente entre el cambio en el gasto.

$$R = \frac{\text{cambio en la diferencia de niveles [m]}}{\text{cambio en el gasto [m}^3\text{/seg]}} \quad (1.22)$$

para flujo laminar el gasto es proporcional a la columna hidrostática, es decir:

$$Q = K_1 H \quad (1.23)$$

mientras que para flujo turbulento es proporcional a la raíz cuadrada de la columna hidrostática:

$$Q = K_2 \sqrt{H} \quad (1.24)$$

Donde:

Q = gasto en [m³/seg].

K₁ = coeficiente de proporcionalidad para flujo laminar [m²/seg].

K_t = coeficiente de proporcionalidad para flujo turbulento[m^{2.5}/seg].

H = columna hidrostática [m].

de la definición de resistencia, para un sistema con flujo laminar tenemos:

$$R_t = \frac{dH}{dQ} = \frac{H}{Q} \quad (1.25)$$

de igual forma para un flujo turbulento la resistencia al flujo debida a una restricción está dada por:

$$R_t = \frac{dH}{dQ}$$

Donde la diferencial del gasto es:

$$dQ = \frac{K_t}{2\sqrt{H}} dH$$

Con lo cual la expresión para la resistencia al flujo turbulento queda como:

$$R_t = \frac{dH}{\frac{K_t}{2\sqrt{H}} dH} = \frac{2\sqrt{H}}{K_t}$$

siendo $K_t = \frac{Q}{\sqrt{H}}$ entonces tenemos que: $R_t = \frac{2H}{Q}$ (1.27)

Esta aproximación es válida solo en el caso en que las variaciones en el gasto y en la columna hidrostática sean pequeñas alrededor del punto de operación.



Por otro lado, la capacitancia de un tanque se define como el cociente de la variación del líquido acumulado entre el cambio en la columna hidrostática.

$$C = \frac{\text{cambio en la cantidad de líquido acumulado [m}^3\text{]}}{\text{cambio en la columna hidrostática [m]}} \quad (1.28)$$

lo cual resulta en unidades de área por lo que la capacitancia de un tanque se puede considerar como la sección transversal del tanque bajo estudio.

En los sistemas de nivel de líquido la condición de equilibrio viene declarada como:

"La diferencia del gasto de entrada y el gasto de salida en una unidad pequeña de tiempo es igual a la cantidad de líquido acumulado" ; es decir:

$$Cdh(t) = [q_i(t) - q_o(t)]dt \quad (1.29)$$

en (1.29) el término de la izquierda es la cantidad de líquido almacenado. La cantidad de gasto a la salida del tanque está definido en función de la resistencia al flujo de la restricción como:

$$q_o(t) = \frac{h(t)}{R}$$

Sustituyendo esta expresión en la ecuación anterior tenemos:

$$RC \frac{dh(t)}{dt} + h(t) = Rq_i(t) \quad (1.30)$$

Transformando esta expresión considerando condiciones iniciales cero tenemos:

$$(\underline{s}RC + 1)H(\underline{s}) = R\underline{Q}_i(\underline{s}) \quad (1.31)$$

Relacionando la variable de salida (nivel) con la de entrada (flujo de entrada) llegamos a la función de transferencia:

$$\frac{H(s)}{Q_i(s)} = \frac{R}{sRC + 1}$$

Sistemas Térmicos.

En general, el número de sistemas térmicos que pueden ser descritos por ecuaciones diferenciales lineales es limitado. La condición básica para garantizar linealidad es que la temperatura del cuerpo bajo estudio sea uniforme, lo que en la mayoría de los casos prácticos no se cumple, sin embargo, esta aproximación es válida cuando se desea representar el comportamiento de cuerpos pequeños, aire o líquidos, siempre que exista una mezcla perfecta de fluido en el medio.

Las variables involucradas en sistemas térmicos son la razón del flujo calorífico $q(t)$ y la temperatura $T(t)$. La tabla 7 hace un resumen de las variables, elementos, y cantidades físicas involucradas en el estudio de esta clase de sistemas.

SÍMBOLO	CANTIDAD	UNIDADES
q	Razón de flujo calorífico	Joules/segundo
h	coeficiente de transferencia de calor	(joules/seg)/cm ²
M	Masa	Kilogramo
A	Area de intercambio de calor	m ²
c	Calor específico promedio	Joules/Kg°C
C _T	Capacitancia térmica	Joules/°C
R	Resistencia térmica	Grado/(Joule/seg)
T	Temperatura	°C
e	Energía calorífica	Joules

Tabla 7

La condición de equilibrio para sistemas térmicos establece: que "el calor

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Energía} \\ \text{de entrada} \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} \text{Razón de energía} \\ \text{almacenada} \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} \text{Energía de} \\ \text{salida} \end{array} \right\}$$

administrado a un sistema es igual al calor almacenado más el calor liberado"

Esta condición expresada en términos de la razón del flujo calorífico y la temperatura queda como:

$$q = hA(T_2 - T_1) = \frac{T_2 - T_1}{R_T} \quad (1.33)$$

La cual indica que la razón de transferencia de calor en un cuerpo es proporcional a la diferencia de temperatura a través del cuerpo donde T_2 es la temperatura del medio circundante y T_1 es la temperatura del cuerpo.

Por otro lado, la velocidad del cambio en la temperatura se relaciona con la razón de transferencia calorífica dentro del cuerpo por medio de la ecuación:

$$Q = M_C \frac{dT}{dt} = C_T \frac{dT}{dt}$$

Analogías.

En una gran cantidad de casos, es necesario realizar simulaciones de las ecuaciones derivadas del proceso de modelado. Sin embargo, la disciplina ingenieril de la persona que efectúa la simulación determinará la clase de simulador a utilizar. Por lo general los simuladores de procesos están enfocados hacia usuarios de una especialidad en particular por lo que es necesario convertir las ecuaciones diferenciales a sistemas ya sean mecánicos o eléctricos cuyo comportamiento sea análogo al original.

Dentro de las analogías de sistemas más comunes están aquellas que relacionan sistemas mecánicos y eléctricos, por lo que enfocaremos nuestra atención a este caso en particular.

Analogía fuerza-voltaje.

Considerando los sistemas mostrados en la figura 18 podemos determinar el siguiente conjunto de ecuaciones diferenciales:

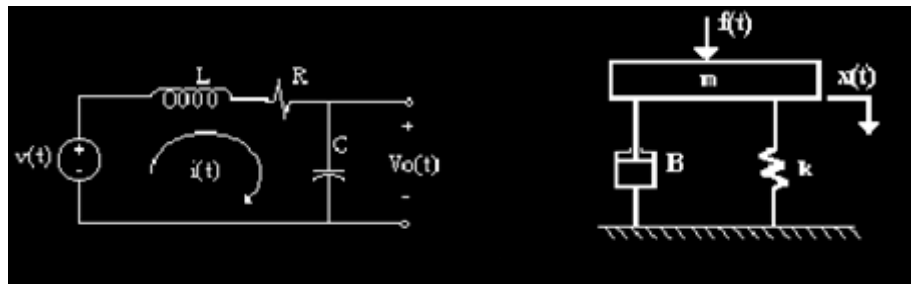


Fig. 18

Para el circuito eléctrico:

$$i(t) = \frac{dq(t)}{dt}$$
$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt = v(t) \quad (1.35)$$

y para el sistema mecánico:

$$m \frac{d^2x(t)}{dt^2} + B \frac{dx(t)}{dt} + kx(t) = f(t) \quad (1.36)$$

Si expresamos la ecuación (1.35) en términos de la carga obtenemos:

$$L \frac{d^2 q(t)}{dt^2} + R \frac{dq(t)}{dt} + \frac{q(t)}{C} = v(t) \quad (1.37)$$

Si comparamos (1.36) y (1.37) observamos que son sistemas análogos, esto es, tienen una ecuación diferencial idéntica, y podemos establecer las relaciones resumidas en la tabla 8:

Sistema mecánico	Sistema eléctrico
fuerza (par)	voltaje (v)
masa m (momento inercia)	inductancia (L)
fricción viscosa B	resistencia (R)
constante de resorte k	capacitancia (C)
desplazamiento (desplazamiento angular)	carga (q)
velocidad (velocidad angular)	corriente (i)

Tabla 8

Analogía fuerza-corriente.

De manera similar podemos considerar los sistemas mostrados en la figura 19 para establecer la relación existente entre las ecuaciones de fuerza de un sistema mecánico y un sistema eléctrico.

Las ecuaciones que describen el sistema para el circuito eléctrico son:

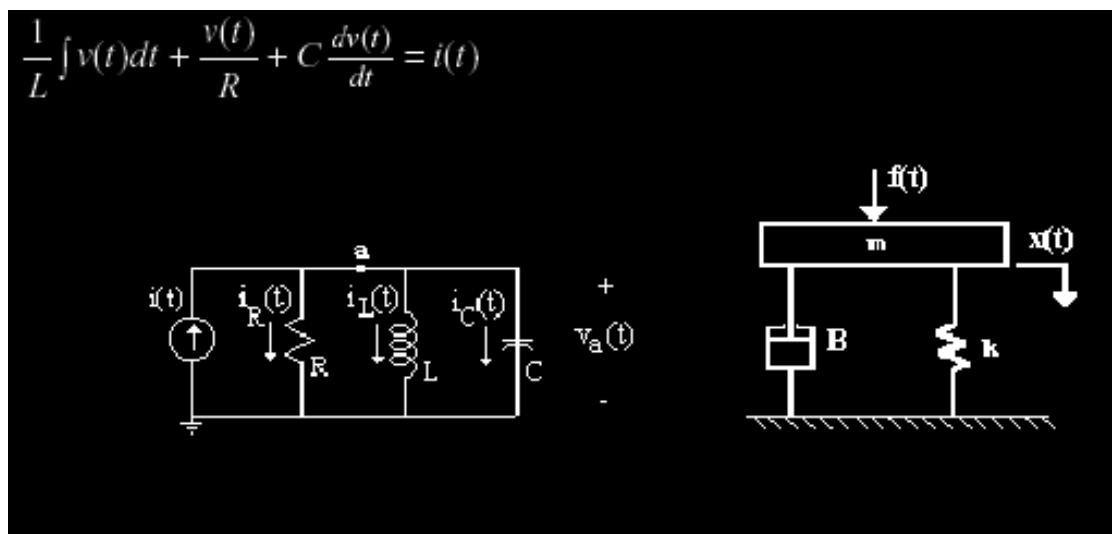


Fig. 19

que expresada en términos del flujo magnético $v(t) = \frac{d\psi(t)}{dt}$ nos da:

$$C \frac{d^2\psi(t)}{dt^2} + \frac{1}{R} \frac{d\psi(t)}{dt} + \frac{1}{L} \psi(t) = i(t) \quad (1.38)$$

Dado que el sistema mecánico ha sido considerado el mismo que para la analogía fuerza voltaje podemos comparar (1.36) y (1.38) para obtener obtenemos las relaciones dadas en la tabla 9 que son denominadas analogías fuerza-corriente.

SISTEMAS MECANICOS	SISTEMAS ELECTRICOS
fuerza	corriente
masa (momento de inercia)	capacitancia
fricción	resistencia
constante de resorte	inductancia
desplazamiento	flujo magnetico
velocidad	voltaje

Tabla 9

Una vez realizado el modelado matemático del sistema de control, se pueden realizar las diferentes acciones de control para tener una sistema con una salida deseada. Este tipo de controladores son capaces de realizar varias acciones diferentes de control. Estas acciones se pueden combinar para dar lugar a diferentes controladores, denominados P, I, PI, PD y PID, que a su vez hacen referencia al tipo de controlador. A continuación se explicará con mayor detalle cada una de estas acciones.

2.2 Control Proporcional.

Realiza una acción de control proporcional. Se basa en la relación entre la señal de salida del controlador $u(t)$ y la señal de error $e(t)$:

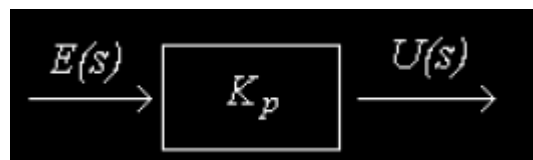
$$u(t) = K_p e(t)$$

También puede verse la función de transferencia equivalente en el dominio de la frecuencia, aplicando la transformada de Laplace:

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

Donde K_p se considera la ganancia proporcional.

Este tipo de controlador se puede ver como un amplificador con una ganancia ajustable, y su representación gráfica es la mostrada en figura



Los controladores proporcionales son capaces de controlar cualquier planta estable, pero presentan varios inconvenientes, entre los que cabe destacar el

error de off-set en régimen permanente, por lo que se hace limitada su aplicación en el sector industrial.

2.3 Control Integral.

Realiza una acción de control integral. El valor de la salida del controlador $u(t)$ se cambia a una razón proporcional a la señal de error $e(t)$, es decir:

$$\frac{\partial u(t)}{\partial t} = K_i e(t)$$

O bien,

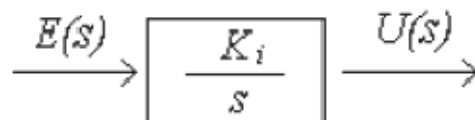
$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) \partial t$$

Donde K_i es una constante ajustable.

La función de transferencia en el dominio de Laplace es:

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

La principal ventaja de esta acción de control es que permite cancelar el error en estado estacionario. La representación en diagrama de bloques de este controlador puede verse en la figura



2.4 Control PID.

Este controlador es el resultado de la unión entre un controlador PI y un PD. Como consecuencia de esto, la acción aplicada es la suma de la acción proporcional, la acción integral y la acción derivativa. Su ecuación viene dada por:

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

y su función de transferencia es:

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

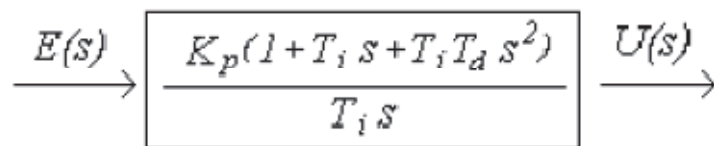
Donde:

K_p = Ganancia proporcional.

T_i = Tiempo integral.

T_d = Tiempo derivativo.

Su representación en diagrama de bloques se muestra en la figura

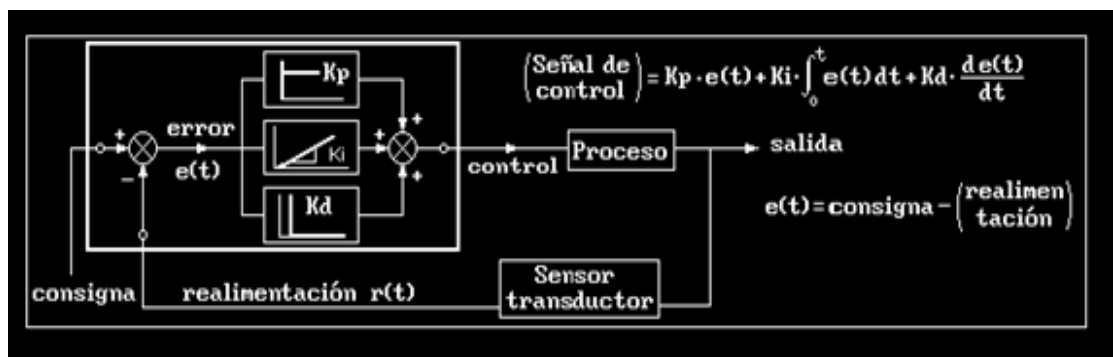


Este tipo de controladores presenta las ventajas de cada uno de ellos individualmente, por lo que es el más extendido en la industria.

Cabe destacar que la familia de controladores de estructura fija o controladores PID, ha mostrado ser robusta y extremadamente beneficiosa en el control de muchas aplicaciones de importancia en la industria. Pero, como se ha citado anteriormente, la investigación en estos controladores está llegando a su límite, habiéndose logrado un nivel de rendimiento máximo que difícilmente se puede mejorar.

Capitulo 3

Métodos de Auto Sintonía de Reguladores PID.



3.1 Técnicas de auto sintonización de lazo cerrado.

Para auto sintonizar debemos desatar un proceso de identificación y luego usar alguna de las técnicas presentadas para entonar los controladores.

Cuando la auto sintonía se hace a lazo abierto, entonces el proceso es más o menos directo. Ello no sucede igual cuando hacemos auto sintonía cambiando sólo la referencia del lazo (SP). Esta estrategia presenta sin duda, bondades, entre ellas mencionamos que la estrategia de auto sintonización puede colocarse en algún tipo de sistema "experto" que reconozca el desempeño degradado aprovechando un cambio en la referencia o en la carga y re entone el lazo sin la intervención humana. Por otro lado estos métodos tienen el inconveniente que un número de simplificaciones y/o de ajustes forzados del controlador deben realizarse. Muchas veces ese ajuste del modelo es muy pobre. En la mayoría de los casos con sistemas fáciles de controlar (de acuerdo a los parámetros de controlabilidad) los resultados son muy buenos. A continuación presentamos dos de estos enfoques.

En ambos identificamos, para el sistema a lazo cerrado, un modelo de 2do orden con retardo subamortiguado (SOPDT), para luego ajustar en ambos, el proceso a un sistema de 1er orden con retardo (FOPDT). Las salidas identificadas en el lazo cerrado son las del lazo con un controlador estándar (PI o PID) cerrando el lazo. Lo que se hace en todos los casos es aplicar una serie de entradas escalón a intervalos de tiempo adecuados (grandes en

relación a la constante de tiempo del sistema). Por estas razones todos estos métodos requieren de un pretuning a lazo abierto, que bien puede utilizar el método del relé, para entonar un controlador previo y para determinar el orden de las constantes de tiempo del sistema. Una vez cerrado el lazo y alcanzado un estado estacionario, se procede a reentonar con el lazo cerrado.

En resumen, primero observando la salida del lazo con el controlador en automático identificaremos un sistema del tipo:

$$G_v(s) = \frac{K e^{-T_d s}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Para luego usar esa data para calcular un modelo del proceso de la forma:

$$G_p(s) = \frac{K_p e^{-T_d s}}{T_p s + 1}$$

3.2 Método de Dormido y Morilla.

En el método de Dormido y Morilla, supondremos que $K = \omega_n^2$, esto es que estamos usando un PID en la fase previa con parámetros conocidos K_c , T_i , T_D .

Observe igualmente, que en los dos modelos el retardo T_d es el mismo (proceso y salida).

Los parámetros son:

$$T_p = \frac{1 + \alpha \omega_n^2 T_i^2}{\omega_n [2\xi + \omega_n (T_d - T_i)]}$$

$$K_p = \frac{\omega_n T_i}{K_c [2\xi + \omega_n (T_d - T_i)]}$$

El parámetro que satisface $T_d = aT_i$.

Debemos señalar que el método es más que un identificador un asignador del coeficiente de amortiguación ξ . En la estrategia se identifica, se sintoniza, se vuelve a identificar y a entonar y así sucesivamente hasta alcanzar el valor deseado de coeficiente. No olvidemos ξ que está muy relacionado con la sensibilidad del sistema.

3.3 El método Astrom y Hagglund.

Este método es conceptualmente más sencillo. Supongamos que tenemos una función de transferencia:

$$G(s) = \frac{K(T_3 s + 1)e^{-T_d s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)(T_4 s + 1)}$$

Entonces ese sistema puede ser aproximado por:

$$G_a(s) = \frac{K e^{-T_d s}}{T_p s + 1}$$

Con $T_p = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 - T_5 > 0$.

Finalmente recordando que:

$$G_p = \frac{G_k}{1 - G_k}$$

y

$$e \approx \frac{1 - \frac{T_d}{2}s}{1 + \frac{T_d}{2}s}$$

Es fácil procurarse de un modelo del tipo FOPDT.

Capitulo 4

Configuración de Lazos de Control PID en los Autómatas S7-200.

4.1 Asistente de Control PID.

Algoritmo PID.

En modo estacionario, un regulador PID varía el valor de su salida para llevar a cero el error de regulación (e). El error es la diferencia entre el valor de consigna (SP) (el punto de trabajo deseado) y la variable del proceso (PV) (el punto de trabajo real). El principio de una regulación PID se basa en la ecuación que se indica a continuación y que expresa la salida M (t) como una función de un término proporcional, uno integral y uno derivativo:

Salida	=	término proporcional	+	término integral	+	término derivativo
M(t)	=	$K_C * e$	+	$K_C \int_0^t e dt + M_{\text{inicial}}$	+	$K_C * de/dt$
donde:	$M_{(t)}$	es la salida del lazo en función del tiempo				
	K_C	es la ganancia del lazo				
	e	es el error de regulación (diferencia entre la consigna y la variable de proceso)				
	M_{inicial}	es el valor inicial de la salida del lazo				

Para poder implementar esta función de regulación en un sistema digital, la función continua deberá cuantificarse mediante muestreos periódicos del valor del error, calculándose seguidamente el valor de la salida. La ecuación que constituye la base de la solución en un sistema digital es:

M_n	=	$K_c * e_n$	+	$K_I * \sum_1^n e_x + M_{inicial}$	+	$K_D * (e_n - e_{n-1})$
Salida	=	término proporcional	+	término integral	+	término derivativo
donde:	M_n	es el valor de salida del lazo calculado en el muestreo n-ésimo				
	K_C	es la ganancia del lazo				
	e_n	es el valor del error del lazo en el muestreo n-ésimo				
	e_{n-1}	es el valor previo del error de regulación (en el muestreo (n-1)-ésimo)				
	e_x	es el valor del error de regulación en el muestreo x				
	K_I	es la constante proporcional del término integral				
	$M_{inicial}$	es el valor inicial de la salida del lazo				
	K_D	es la constante proporcional del término derivativo				

Para esta ecuación, el término integral se muestra en función de todos los términos del error, desde el primer muestreo hasta el muestreo actual. El término derivativo es una función del muestreo actual y del muestreo previo; mientras que el término proporcional sólo es función del muestreo actual. En un sistema digital no es práctico almacenar todos los muestreos del término del error, además de no ser necesario.

Puesto que un sistema digital debe calcular el valor de salida cada vez que se muestre el error, comenzando en el primer muestreo, basta con almacenar el valor previo del error y el valor previo del término integral. Debido a la naturaleza repetitiva de la solución basada en un sistema digital, es posible simplificarla ecuación a resolver en cada muestreo. La ecuación simplificada es:

M_n	=	$K_c * e_n$	+	$K_I * e_n + MX$	+	$K_D * (e_n - e_{n-1})$
Salida	=	término proporcional	+	término integral	+	término derivativo
donde:	M_n	es el valor de salida del lazo calculado en el muestreo n-ésimo				
	K_C	es la ganancia del lazo				
	e_n	es el valor del error del lazo en el muestreo n-ésimo				
	e_{n-1}	es el valor previo del error de regulación (en el muestreo (n-1)-ésimo)				
	K_I	es la constante proporcional del término integral				
	MX	es el valor previo del término integral (en el muestreo (n-1)-ésimo)				
	K_D	es la constante proporcional del término derivativo				

Para calcular el valor de salida del lazo, el S7-200 utiliza una forma modificada de la ecuación simplificada anterior. Esta ecuación modificada equivale a:

M_n	=	MP_n	+	MI_n	+	MD_n
Salida	=	término proporcional	+	término integral	+	término derivativo
donde:	M_n	es el valor de salida del lazo calculado en el muestreo n-ésimo				
	MP_n	es el valor del término proporcional de salida del lazo en el muestreo n-ésimo				
	MI_n	es el valor del término integral de salida del lazo en el muestreo n-ésimo				
	MD_n	es el valor del término derivativo de salida del lazo en el muestreo n-ésimo				

Término proporcional de la ecuación PID

El término proporcional MP es el producto de la ganancia (K_C), la cual controla la sensibilidad del cálculo de la salida, y del error (e), que es la diferencia entre el valor de consigna (SP) y el valor real o de la variable del proceso (PV) para un instante de muestreo determinado. La ecuación que representa el término proporcional según la resuelve el S7-200 es la siguiente:

MP_n	=	K_C	*	$(SP_n - PV_n)$
donde:	MP_n	es el valor del término proporcional de salida del lazo en el muestreo n-ésimo		
	K_C	es la ganancia del lazo		
	SP_n	es el valor de la consigna en el muestreo n-ésimo		
	PV_n	es el valor de la variable del proceso en el muestreo n-ésimo		

Término integral de la ecuación PID

El término integral MI es proporcional a la suma del error a lo largo del tiempo. La ecuación que representa el término integral según la resuelve el S7-200 es la siguiente:

$$MI_n = K_C * T_S / T_I * (SP_n - PV_n) + MX$$

donde:

MI_n	es el valor del término integral de salida del lazo en el muestreo n-ésimo
K_C	es la ganancia del lazo
T_S	es el tiempo de muestreo del lazo
T_I	es el período de integración del lazo (también llamado tiempo de acción integral)
SP_n	es el valor de la consigna en el muestreo n-ésimo
PV_n	es el valor de la variable del proceso en el muestreo n-ésimo
MX	es el valor del término integral en el muestreo (n-1)-ésimo (también llamado suma integral o "bias")

La suma integral o bias (MX) es la suma acumulada de todos los valores previos del término integral. Después de cada cálculo de MI_n se actualiza la suma integral con el valor de MI_n que puede ajustarse o limitarse (para más información, consulte la sección "Variables y rangos"). Por regla general, el valor inicial de la suma integral se ajusta al valor de salida (M inicial) justo antes de calcularla primera salida del lazo. El término integral incluye también varias constantes tales como la ganancia (K_C), el tiempo de muestreo (T_S), que define el intervalo con que se recalcula periódicamente el valor de salida del lazo PID, y el tiempo de acción integral (T_I), que es un tiempo utilizado para controlar la influencia del término integral en el cálculo de la salida.

Término derivativo de la ecuación PID

El término derivativo MD es proporcional a la tasa de cambio del error. El S7-200 utiliza la ecuación siguiente para el término derivativo:

$$MD_n = K_C * T_D / T_S * ((SP_n - PV_n) - (SP_{n-1} - PV_{n-1}))$$

Para evitar cambios o saltos bruscos de la salida debidos a cambios de la acción derivativa o de la consigna, se ha modificado esta ecuación bajo la hipótesis de que la consigna es constante ($SP_n = SP_{n-1}$). En consecuencia, se calcula el cambio en la variable del proceso en lugar del cambio en el error, como puede verse a continuación:

$$MD_n = K_C * T_D / T_S * (SP_n - PV_n - SP_n + PV_{n-1})$$

o simplificando:

$$MD_n = K_C * T_D / T_S * (PV_{n-1} - PV_n)$$

donde:

MD_n	es el valor del término derivativo de la salida del lazo en el muestreo n-ésimo
K_C	es la ganancia del lazo
T_S	es el tiempo de muestreo del lazo
T_D	es el período de diferenciación de lazo (también llamado tiempo de acción derivativa)
SP_n	es el valor de la consigna en el muestreo n-ésimo
PV_{n-1}	es el valor de la consigna en el muestreo n-1
PV_n	es el valor de la variable del proceso en el muestreo n-ésimo
PV_{n-1}	es el valor de la variable del proceso en el muestreo (n-1)-ésimo

En lugar del error es necesario guardar la variable del proceso para usarla en el próximo cálculo del término derivativo. En el instante del primer muestreo, el valor de PV_{n-1} se inicializa a un valor igual a PV_n .

Tabla de Lazo PID.

La operación PID del S7-200 hace referencia a una tabla del lazo que contiene los parámetros del mismo. Originalmente, esta tabla tenía 36 bytes de longitud. Debido a que se ha agregado la autosintonía PID, se ha ampliado la tabla del lazo, teniendo ahora una longitud de 80 bytes. La tabla del lazo ampliada se muestra en las tablas 15-1 y 15-2.

Si utiliza el Panel de control de sintonía PID, éste se hará cargo de todas las interacciones con la tabla del lazo PID. Si es preciso proporcionar autosintonía desde un panel de operador, el programa deberá facilitar la interacción entre el operador y la tabla del lazo PID para iniciar y vigilar el proceso de autosintonía, y aplicar luego los valores de sintonía propuestos.

Tabla 15-1 Tabla del lazo

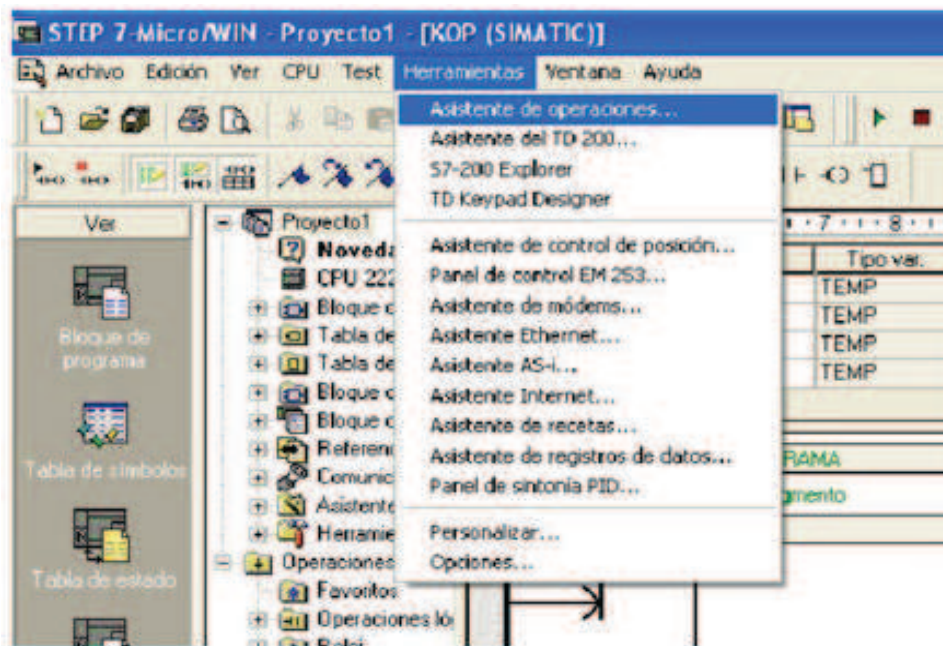
Offset	Campo	Formato	Tipos de datos	Descripción
0	Variable del proceso (PV_n)	REAL	In	Contiene la variable del proceso que debe estar escalada entre 0.0 y 1.0.
4	Consigna (SP_n)	REAL	In	Contiene la consigna que debe estar escalada entre 0.0 y 1.0.
8	Salida (M_n)	REAL	In/Out	Contiene la salida calculada, escalada entre 0.0 y 1.0.
12	Ganancia (K_C)	REAL	In	Contiene la ganancia, que es una constante proporcional. Puede ser un número positivo o negativo.
16	Tiempo de muestreo (T_S)	REAL	In	Contiene el tiempo de muestreo en segundos. Tiene que ser un número positivo.
20	Tiempo de acción integral (T_I)	REAL	In	Contiene el tiempo de acción integral en minutos.
24	Tiempo de acción derivativa (T_D)	REAL	In	Contiene el tiempo de acción derivativa en minutos.
28	Suma integral (MX)	REAL	In/Out	Contiene el valor de la suma integral entre 0.0 y 1.0.
32	Variable del proceso previa (PV_{n-1})	REAL	In/Out	Contiene el valor de la variable del proceso almacenado al ejecutar por última vez la operación PID.
36	ID de la tabla del lazo PID ampliada	ASCII	Constante	'PIDA' (tabla PID ampliada, versión A): constante ASCII
40	Control AT (ACNTL)	BYTE	In	Consulte la tabla 15-2
41	Estado AT (ASTAT)	BYTE	Out	Consulte la tabla 15-2
42	Resultado AT (ARES)	BYTE	In/Out	Consulte la tabla 15-2
43	Configuración AT (ACNFG)	BYTE	In	Consulte la tabla 15-2
44	Desviación (DEV)	REAL	In	Valor normalizado de la amplitud de oscilación máxima de PV (rango: 0,025 a 0,25).
48	Histéresis (HYS)	REAL	In	Valor normalizado de la histéresis PV utilizada para determinar los pasos por cero (rango: 0,005 a 0,1). Si la desviación no es cuatro veces superior a la histéresis, se emitirá una advertencia durante la autosintonía.
52	Paso de salida inicial (STEP)	REAL	In	Tamaño normalizado del cambio de paso en el valor de salida utilizado para provocar oscilaciones en la PV (rango: 0,05 a 0,4)
56	Tiempo de vigilancia (WDOG)	REAL	In	Tiempo máximo permitido (en segundos) entre pasos por cero (rango: 60 a 7200)
60	Ganancia propuesta (AT_K_C)	REAL	Out	Ganancia del lazo propuesta que se ha determinado en la autosintonía.
64	Tiempo de acción integral propuesto (AT_T_I)	REAL	Out	Tiempo de acción integral propuesto que se ha determinado en la autosintonía.
68	Tiempo de acción derivativa propuesto (AT_T_D)	REAL	Out	Tiempo de acción derivativa propuesto que se ha determinado en la autosintonía.
72	Tamaño real del paso (ASTEP)	REAL	Out	Valor normalizado del tamaño del paso de salida que se ha determinado en la autosintonía.
76	Histéresis real (AHYS)	REAL	Out	Valor normalizado de la histéresis de PV que se ha determinado en la autosintonía.

Tabla 15-2 Descripción ampliada de los campos de control y estado

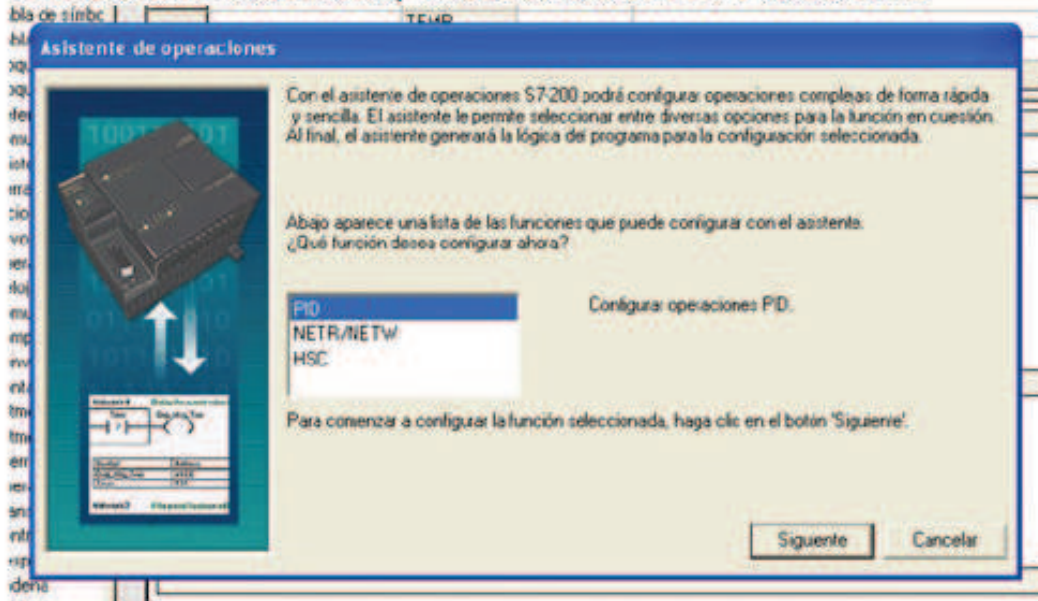
Campo	Descripción									
Control AT (ACNTL) Entrada - Byte	<p style="text-align: center;">MSB LSB</p> <p style="text-align: center;">7 0</p> <table border="1" style="margin-left: auto; margin-right: auto;"> <tr> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">EN</td> </tr> </table> <p>EN - puesto a "1" para iniciar la autosintonía; puesto a "0" para cancelarla</p>	0	0	0	0	0	0	0	0	EN
0	0	0	0	0	0	0	0	EN		
Estado AT (ASTAT) Salida - Byte	<p style="text-align: center;">MSB LSB</p> <p style="text-align: center;">7 0</p> <table border="1" style="margin-left: auto; margin-right: auto;"> <tr> <td style="width: 20px; text-align: center;">W0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">W1</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">W2</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">AH</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">IP</td> </tr> </table> <p>W0 - Advertencia: La desviación no es cuatro veces superior a la histéresis. W1 - Advertencia: Si se producen desviaciones incoherentes en el proceso, el valor del paso de salida se podría ajustar incorrectamente. W2 - Advertencia: La desviación promedio no es cuatro veces superior a la histéresis. AH - Cálculo automático de la histéresis: 0 - no se está realizando 1 - se está realizando IP - Autosintonía: 0 - no se está realizando 1 - se está realizando</p> <p>Cada vez que se inicia la autosintonía, la CPU borra los bits de aviso y activa el bit de progreso. Tras finalizar la autosintonía, la CPU borra el bit de progreso.</p>	W0	W1	W2	0	AH	0	0	0	IP
W0	W1	W2	0	AH	0	0	0	IP		
Resultado AT (ARES) Entrada/salida - Byte	<p style="text-align: center;">MSB LSB</p> <p style="text-align: center;">7 0</p> <table border="1" style="margin-left: auto; margin-right: auto;"> <tr> <td style="width: 20px; text-align: center;">D</td> <td style="width: 60px; text-align: center;">Código de resultado</td> </tr> </table> <p>D - Bit "Done" (listo) 0 - no ha finalizado la autosintonía 1 - autosintonía finalizada Debe ponerse a "0" antes de poder iniciar la autosintonía.</p> <p>Código de resultado: 00 - finalizada normalmente (valores de sintonía disponibles) 01 - cancelada por el usuario 02 - cancelada debido a un timeout de paso por cero del temporizador de vigilancia 03 - cancelada debido a que la variable del proceso (PV) está fuera de rango 04 - cancelada debido a que se excedió el valor máximo de histéresis 05 - cancelada debido a que se detectó un valor de configuración no válido 06 - cancelada debido a que se detectó un error numérico 07 - cancelada debido a que la operación PID se ejecutó sin circulación de corriente (lazo en modo manual) 08 - cancelada debido a que la autosintonía sólo se permite para lazos P, PI, PD o PID 09 a 7F - reservados</p>	D	Código de resultado							
D	Código de resultado									
Configuración AT (ACNFG) Entrada - Byte	<p style="text-align: center;">MSB LSB</p> <p style="text-align: center;">7 0</p> <table border="1" style="margin-left: auto; margin-right: auto;"> <tr> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">R1</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">R0</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">DS</td> <td style="width: 20px; text-align: center;">HS</td> </tr> </table> <p>R1 R0 Respuesta dinámica 0 0 Respuesta rápida 0 1 Respuesta media 1 0 Respuesta lenta 1 1 Respuesta muy lenta</p> <p>DS - Desviación: 0 - utilizar el valor de desviación de la tabla del lazo 1 - determinar automáticamente el valor de desviación</p> <p>HS - Histéresis: 0 - utilizar el valor de histéresis de la tabla del lazo 1 - determinar automáticamente el valor de histéresis</p>	0	0	0	0	R1	R0	DS	HS	
0	0	0	0	R1	R0	DS	HS			

Pasos de Configuración

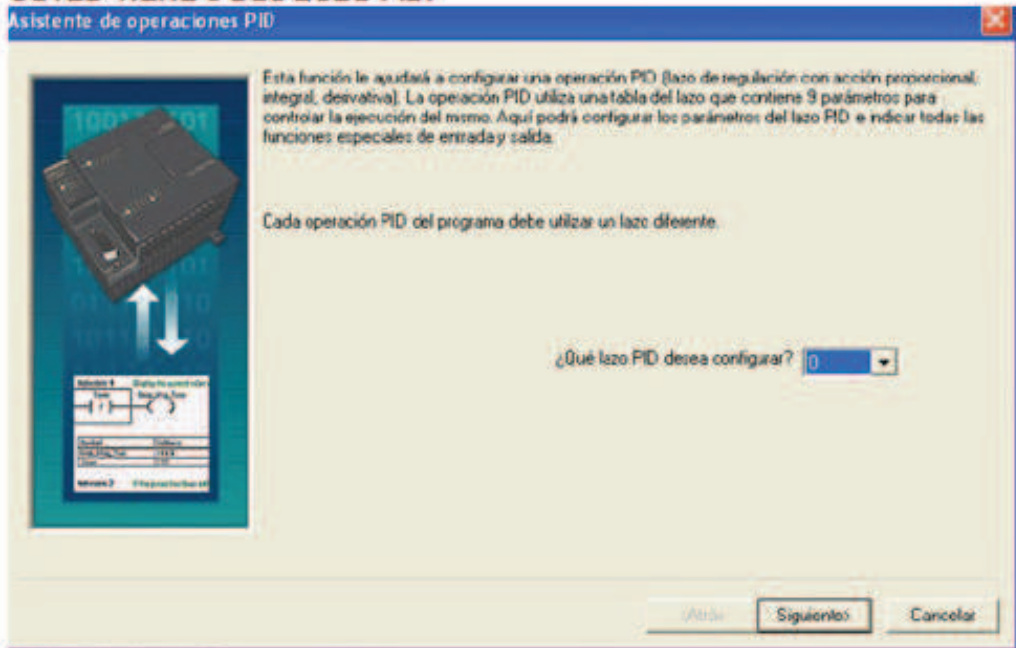
Seleccionar en herramientas el asistente de operaciones:



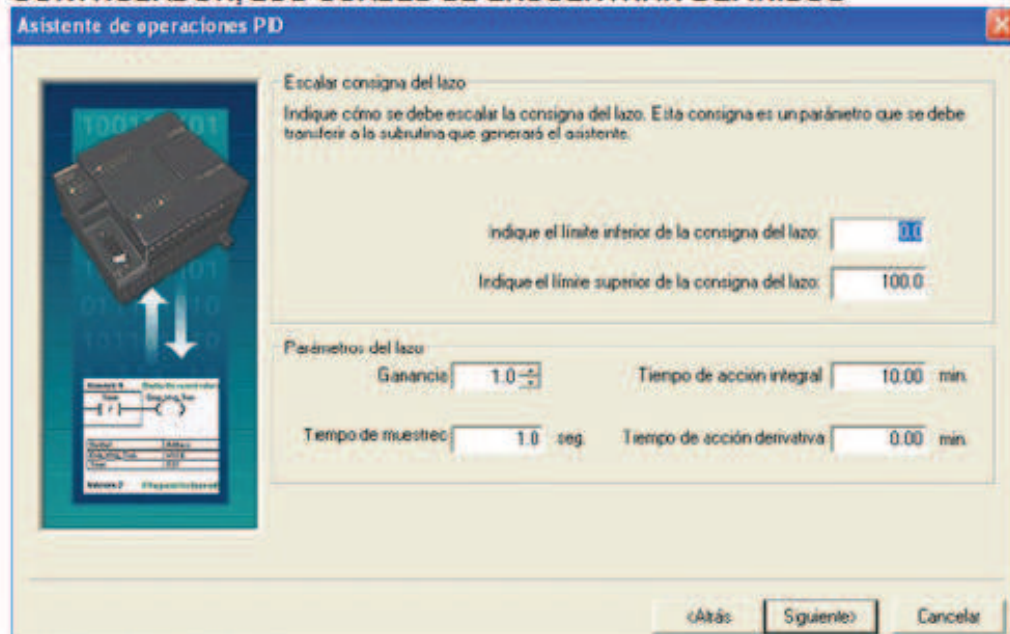
- PRESIONAR DOBLE CLIC, Y SELECCIONAR PID Y SIGUIENTE



- PRESIONAR SIGUIENTE, USTED CONFIGURA UN SOLO BLOQUE PID, USTED TIENE 8 BLOQUES PID.



- PRESIONAR SIGUIENTE, USTED PODRA DEFINIR PARAMETROS DEL CONTROLADOR, LOS CUALES SE ENCUENTRAN DEFINIDOS



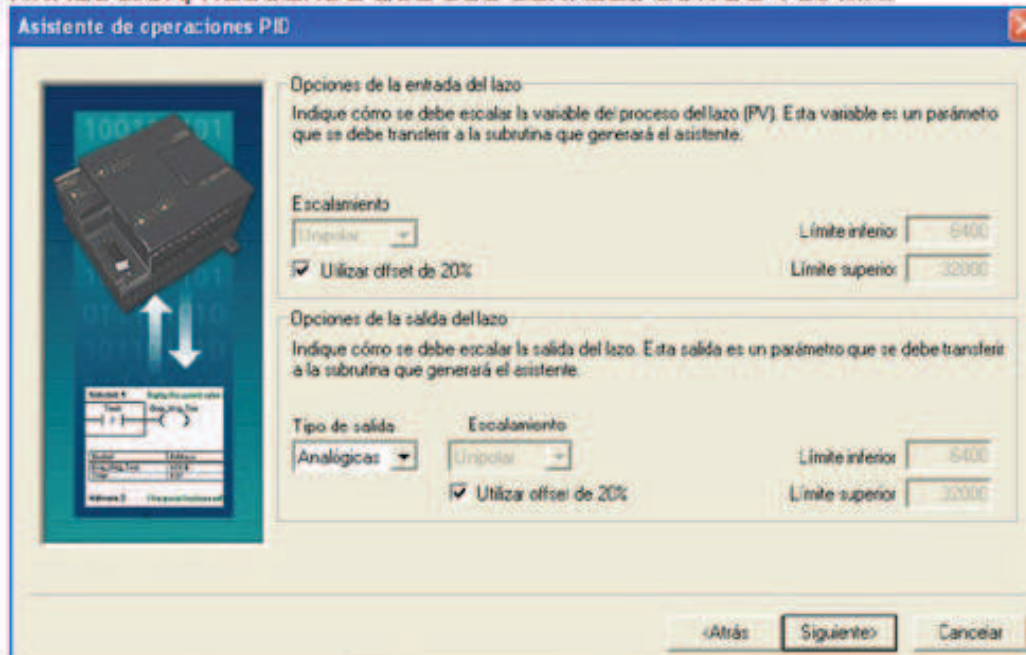
La consigna de lazo son los límites para la variable de Setpoint a colocar.

Si no se desea acción integral (sin "I" en el cálculo PID), entonces el tiempo de acción integral deberá ajustarse a infinito. Incluso sin acción integral, el valor del término integral puede no ser cero debido a que la suma integral MX puede tener un valor inicial.

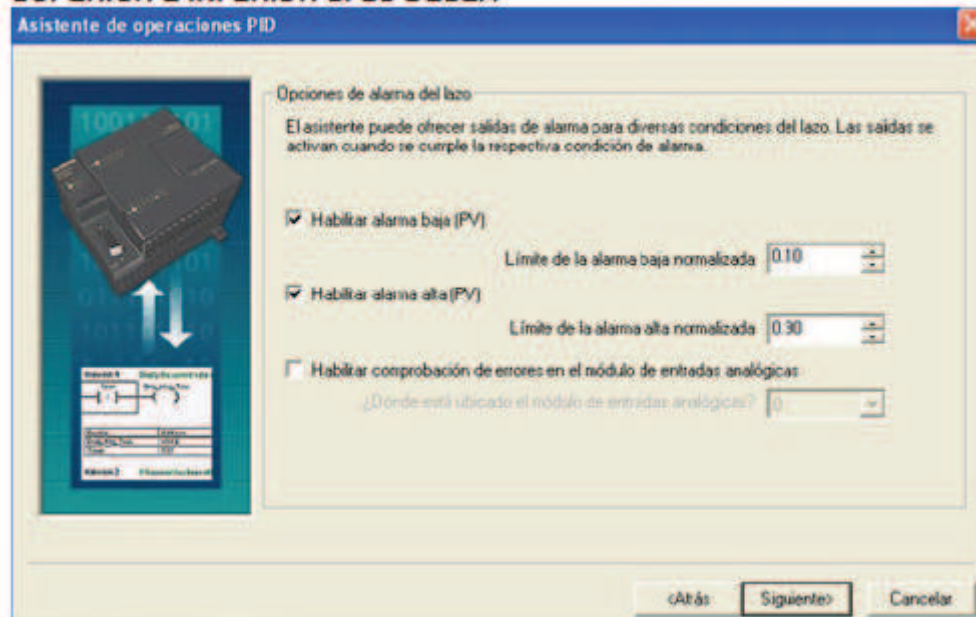
Si no se desea acción derivada (sin "D" en el cálculo PID), entonces el tiempo de acción derivada deberá ajustarse a 0.0

Si no se desea acción proporcional (sin "P" en el cálculo PID) y se desea regulación I o ID, entonces la ganancia del lazo deberá ajustarse a 0.0. Puesto que la ganancia interviene en las ecuaciones para calcular los términos integral y diferencial, si se ajusta a 0.0 resulta un valor de 1.0, que es el utilizado para calcular los términos integral y diferencial.

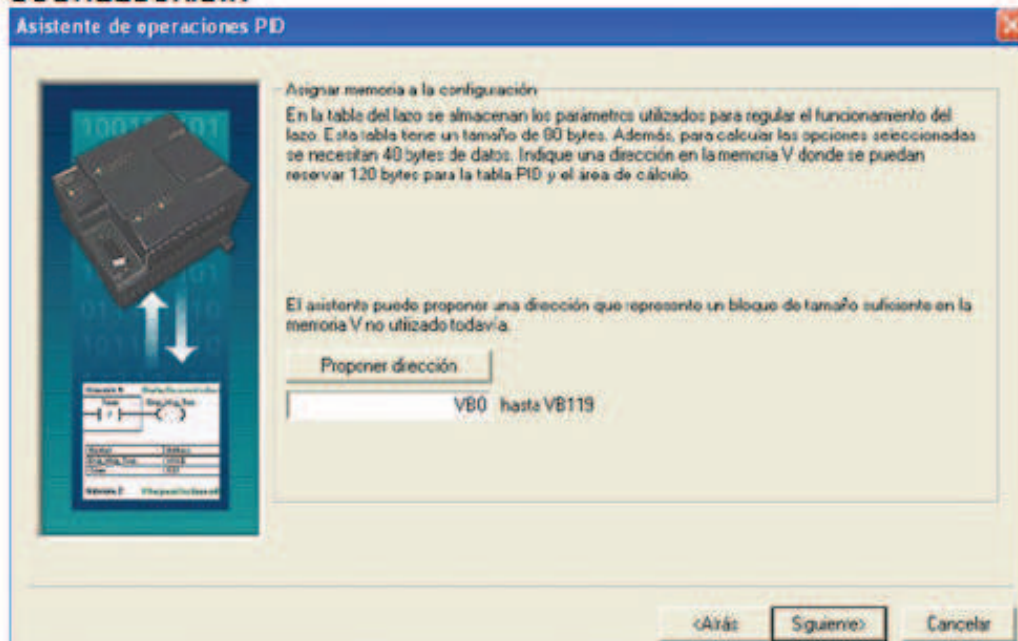
- PRESIONAR SIGUIENTE, DEBE CONFIGURAR SU ENTRADA/SALIDA ANALOGICA, RECUERDE QUE SUS SEÑALES SON DE 4-20 mA.



- PRESIONAR SIGUIENTE, USTED PODRA HABILITAR LAS ALARMAS SUPERIOR E INFERIOR SI LO DESEA

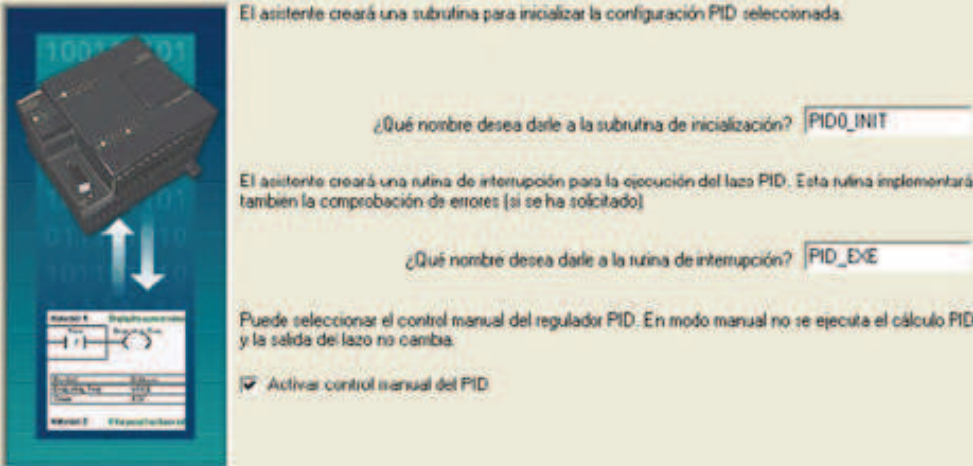


- PRESIONAR SIGUIENTE, DEFINE EL RANGO DE MEMORIA DE DATO QUE SE ENCUENTRA LA SUBRUTINA PID Y NO SE PUEDE SOBRESERIBIR



- PRESIONAR SIGUIENTE, SE HA CREADO LA SUBROUTINA PID, SI DESEA PUEDE ACTIVAR EL CONTROL MANUAL DEL BLOQUE PID

Asistente de operaciones PID



El asistente creará una subrutina para inicializar la configuración PID seleccionada.

¿Qué nombre desea darle a la subrutina de inicialización?

El asistente creará una rutina de interrupción para la ejecución del lazo PID. Esta rutina implementará también la comprobación de errores (si se ha solicitado)

¿Qué nombre desea darle a la rutina de interrupción?

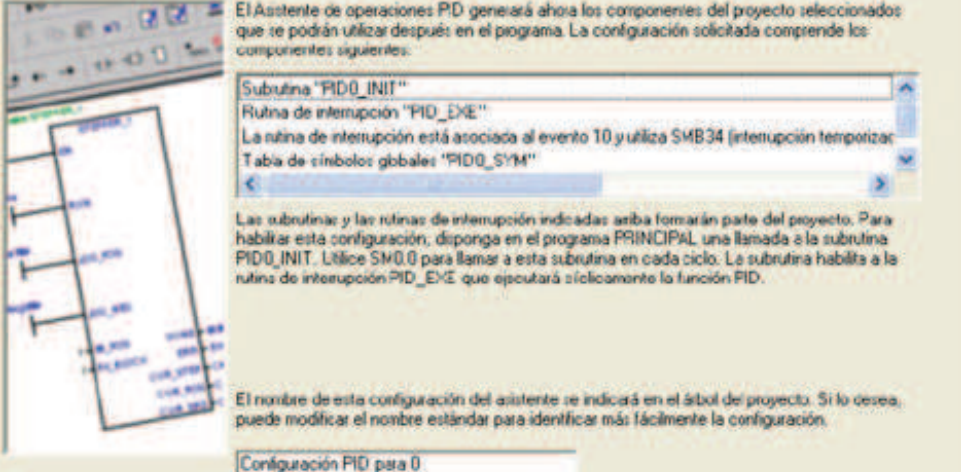
Puede seleccionar el control manual del regulador PID. En modo manual no se ejecuta el cálculo PID y la salida del lazo no cambia.

Activar control manual del PID

<Atrás **Siguiente** Cancelar

- PRESIONAR SIGUIENTE, AL FINALIZAR DA TERMINADO LA CONFIGURACION DEL BLOQUE PID

Asistente de operaciones PID



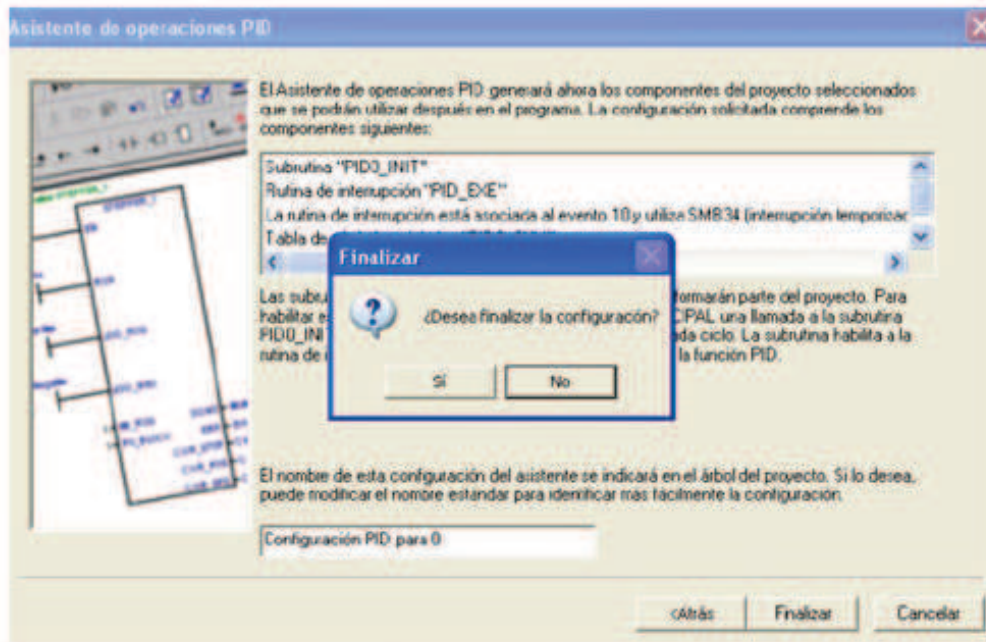
El Asistente de operaciones PID generará ahora los componentes del proyecto seleccionados que se podrán utilizar después en el programa. La configuración solicitada comprende los componentes siguientes:

- Subrutina "PID0_INIT"
- Rutina de interrupción "PID_EXE"
- La rutina de interrupción está asociada al evento T0 y utiliza SMB34 (interrupción temporizada)
- Tabla de símbolos globales "PID0_SYM"

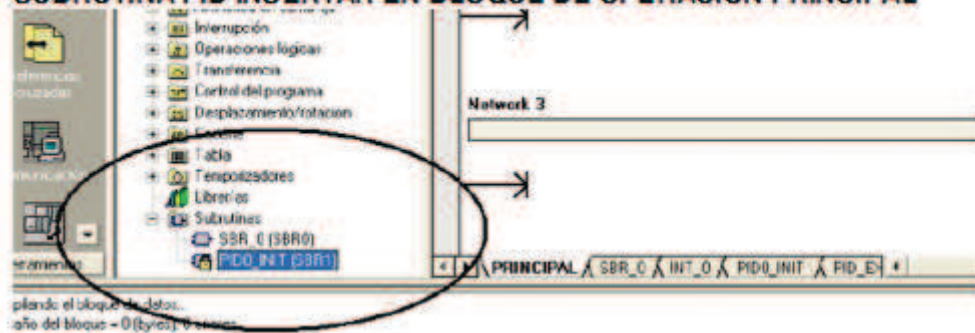
Las subrutinas y las rutinas de interrupción indicadas arriba formarán parte del proyecto. Para habilitar esta configuración, disponga en el programa PRINCIPAL una llamada a la subrutina PID0_INIT. Llame SMO.0 para llamar a esta subrutina en cada ciclo. La subrutina habilita a la rutina de interrupción PID_EXE que ejecutará cíclicamente la función PID.

El nombre de esta configuración del asistente se indicará en el árbol del proyecto. Si lo desea, puede modificar el nombre estándar para identificar más fácilmente la configuración.

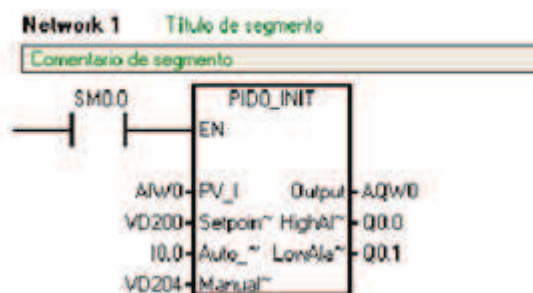
<Atrás **Finalizar** Cancelar



- LISTO PARA PROGRAMAR, EN LA PARTE INFERIOR APARECE LA SUBROUTINA PID INSERTAR EN BLOQUE DE OPERACIÓN PRINCIPAL



- PROGRAMAR



En la programación del bloque PID:

PV_I: Es la variable enviada por el sensor hacia el PLC

Setpoint: El Setpoint con el que se va a regular el proceso

Auto: Se puede programar para con un interruptor seleccionar el funcionamiento del PID, automático o manual

Output: El direccionamiento de la salida ya sea en forma digital o analógica según nuestro requerimiento

High Alarm: El valor para que se active la alarma en alto.

Low Alarm: El valor para que se active la alarma en bajo.

4.2 Panel de Control de Sintonía PID.

Nociones Básicas de Auto Sintonía.

El algoritmo de autosintonía utilizado en el S7-200 se basa en una técnica denominada “realimentación con relé”, propuesta por K.J.Åström y T.Hägglund en 1984. En los últimos 20 años, la realimentación con relé se ha utilizado en numerosos sectores de la industria. La realimentación con relé consiste en provocar una oscilación pequeña pero mantenida en un proceso por lo demás estable. La frecuencia y la ganancia límites del proceso se determinan según el período de las oscilaciones y los cambios de amplitud

observados en la variable del proceso. A continuación, utilizando dichos valores límite de la ganancia y de la frecuencia, el autosintonizador PID propone los valores de sintonía de la ganancia, así como los de las acciones integral y derivativa.

Los valores propuestos dependen de la velocidad de respuesta del lazo seleccionada para el proceso. La respuesta puede ser rápida, media, lenta o muy lenta. Dependiendo del proceso, una respuesta rápida podría tener sobreimpulso, lo que correspondería a una condición de sintonía subamortiguada. Una respuesta media podría estar a punto de tener sobreimpulso, lo que correspondería a una condición de sintonía críticamente amortiguada. Una respuesta lenta podría no tener sobreimpulso, lo que correspondería a una condición de sintonía sobreamortiguada. Una respuesta muy lenta podría no tener sobreimpulso, lo que correspondería a una condición de sintonía altamente sobreamortiguada.

Además de proponer valores de sintonía, el autosintonizador PID puede determinar automáticamente los valores de histéresis y de desviación de la variable del proceso. Estos parámetros se utilizan para reducir el efecto del ruido del proceso, limitando asimismo la amplitud de las oscilaciones mantenidas que ha ajustado el autosintonizador PID.

El autosintonizador PID puede determinar valores de sintonía propuestos para los lazos P,PI,PD y PID de actuación tanto directa como inversa.

El objetivo del autosintonizador PID consiste en determinar un juego de parámetros de sintonía que ofrezcan una aproximación razonable a los valores óptimos del lazo. A partir de los valores de sintonía propuestos, el usuario podrá efectuar la sintonización fina y optimizar realmente el proceso.

Auto histéresis y Auto Desviación.

El parámetro de histéresis indica la excursión (positiva o negativa) de la consigna que puede tener la PV (variable del proceso) sin que el controlador del relé modifique la salida. Este valor se utiliza para minimizar el efecto del ruido en la señal de la PV, con objeto de poder determinar más exactamente la frecuencia natural de oscilación del proceso. Si selecciona que el valor de histéresis se determine automáticamente, el autosintonizador PID iniciará una secuencia de determinación de la histéresis. Esta secuencia incluye el muestreo de la variable del proceso durante un período de tiempo determinado y, a continuación, el cálculo de la desviación estándar de los resultados del muestreo.

Para obtener un valor de muestreo significativo desde el punto de vista estadístico, es preciso realizar 100 muestreos como mínimo. En un lazo con un tiempo de muestreo de 200 ms, la obtención de 100 muestreos dura 20 segundos. En lazos con un tiempo de muestreo más prolongado, dicho proceso tomará más tiempo. Aunque es posible realizar 100 muestreos en

menos de 20 segundos para lazos cuyo tiempo de muestreo sea inferior a 200 ms, la secuencia de determinación de la histéresis obtiene siempre muestreos durante 20 segundos como mínimo.

Una vez realizados todos muestreos se calcula la desviación estándar de los mismos. El valor de histéresis debe ser el doble de la desviación estándar. El valor de histéresis calculado se escribe en el campo de histéresis real(AHYS)de la tabla del lazo.

El parámetro de desviación especifica la oscilación pico a pico deseada de la variable del proceso (PV) alrededor de la consigna. Si selecciona que este valor se determine automáticamente, la desviación deseada de la PV se calculará multiplicando el valor de histéresis por 4,5. La salida se conducirá proporcionalmente para provocar esta magnitud de oscilación en el proceso durante la autosintonía.

Secuencia de Auto Sintonía.

La secuencia de autosintonía se inicia tras haberse determinado los valores de histéresis y desviación. El proceso de sintonía comienza cuando el paso de salida inicial se aplica a la salida del lazo.

Este cambio del valor de salida debería causar un cambio correspondiente del valor de la variable del proceso (PV). Cuando el cambio de la salida aleje la PV de la consigna lo suficiente, de manera que se exceda el límite de la

histéresis, el autosintonizador detectará un evento de paso por cero. En cada evento de paso por cero, el autosintonizador conducirá la salida en el sentido opuesto.

El sintonizador continuará muestreando la PV y esperará a que se produzca el siguiente evento de paso por cero. Para completarla secuencia se requieren doce pasos por cero en total. La magnitud de los valores pico a pico de la PV (error de pico) y la frecuencia a la que pueden ocurrirlos pasos por cero dependen directamente de la dinámica del proceso.

Al comienzo del proceso de autosintonía, el valor del paso de salida se ajusta proporcionalmente una vez para provocar posteriores oscilaciones pico a pico de la PV, de manera que concuerde mejor con la desviación deseada. Tras efectuar el ajuste, el nuevo valor del paso de salida se escribe en el campo "Tamaño real del paso"(ASTEP)de la tabla del lazo.

La secuencia de autosintonía terminará con un error si el tiempo entre los pasos por cero excede el intervalo de vigilancia de paso por cero. El valor estándar de este intervalo es dos horas.

La figura 15-1 muestra el comportamiento de la salida y de la variable del proceso durante una secuencia de autosintonía en un lazo de actuación directa. El panel de control de sintonía PID se ha utilizado para iniciar y vigilarla secuencia de sintonía.

Observe cómo el auto sintonizador conmuta la salida para que ocurran pequeñas oscilaciones en el proceso (según lo demuestra el valor de la PV).

La frecuencia y la amplitud de las oscilaciones de la PV indican la ganancia y la frecuencia natural del ganancia y la frecuencia natural del proceso.

Los valores límite de ganancia y de frecuencia se calculan conforme con la información obtenida acerca de la frecuencia y la ganancia del proceso durante el proceso de autosintonía. A partir de estos valores se calculan los valores propuestos para la ganancia proporcional, así como para los tiempos de acción integral y derivativa.

Una vez finalizada la secuencia de autosintonía, la salida del lazo se reseteará a su valor inicial.

El cálculo PID se realizará la próxima vez que se ejecute el lazo.

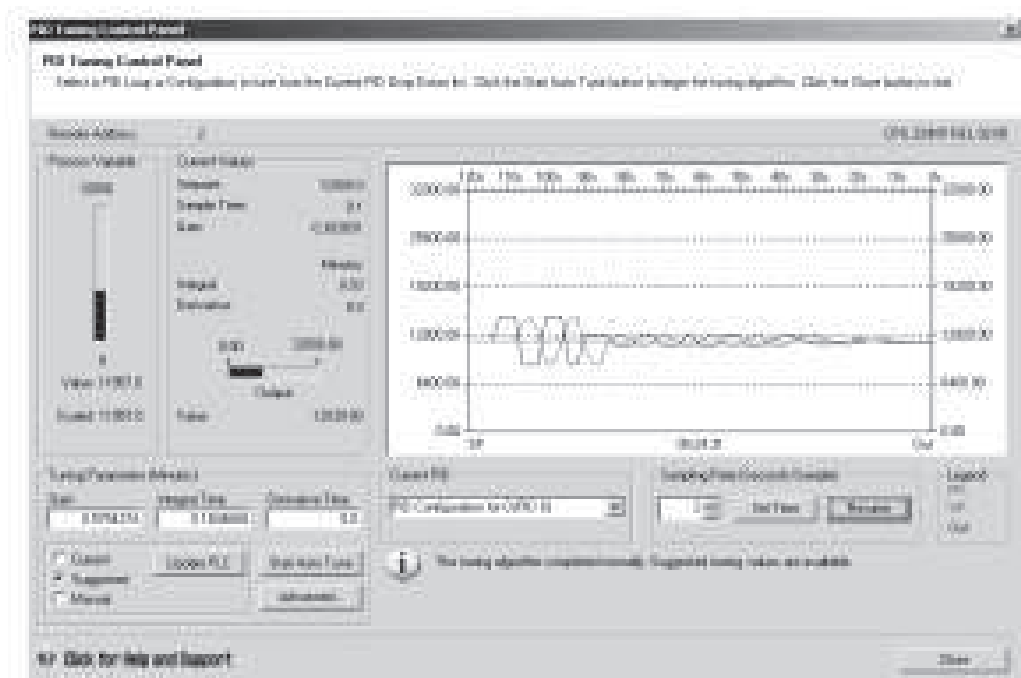


Figura 15-1 Secuencia de autosintonía en un lazo de actuación directa

Capitulo 5

Aplicaciones.

5.1 Folleto de práctica.

Elección del tipo de controlador

El controlador PID básico combina las acciones proporcional, derivativa e integral mediante el siguiente algoritmo de control:

$$u(t) = K_c \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) = P + I + D$$

En el dominio de la frecuencia, el controlador PID se puede escribir como:

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

Como es bien sabido, el término proporcional contribuye a la reducción del error en régimen permanente. Ahora bien, la ganancia requerida para que dicho error se reduzca hasta los niveles deseados con la aplicación de un mero control proporcional puede ser incompatible con las especificaciones de sobreoscilación y estabilidad relativa del sistema. La acción integral tiene un efecto cualitativo sobre el error en régimen permanente, ya que aumenta el tipo del sistema y garantiza la anulación de este cuando la referencia es de tipo escalón. El término derivativo permite una cierta predicción del futuro error y por tanto juega un papel anticipativo. La primera decisión en el diseño de un sistema de control PID es la elección del controlador, posteriormente, se ajustarán los parámetros del mismo. A una buena elección de tipo de

controlador a emplear (P, PI, PD o PID) ayudan las siguientes consideraciones:

- Controlador P:

En ciertos tipos de procesos es posible trabajar con una ganancia elevada sin tener ningún problema de estabilidad en el controlador. Muchos procesos que poseen una constante de tiempo dominante o son integradores puros caen en esta categoría. Una alta ganancia en un controlador P significa que el error en estado estacionario será pequeño y no se necesitaría incluir la acción integral. Un ejemplo característico en el que no es muy relevante el error en régimen permanente es el bucle interno de un controlador en cascada; el que la variable que se ha tomado como secundaria no alcance su valor no debe preocupar excesivamente.

- Controlador PD:

En líneas generales, el control PD puede ser apropiado cuando el proceso a controlar incorpore ya un integrador. Por ejemplo, un proceso térmico con un buen aislamiento opera de forma análoga a un integrador. Casi toda la energía que se le suministra se emplea en elevar la temperatura del horno ya que las pérdidas son despreciables. Con esta clase de procesos es posible trabajar con ganancias elevadas en el controlador sin que sea necesario introducir la acción integral. La acción derivada es sensible al ruido ya que a altas frecuencias tiene una ganancia relativamente elevada, por lo tanto, en

presencia de altos niveles de ruido se debe limitar dicha ganancia, o prescindir de la acción derivativa. Asimismo, en procesos con grandes tiempos muertos la acción anticipativa del término derivativo deja de ser efectiva ya que la aproximación lineal

$$e(t + T_d) \approx e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}$$

tan solo tiene validez para pequeños valores de T_d . Debido a los tiempos muertos hay un retardo antes de que los efectos de cualquier acción de control se puedan detectar sobre la variable de proceso. Es, por lo tanto, considerablemente mejor con esta clase de procesos intentar predecir su acción futura analizando la señal de control en combinación con un modelo del proceso.

- Controlador PI:

Es la estructura más usual del controlador. La introducción de la acción integral es la forma más simple de eliminar el error en régimen permanente. Otro caso en el que es común utilizar la estructura PI es cuando el desfase que introduce el proceso es moderado (procesos con una constante de tiempo dominante o incluso integradores puros). La acción derivativa más que una mejora en esta situación es un problema ya que amplifica el ruido existente. También se recomienda la acción PI cuando hay retardos en el proceso, ya que como se ha visto en el punto anterior, la acción derivativa no

resulta apropiada en este tipo de sistemas. Un tercer caso en el que se debería desconectar la acción derivativa es cuando el proceso está contaminado con niveles de ruido elevados. Como primera medida, se debería filtrar el ruido existente, pero en algunas ocasiones esto no es suficiente.

- Controlador PID: La acción derivativa suele mejorar el comportamiento del controlador, ya que permite aumentar las acciones proporcional e integral. Se emplea para mejorar el comportamiento de procesos que no poseen grandes retardos pero que si presentan grandes desfases. Este es el caso típico de procesos con múltiples constantes de tiempo.

Se concluye pues que la primera decisión en el diseño de un sistema de control PID es la elección del controlador. A una buena elección de éste (P, PI, PD o PID), ayudan, además de las anteriores consideraciones, la experiencia que se tenga sobre el proceso a controlar.

3. Ajuste empírico del controlador PID

Una vez que se ha determinado el tipo de controlador que se va a implementar, se debe efectuar el ajuste de los parámetros (sintonía) para que la respuesta del sistema en lazo cerrado tenga unas características determinadas (criterio de sintonía). El ajuste de parámetros se convierte así en una tarea muy frecuente en plantas industriales, no sólo en los trabajos de

puesta en marcha, sino también cuando se detectan cambios sustanciales de comportamiento en el proceso controlado. En las primeras aplicaciones de control PID, el ajuste se basaba únicamente en la propia experiencia del usuario o en métodos analíticos. En 1942, Ziegler y Nichols propusieron técnicas empíricas que tuvieron buena aceptación, y que han servido de base a métodos más recientes.

Los métodos empíricos o experimentales de ajuste de parámetros están especialmente orientados al mundo industrial, donde existen grandes dificultades para obtener una descripción analítica de los procesos. Estos métodos constan fundamentalmente de dos pasos:

1. Estimación de ciertas características de la dinámica del proceso a controlar
2. Cálculo de los parámetros del controlador. Para ello se aplican las fórmulas de sintonía, que son relaciones empíricas entre los parámetros del controlador elegido y las características del proceso estimadas en el paso anterior.

El hecho de que estos métodos proporcionen sólo valores aproximados para los parámetros del controlador hace generalmente necesario un tercer paso (ajuste de los parámetros), mediante observación de la respuesta en lazo cerrado.

3.1 Criterios de Sintonía

La sintonía de controladores PID para procesos industriales está basada normalmente en especificaciones nominales sobre determinadas características de la respuesta del sistema en lazo cerrado a cambios bruscos en el punto de consigna o en la carga.

También es usual basar el diseño en criterios de optimización sobre la señal de error, tratando de minimizar alguna de las cuatro integrales típicas de la señal de error: la integral del error (IE), la integral del cuadrado del error (ISE), la integral del valor absoluto del error (IAE) y la integral del valor absoluto del error ponderado en el tiempo (ITAE).

Los éxitos cosechados por las propuestas de Astrom y Hagglund en 1984 han hecho que actualmente sea más habitual encontrar soluciones a la sintonía de los controladores PID para procesos industriales basadas en especificaciones de estabilidad relativa en el dominio frecuencial, es decir, en determinadas características de la respuesta en frecuencia del conjunto (controlador+proceso). Las dos especificaciones tradicionalmente utilizadas han sido el margen de fase y el margen de ganancia.

El criterio de razón de amortiguamiento de 1/4 que fue utilizado por Ziegler y Nichols, previene de grandes desviaciones en el primer pico de la respuesta del sistema cuando se producen cambios en la carga o perturbaciones sobre el sistema, pero trae consigo una sobreoscilación del 50% para cambios bruscos en el punto de consigna, que puede ser excesiva en la mayoría de las aplicaciones (en secciones venideras se abordará como mitigar este

problema). Existen fórmulas de sintonía que garantizan sobre oscilaciones menores.

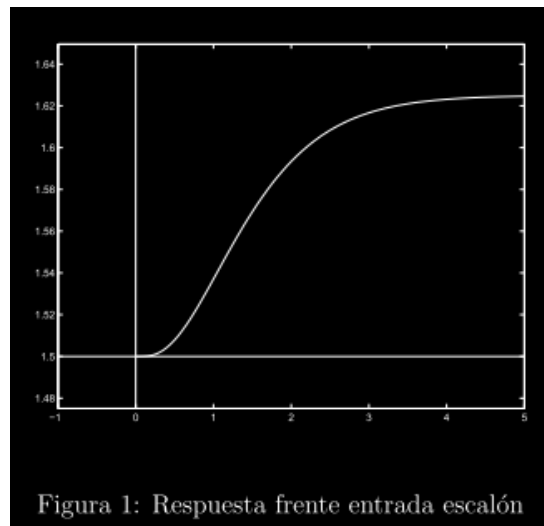
Tanto la máxima sobreelongación como la razón de amortiguamiento, que están directamente relacionadas, se pueden inspeccionar fácilmente, incluso de forma visual, pues basta con prestar atención a uno o dos puntos de la respuesta del sistema en lazo cerrado. Por lo tanto, es normal que los ingenieros de procesos se encuentren muy familiarizados con ellos y que manifiesten un mayor interés por fórmulas de sintonía que utilicen estos criterios.

No ocurre lo mismo con las integrales de error, que no son tan fáciles de inspeccionar. En cambio, los criterios integrales tienen la ventaja de ser más precisos de cara a la sintonía del controlador, pues mientras varias combinaciones de parámetros de control pueden dar lugar a una misma razón de amortiguamiento, solo una combinación de parámetros minimizará la correspondiente integral.

3.2 Caracterización en bucle abierto

En general no es posible describir completamente un proceso industrial, de ahí que se empleen para ello técnicas de aproximación. Estas técnicas se basan en el hecho de que la mayoría de los procesos industriales son estables en lazo abierto y que la respuesta del proceso a ciertas señales de entrada puede aportar en muchos casos información suficiente para poder

diseñar un controlador satisfactorio. En particular, el método de Ziegler-Nichols en bucle abierto determina un ajuste de los parámetros del controlador en función de la respuesta del sistema a un escalón en la entrada del mismo. En la figura 1 se observa la salida de un sistema dinámico frente a un incremento en la entrada del mismo aplicado en el instante $t = 0$. Como se puede observar, la respuesta del sistema se desvía de la situación estacionaria inicial.



Aproximación como sistema de primer orden sin retardo.

Considérese que se desea aproximar la función de transferencia de un sistema a través de dos únicos parámetros. Una elección natural sería

$$G(s) = \frac{K}{T_{res}s + 1}$$

aproximar la dinámica del sistema a través de una función de transferencia de primer orden:

En dicha aproximación, K es la ganancia estática del sistema y la constante de tiempo T_{res} proporciona una cierta medida del tiempo que tarda el sistema en alcanzar el estado estacionario. En el contexto del control PID, a esta constante de tiempo se le denomina tiempo de residencia.

Si se conoce la respuesta del sistema frente a una entrada en escalón unitario, resulta sencillo estimar la ganancia estática del sistema. Para ello sólo se requiere el cómputo de la relación entre el incremento en el valor estacionario final de la salida y el incremento a la entrada, supuesto éste producido en el instante $t = 0$. Es decir, K se puede obtener de la siguiente expresión:

$$K = \frac{y(\infty) - y(0)}{u(\infty) - u(0)}$$

En cuanto a la determinación de T_{res} , se puede utilizar el siguiente procedimiento:

- Se calcula el área A_0 comprendida entre el valor final de la salida y la respuesta temporal de la misma (véase la figura 2):

$$A_0 = \int_0^{\infty} (y(\infty) - y(t)) dt$$

- Una vez calculada el área A_0 , T_{res} se obtiene de la expresión:

$$T_{res} = \frac{A_0}{K}$$

Resulta un sencillo ejercicio comprobar que la anterior relación proporciona el valor exacto de la constante de tiempo de un sistema de primer orden.

En la figura 3 se proporciona una comparación entre la respuesta real del sistema y la proporcionada por el método de caracterización de la ganancia estática y tiempo de residencia. Como se comprueba en dicha figura., se recoge perfectamente el comportamiento en régimen estacionario, sin embargo, el transitorio no se consigue aproximar de forma adecuada.

Aproximación como integrador más retardo puro

Otra posibilidad, a la hora de aproximar la función de transferencia de un sistema a través de dos únicos parámetros, consiste en utilizar el modelo de un integrador que tenga un retardo puro:

$$G(s) = \frac{a}{sL} e^{-sL}$$

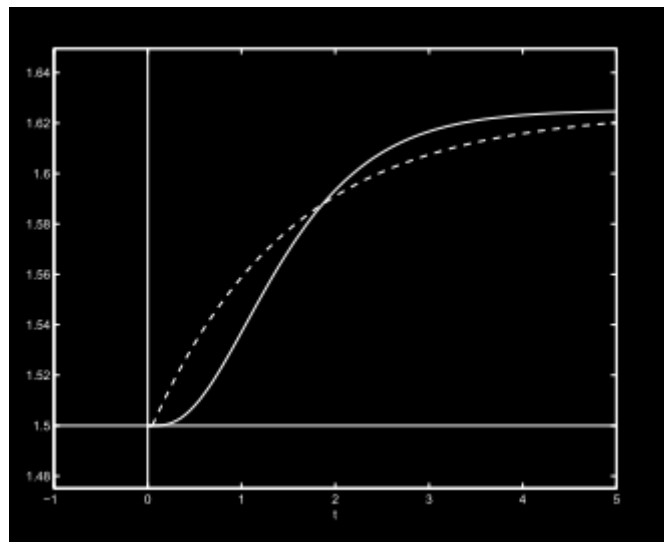
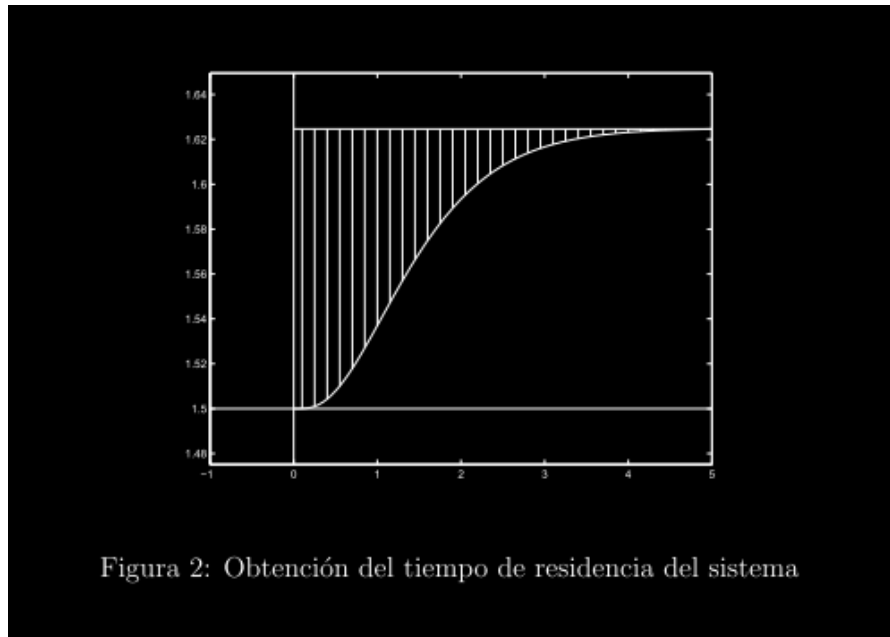
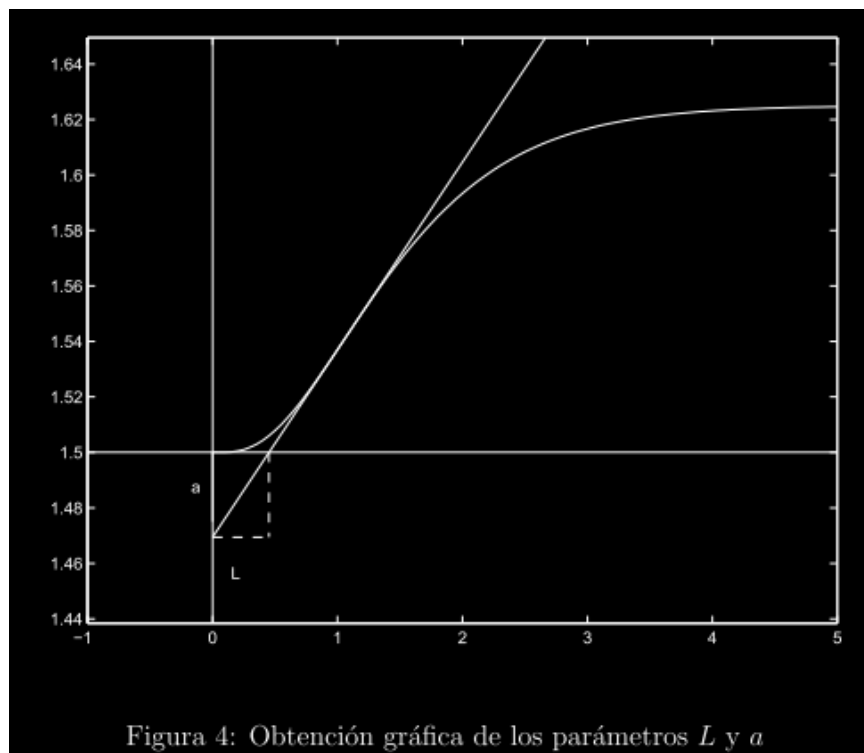


Figura 3: Comparación entre la respuesta real y la aproximación dada por un sistema de primer orden (trazo discontinuo)

Como se comprobará a continuación, la citada aproximación no proporciona buenos resultados a bajas frecuencias, a no ser que el sistema realmente

contenga un integrador. Sin embargo, las características temporales en los primeros estadios del transitorio se recogen de forma adecuada. A la hora de obtener los parámetros a y L de la respuesta temporal, se puede utilizar el hecho de que la aproximación presentada tiene una pendiente constante e igual a a/L . Dichos parámetros por lo que dichos parámetros se pueden obtener gráficamente trazando la recta de mayor pendiente tangente a la respuesta temporal del sistema. En la figura 4 se muestra el procedimiento gráfico que permite la estimación de los parámetros a y L .



En la figura 5 se comparan las características de las aproximaciones anteriormente detalladas.

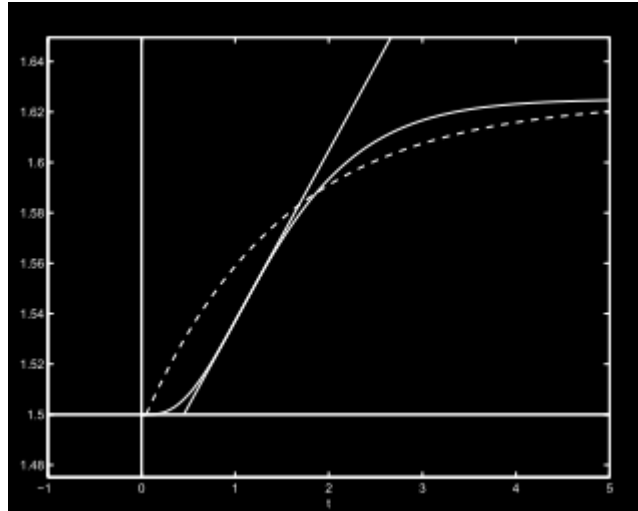


Figura 5: Comparación entre las dos aproximaciones. La respuesta temporal real del sistema se representa en trazo continuo.

Con estos conceptos procedemos a realizar el cálculo de los parámetros para la sintonización del controlador:

Partimos de que en el dominio de la frecuencia, el controlador PID se puede escribir como:

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

En lazo abierto, muchos procesos pueden definirse según la siguiente función de transferencia:

$$G(s) = \frac{K_0 e^{-s\tau_0}}{1 + \gamma_0 s}$$

Según Ziegler-Nichols, la relación de estos coeficientes con los parámetros del controlador es:

$$K_p = 1.2 \frac{\gamma_0}{k_0 \tau_0} \quad T_i = 2\tau_0 \quad T_d = 0.5\tau_0$$

Los parámetros se pueden obtener de la respuesta mostrada en la Figura 6:

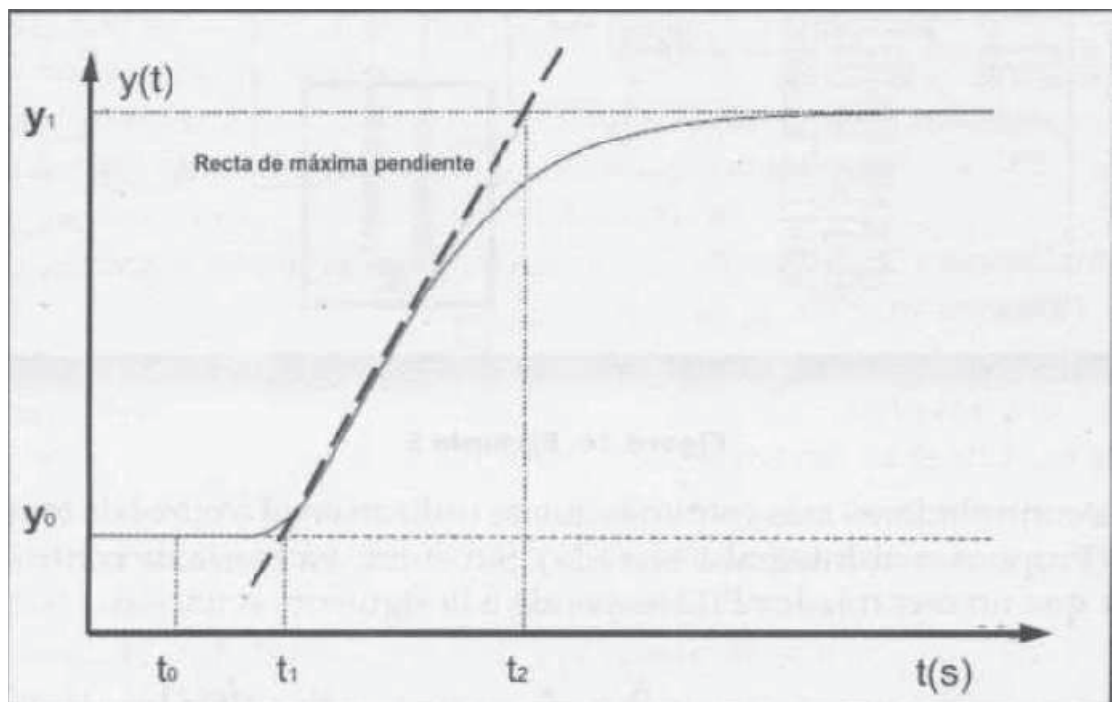


Figura 6

$$\tau_0 = t_1 - t_0$$

$$\gamma_0 = t_2 - t_1$$

$$k_0 = \frac{y_1 - y_0}{u_1 - u_0}$$

La función de transferencia para el controlador PID digital se convierte en>

$$U(z) = K_P \left[1 + \frac{T}{T_i(1-z^{-1})} + T_d \frac{(1-z^{-1})}{T} \right] E(z)$$

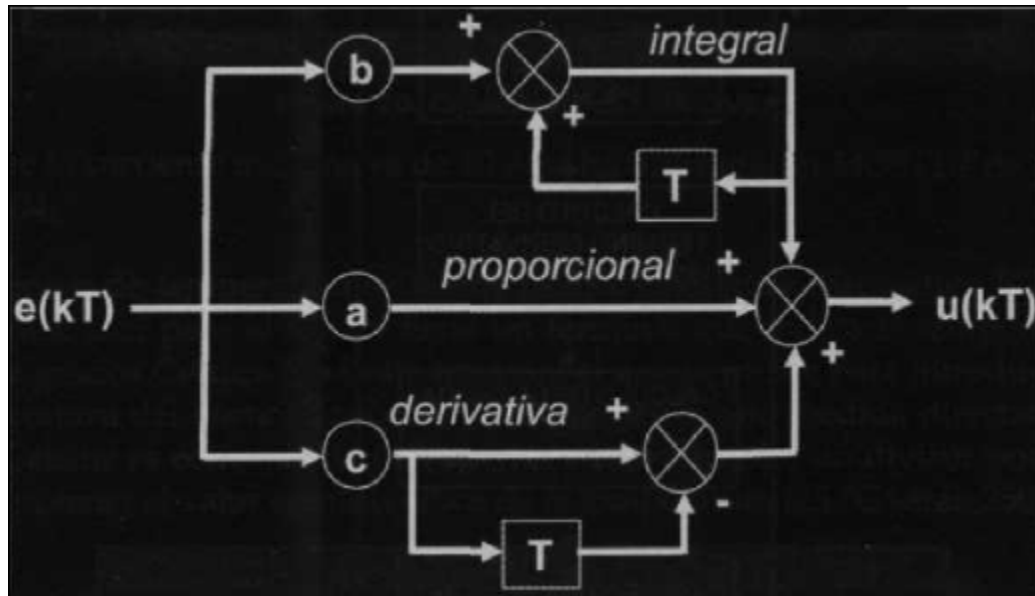
La función de transferencia discreta, también puede ser representada como>

$$\frac{U(z)}{E(z)} = a + \frac{b}{1-z^{-1}} + c(1-z^{-1})$$

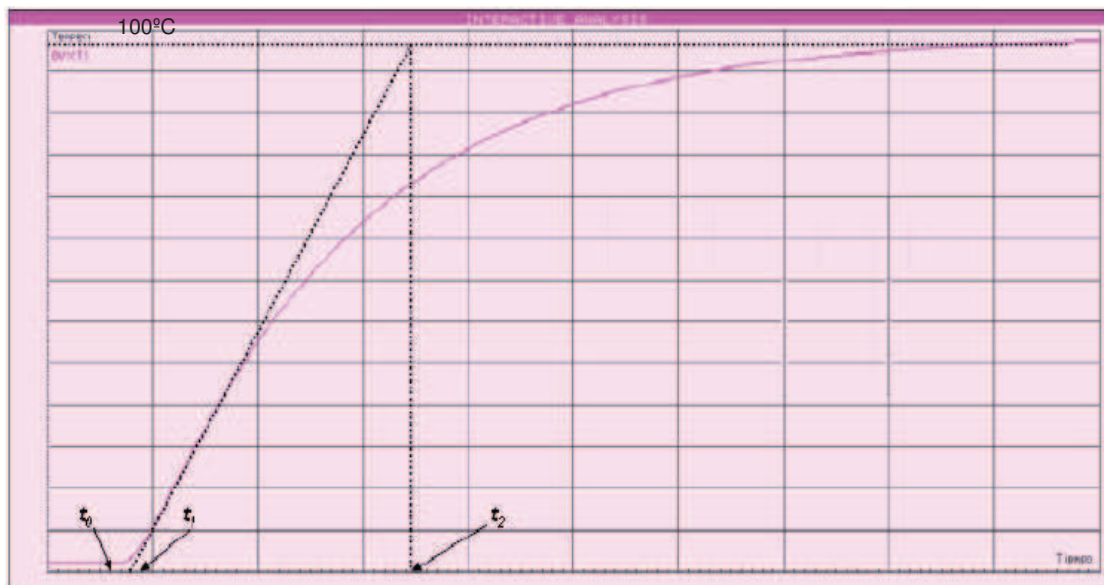
Donde:

$$a = K_P \quad b = \frac{K_P T}{T_i} \quad c = \frac{K_P T_d}{T}$$

Existen distintas posibilidades de la realización práctica de un controlador PID, una de las más habituales es la realización en paralelo:



De la recta de máxima pendiente se deducen los parámetros τ_0 , γ_0 y k_0 definidos por el análisis en lazo abierto de Ziegler-Nichols:



Donde:

$$t_0 = 3,6 \text{ min.}$$

$$t_1 = 4,8 \text{ min.}$$

$$t_2 = 15 \text{ min.}$$

$$\tau_0 = t_1 - t_0 = 5 \text{ min.} - 4,8 \text{ min.} = 0,2 \text{ min}$$

$$\gamma_0 = t_2 - t_1 = 15 \text{ min.} - 4,8 \text{ min.} = 10,2 \text{ min}$$

$$k_0 = \frac{y_1 - y_0}{u_1 - u_0} = \frac{100 - 25}{2 - 0} = 37,5$$

Por tanto el modelo del sistema de calefacción queda definido así:

$$G(s) = \frac{k_0 e^{-st_0}}{1 + \gamma_0 s} = 37,5 \frac{e^{-0,2s}}{1 + 10,2 s}$$

Los parámetros ***K_p***, ***T_i*** y ***T_d*** se calculan según la Regla de Sintonización de Ziegler- Nichols basada en la respuesta al escalón:

$$K_p = 1,2 \frac{\gamma_0}{k_0 \tau_0} = 1,63$$

$$T_i = 2\tau_0 = 2(0,2) = 0,4 \text{ min.}$$

$$T_d = 0,5\tau_0 = 0,5(0,2) = 0,1 \text{ min.}$$

Reemplazando los valores de **K_p** , **T_i** y **T_d** en las ecuaciones, y estableciendo un periodo de muestreo $T=0.1s$ según criterio $T < \tau_0/4$, los parámetros del controlador discreto son:

$$a = K_p = 1,63$$

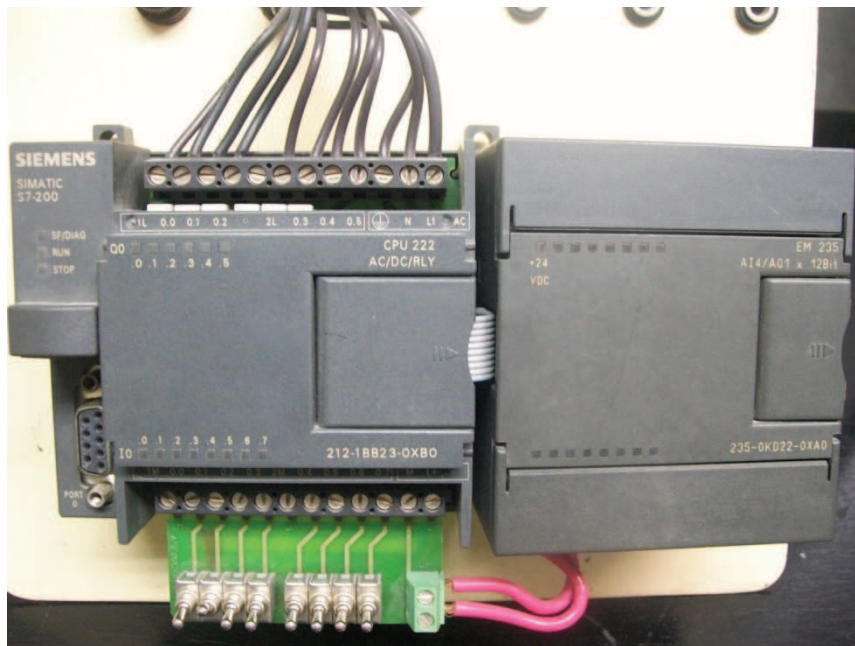
$$b = \frac{K_p T}{T_i} = 3,83$$

$$c = \frac{K_p T_d}{T} = 1,63$$

Implementación de controlador digital PID en PLC s7200.

Contamos con los siguientes elementos:

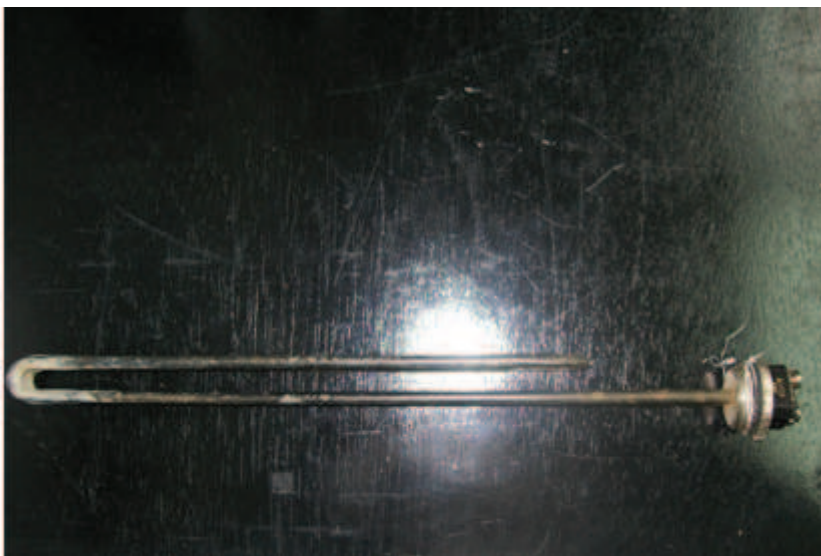
1 PLC S7200 con modulo LM235 :



1 Termocupla Pt100:



1 Resistencia de 5000 W (220 V.):



1 Contactor 220V,



1 Variador de velocidad (Siemens):



1 transductor Siemens 4-20 mA SITRANS TH100:



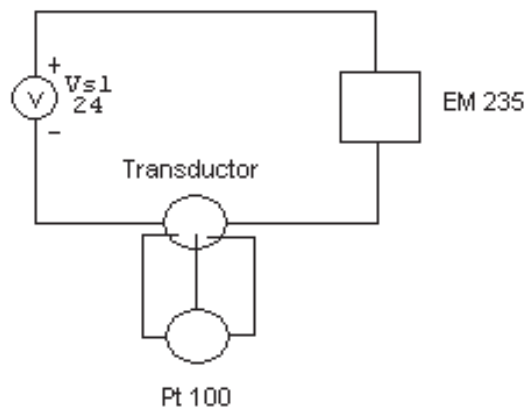
3 tanques interconectado por una bomba de ¼ HP:



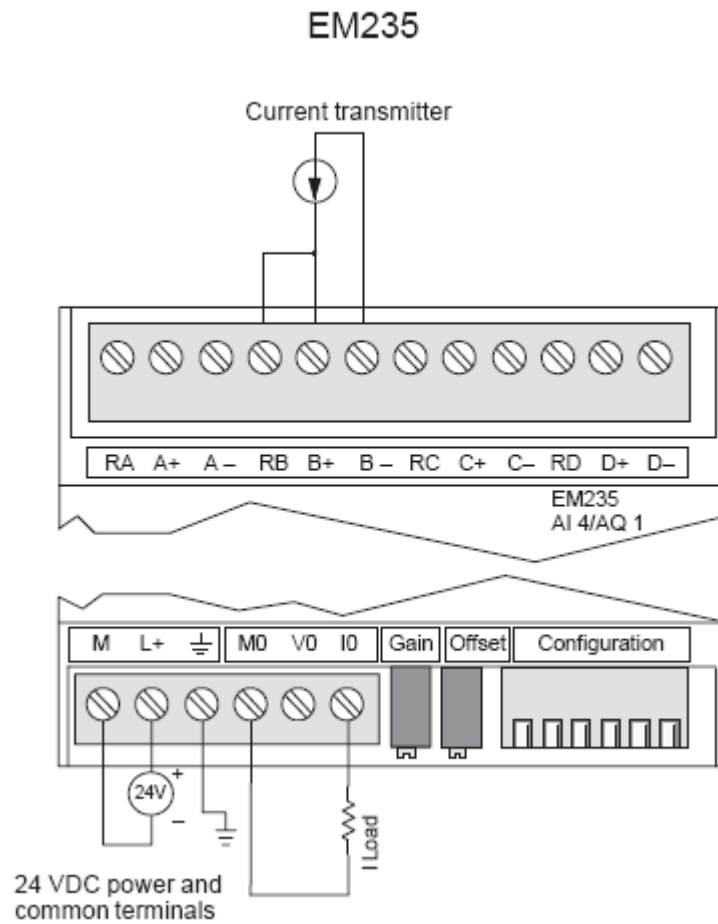
Alimentación 3Ø:



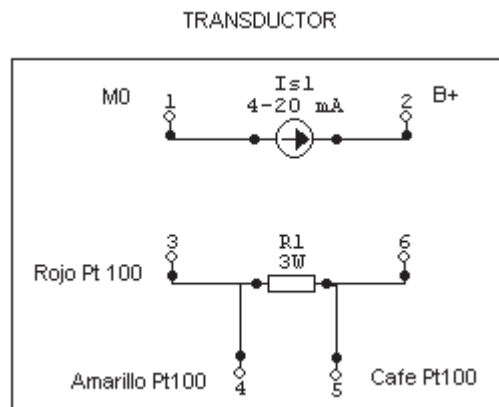
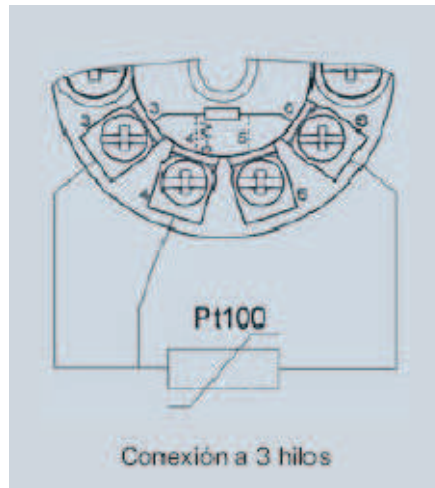
Comenzamos conectando el siguiente esquemático para la transmisión de corriente de la Pt 100 al EM 235:



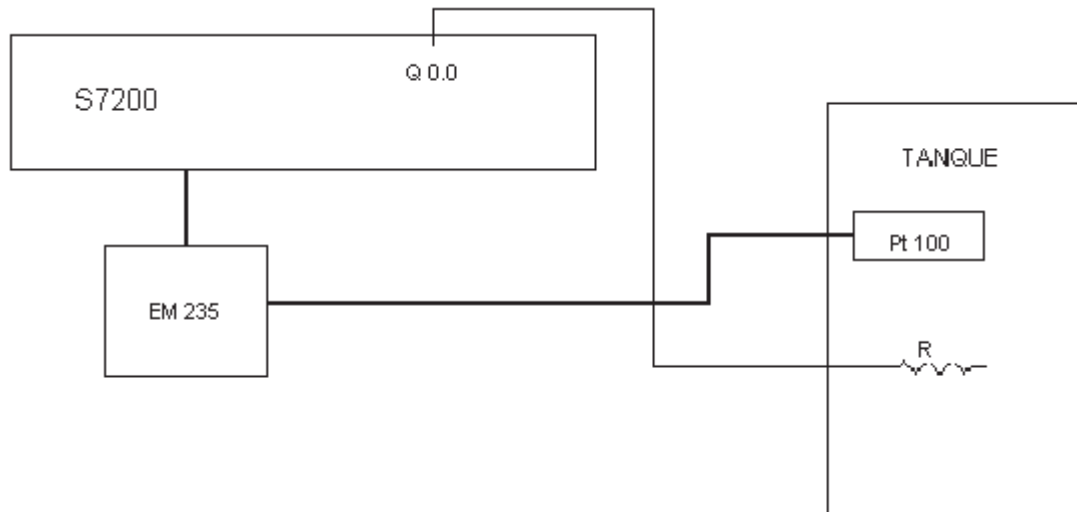
El conexionado del EM 235 para transmitir la corriente proveniente del sensor Pt 100, es el siguiente:



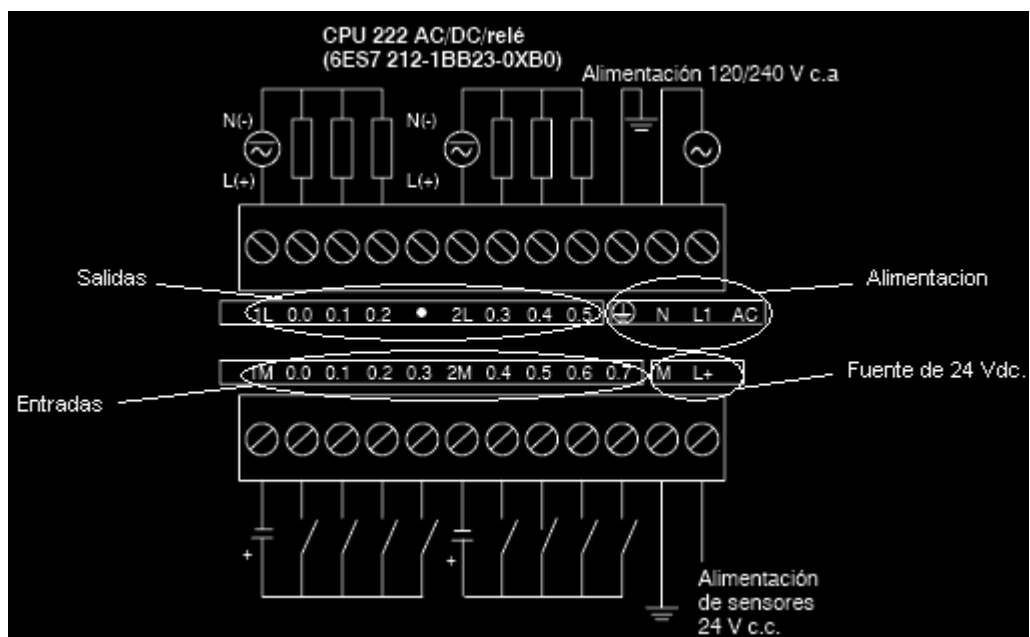
El conexionado del transductor es el siguiente:



El esquemático del control de la temperatura del tanque es el siguiente:

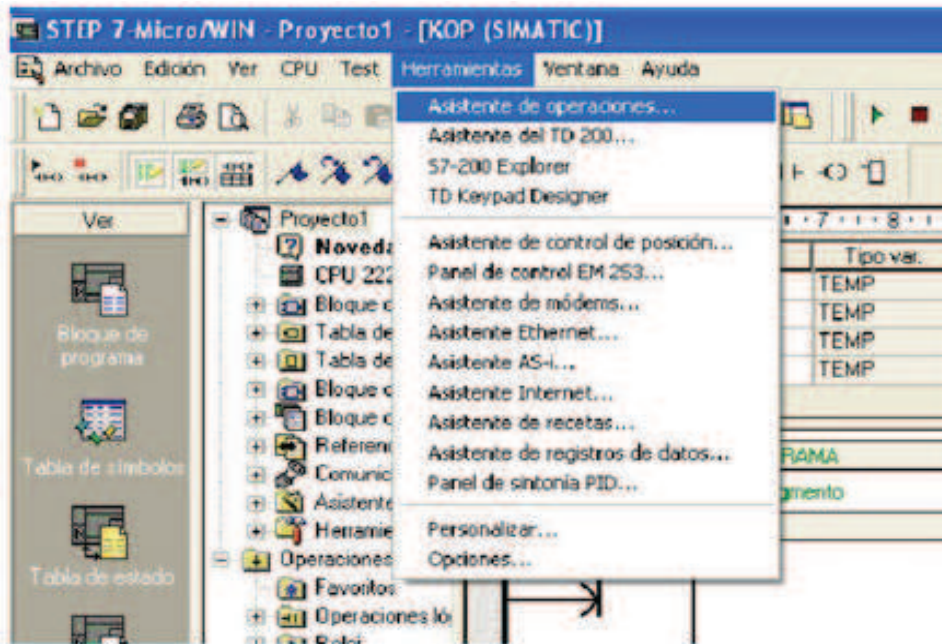


La alimentación del PLC S7200 es de la siguiente manera:

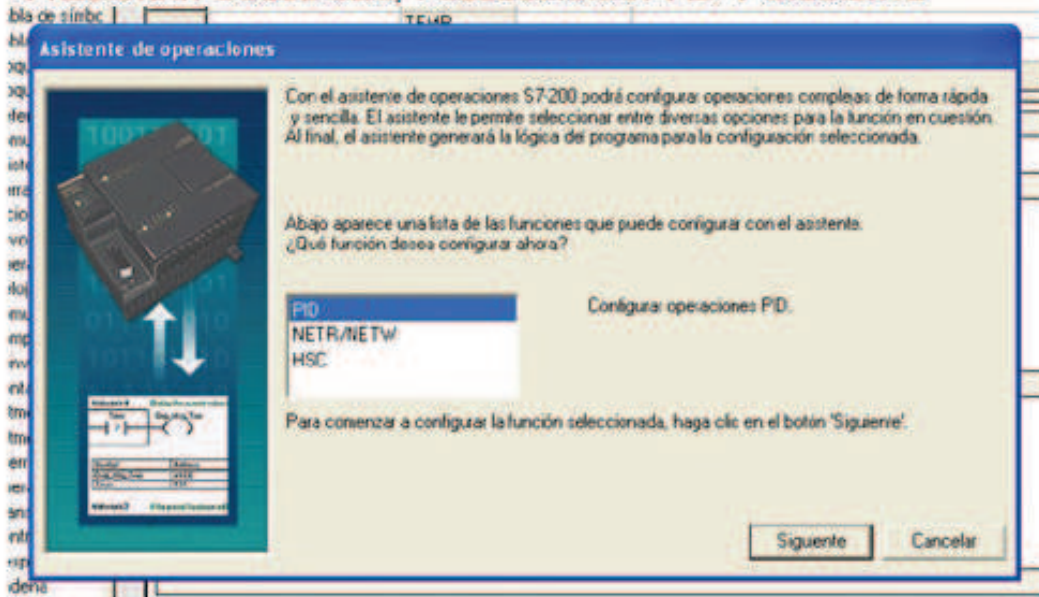


Se realiza la programación del PID en el PLC S7200 con el asistente:

Seleccionar en herramientas el asistente de operaciones:



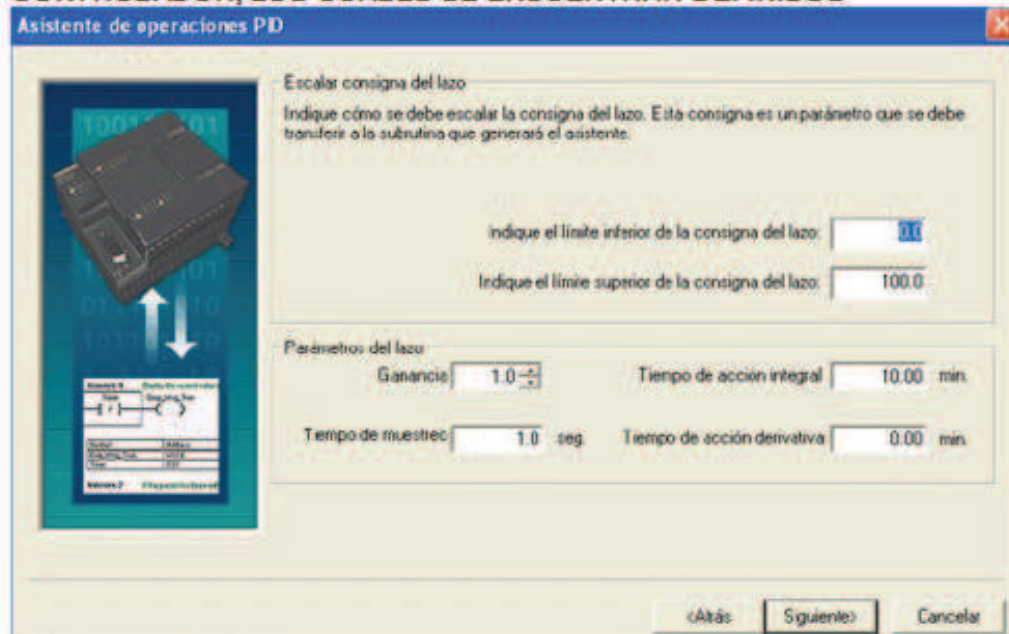
- PRESIONAR DOBLE CLIC, Y SELECCIONAR PID Y SIGUIENTE



- PRESIONAR SIGUIENTE, USTED CONFIGURA UN SOLO BLOQUE PID, USTED TIENE 8 BLOQUES PID.



- PRESIONAR SIGUIENTE, USTED PODRA DEFINIR PARAMETROS DEL CONTROLADOR, LOS CUALES SE ENCUENTRAN DEFINIDOS



La consigna de lazo son los límites para la variable de Setpoint a colocar, por lo tanto nuestro set point lo ponemos de 0 a 100, que en nuestro caso sería un rango de 0 a 100°C, que se adapta a lo que queremos.

Escogemos el tipo de control que queremos realizar.

Control P.

Para tener un control proporcional solamente, el t de acción integral se lo pone en infinito, podemos colocar 100 min; el t de acción derivada lo dejamos en 0.0

Control PI.

El t de acción integral lo ajustamos al calculado con el método Ziegler-Nichols $T_i = 0,4$ min; el t de acción derivada lo dejamos en 0.0.

Control PD.

El t de acción integral lo introducimos en infinito $T_i = 100$ min.; el t de acción derivada colocamos lo calculado con el método Ziegler-Nichols $T_d=0,1$ min.

Control PID.

Con ganancia = 1.6. Con cálculo realizado con el método Ziegler-Nichols. El t de acción integral $T_i = 0,4$ min min.; el t de acción derivada $T_d=0,1$ min.

Asistente de operaciones S7-200 (PID)

Escalar consigna del lazo

Indique cómo se debe escalar la consigna del lazo. Esta consigna es un parámetro que se debe transferir a la subrutina que generará el Asistente.

Indique el límite inferior de la consigna del lazo:

Indique el límite superior de la consigna del lazo:

Parámetros del lazo

Ganancia Tiempo de acción integral min.

Tiempo de muestreo seg. Tiempo de acción derivada min.

**- PRESIONAR SIGUIENTE, DEBE CONFIGURAR SU ENTRADA/SALIDA
RECUERDE QUE SUS SEÑALES SON DE 4-20 mA.**

Asistente de operaciones S7-200 (PID)

Opciones de la entrada del lazo

Indique cómo se debe escalar la variable del proceso del lazo (PV). Esta variable es un parámetro que se debe transferir a la subrutina que generará el Asistente.

Escalamiento:

Unipolar Límite inferior

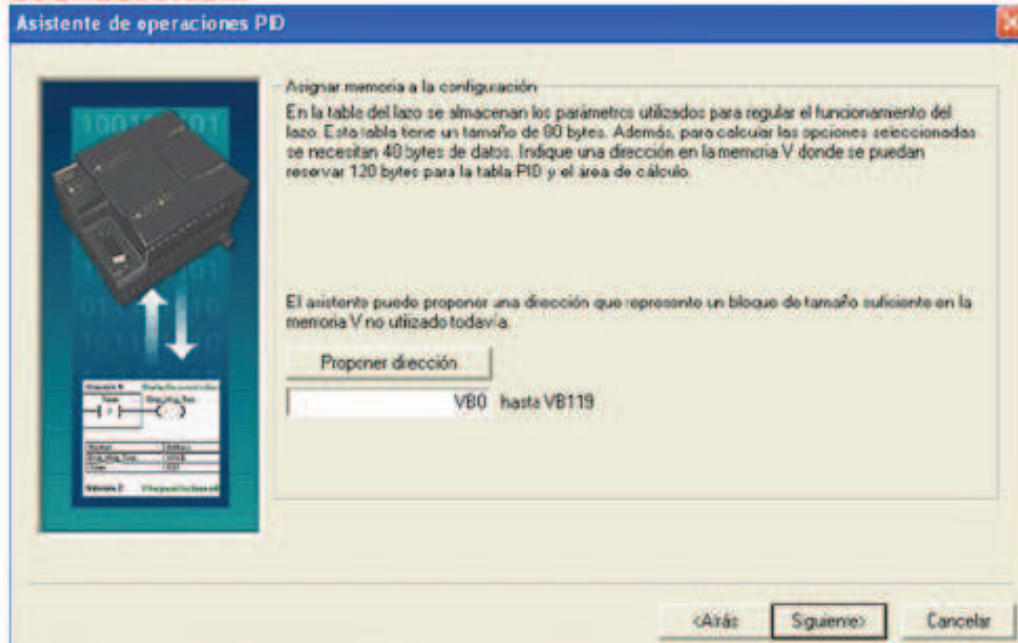
Utilizar offset de 20% Límite superior

Opciones de la salida del lazo

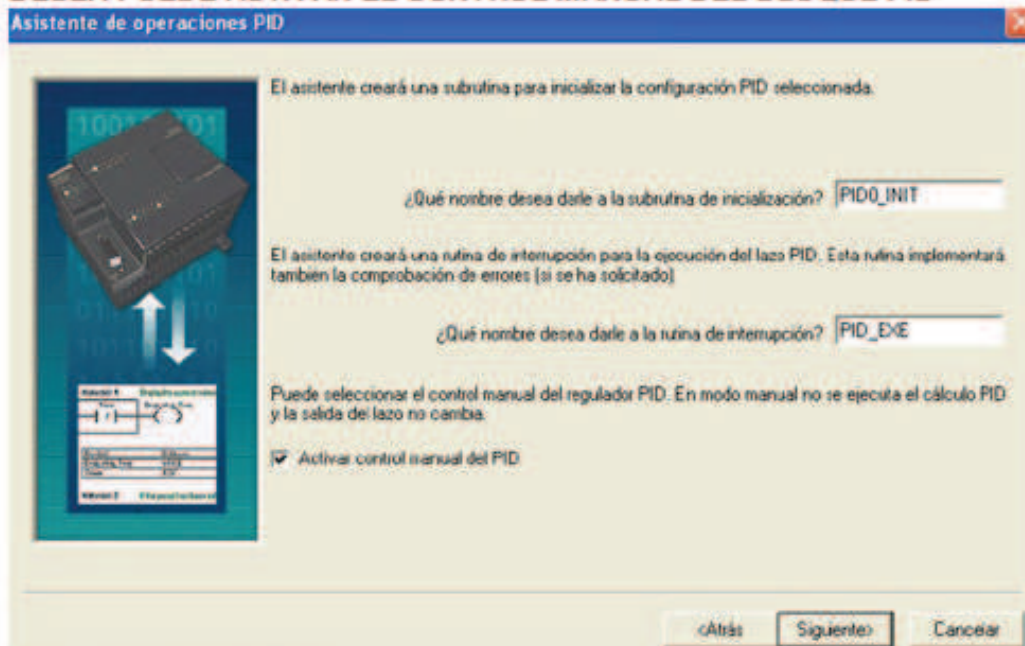
Indique cómo se debe escalar la salida del lazo. Esta salida es un parámetro que se debe transferir a la subrutina que generará el Asistente.

Tipo de salida Tiempo del ciclo de operación seg.

- PRESIONAR SIGUIENTE, DEFINE EL RANGO DE MEMORIA DE DATO QUE SE ENCUENTRA LA SUBROUTINA PID Y NO SE PUEDE SOBRESERIBIR

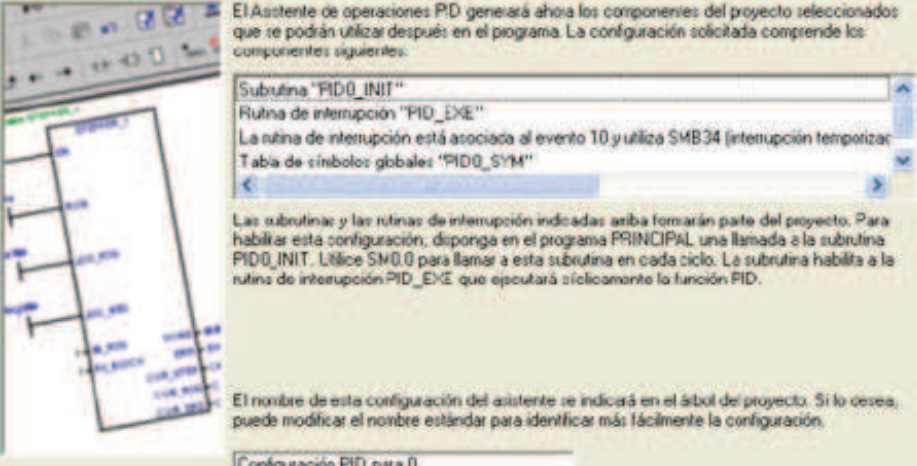


- PRESIONAR SIGUIENTE, SE HA CREADO LA SUBROUTINA PID, SI DESEA PUEDE ACTIVAR EL CONTROL MANUAL DEL BLOQUE PID



- PRESIONAR SIGUIENTE, AL FINALIZAR DA TERMINADO ALA CONFIGURACION DEL BLOQUE PID

Asistente de operaciones PID



El Asistente de operaciones PID generará ahora los componentes del proyecto seleccionados que se podrán utilizar después en el programa. La configuración solicitada comprende los componentes siguientes:

- Subrutina "PID0_INIT"
- Rutina de interrupción "PID_EXE"
- La rutina de interrupción está asociada al evento I0 y utiliza SMB34 (interrupción temporizada)
- Tabla de símbolos globales "PID0_SYM"

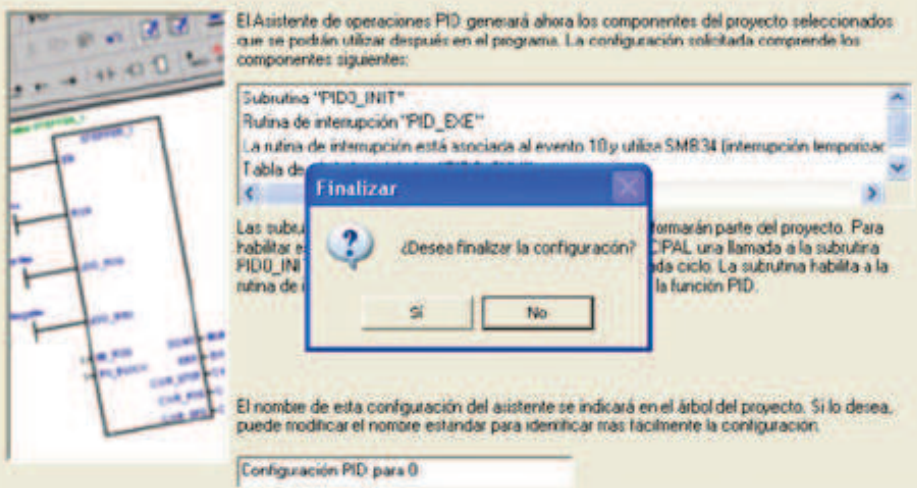
Las subrutinas y las rutinas de interrupción indicadas arriba formarán parte del proyecto. Para habilitar esta configuración, disponga en el programa PRINCIPAL una llamada a la subrutina PID0_INIT. Utilice SMO.0 para llamar a esta subrutina en cada ciclo. La subrutina habilita a la rutina de interrupción PID_EXE que ejecutará cíclicamente la función PID.

El nombre de esta configuración del asistente se indicará en el árbol del proyecto. Si lo desea, puede modificar el nombre estándar para identificar más fácilmente la configuración.

Configuración PID para 0

< Atrás Finalizar Cancelar >

Asistente de operaciones PID



El Asistente de operaciones PID generará ahora los componentes del proyecto seleccionados que se podrán utilizar después en el programa. La configuración solicitada comprende los componentes siguientes:

- Subrutina "PID0_INIT"
- Rutina de interrupción "PID_EXE"
- La rutina de interrupción está asociada al evento I0 y utiliza SMB34 (interrupción temporizada)
- Tabla de símbolos globales "PID0_SYM"

Las subrutinas y las rutinas de interrupción indicadas arriba formarán parte del proyecto. Para habilitar esta configuración, disponga en el programa PRINCIPAL una llamada a la subrutina PID0_INIT. Utilice SMO.0 para llamar a esta subrutina en cada ciclo. La subrutina habilita a la rutina de interrupción PID_EXE que ejecutará cíclicamente la función PID.

El nombre de esta configuración del asistente se indicará en el árbol del proyecto. Si lo desea, puede modificar el nombre estándar para identificar más fácilmente la configuración.

Configuración PID para 0

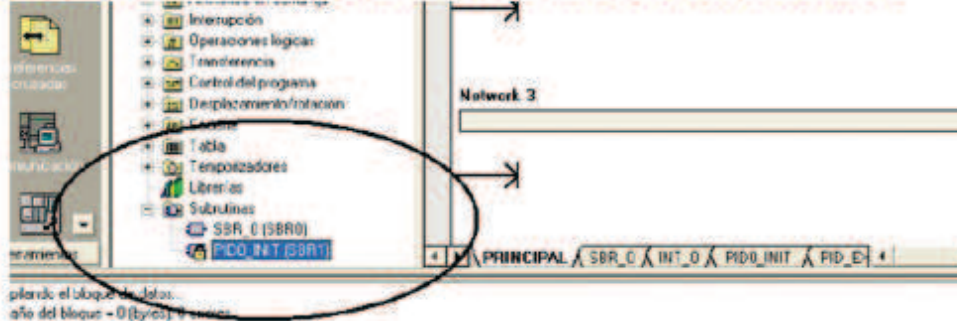
< Atrás Finalizar Cancelar >

Finalizar

¿Desea finalizar la configuración?

Si No

- LISTO PARA PROGRAMAR, EN LA PARTE INFERIOR APARECE LA SUBROUTINA PID INSERTAR EN BLOQUE DE OPERACIÓN PRINCIPAL



En la programación del bloque PID:

Símbolo	Tipo var.	Tipo de datos	Comentario
	TEMP		
	TEMP		
	TEMP		
	TEMP		

COMENTARIOS DEL PROGRAMA

Network 1 Título de segmento

Comentario de segmento

SM0.0 | PV_I | EN | Output Q0.0

AIW0 - PV_I 32.0 - Setpoint

Network 2

Network 3

PV_I: AIW0 es la memoria donde recoge el dato enviado por el modulo EM

235

Setpoint: Ajustar a consideración del usuario en este caso: 32.0 °, recordar que es un REAL.

Output: Es una salida digital que va a activar la salida Q0.0 del PLC, que a su vez va conectado a la resistencia.

Una vez cargado el programa en el PLC, se lo pone en modo Run y activado el panel de sintonía PID, se puede apreciar el comportamiento de la variable temperatura, y la regulación en el tiempo realizada por el lazo de control.



Esta práctica se la realiza con los diferentes tipos de control y se aprecia cual es el más efectivo en el que menor tiempo se ajuste más rápido la variable al set point indicado.

Al activar la auto sintonía se puede observar como el algoritmo predice el comportamiento de la variable, y regula en menos tiempo la temperatura al setpoint indicado, controlando de mejor manera los periodos de funcionamiento de la resistencia.

Se puede ver de igual manera que al no poner los límites de t y ganancia calculados, el lazo de control con auto sintonía, se estabiliza más rápido que cualquier otro tipo de control.

Al alterar la variable de Temperatura, ingresando o sacando agua al tanque, se aprecia que con la auto sintonía, el algoritmo compensa sin problema los cambios bruscos de temperatura.

Capitulo 6

Conclusiones y Recomendaciones

El control automático asienta sus bases esencialmente en el concepto de realimentación. Este concepto se concreta en una estructura de control en la cual el controlador se puede entender como un operador, que en función de la salida deseada de la planta, y la salida real medida, proporciona la acción de control a aplicar sobre el sistema.

Si bien existen muchos tipos de control basados en este principio, el control proporcional, derivativo e integral (PID), es el que mayor implantación tiene en la industria de procesos. Dicho control consiste esencialmente en obtener la acción de control como la suma de tres términos: término proporcional, término derivativo y término integral.

Se pueden obtener variaciones a este esquema consistentes en la no introducción de los términos derivativo e integral; en dicho caso el control coincide con el llamado control proporcional. Si solamente se prescinde de la acción integral, el control se denomina control proporcional derivativo (PD). Si, por el contrario, el único término que desaparece es el derivativo, el control se denomina proporcional integral (PI).

El 95% de los bucles de control en la industria son del tipo PID, y fundamentalmente PI. La amplia implantación del control PID en la industria, se debe fundamentalmente a los siguientes factores:

- La actuación en función de la señal de error proporciona una estructura de realimentación negativa, que como es conocido, permite obtener en muchas

ocasiones un comportamiento satisfactorio del sistema a pesar de la existencia de perturbaciones e incertidumbres sobre el modelo del sistema.

- El término derivativo proporciona cierta anticipación sobre la respuesta al sistema.
- El término integral permite eliminar el error en régimen permanente.
- El control PID obtiene resultados satisfactorios para una amplia gama de procesos.
- En estructuras de control más sofisticadas, donde exista cierta organización jerárquica, el controlador PID puede utilizarse a un nivel bajo.
- El controlador PID se puede adquirir como un módulo compacto, donde los distintos parámetros del controlador se pueden ajustar manualmente. Actualmente muchos de los PIDs industriales proporcionan ciertas opciones de autosintonía.

El controlador PID, si bien tiene una amplia implantación en la industria, no es utilizado convenientemente en muchas ocasiones. Esto implica que lazos de control, que en principio podrían proporcionar excelentes resultados, funcionen de una forma insatisfactoria. La mayoría de las causas de mal funcionamiento, son:

- Ajuste inadecuado de los parámetros del controlador: Un número elevado de los PIDs en la industria han sido sintonizados manualmente, sin la

realización de un estudio previo de las características del proceso a controlar. Este tipo de sintonización “manual”, puede proporcionar buenos resultados en función de la experiencia del operador, sobre todo si el control es PI. En caso de requerir el ajuste de tres o más parámetros del controlador, la obtención de un ajuste manual satisfactorio puede resultar una tarea extremadamente difícil que requiere de una gran experiencia por parte del operador. En algunas ocasiones, la falta de conocimientos y experiencia sobre el control PID, se traduce en que el controlador PID se implante con los parámetros originales de fábrica.

- Otro motivo importante de mal funcionamiento es la inadecuada elección de los actuadores. Por ejemplo, un mal dimensionamiento, presencia de histéresis, saturaciones, fricciones, etc., pueden estar al origen del pobre comportamiento del sistema.

- Los sensores son otro elemento que afectan al comportamiento del sistema. En muchas ocasiones no se filtra convenientemente el ruido asociado a los mismos. En implementaciones del controlador PID a través de un computador, es importante una buena elección del tiempo de muestreo y consideración de la incorporación o no de filtros “anti-aliasing”.

- Es relativamente frecuente el diseño de un controlador PID teniendo en cuenta exclusivamente el seguimiento de la referencia. En el diseño se debe considerar no solo el seguimiento de referencia sino también el rechazo de perturbaciones y ruidos en la medida.

Bibliografía.

- Ogata, Katsuhiko. **Ingeniería de Control Moderna. Controles PID e Introducción al control robusto.** Tercera edición. Editorial Prentice Hall. 1998.
- Ogata, Katsuhiko. **Sistemas de control en tiempo discreto.** Segunda edición. Editorial Prentice Hall. 1996.
- Física, Tipler, **Propiedades y procesos térmicos.** Volumen 1
- Física, Sears y Zemansky . **Temperatura y calor.** 11va edición.
- Aström, K.J. y T. Hägglund. **The Future of PID Control.** IFAC Workshop on Digital Control: Past, Present and Future of PID Control, Terrasa, España, Abril 5 – 7, 2000.
- Erbay, A.S. **An Overview on PID Control.** RTP Corp., 2000.
- Gerry, J.; **A Comparison of PID Control Algorithms,** Control Engineering (EUA), Vol 34 N° 3, Marzo 1987.

- P. Ollero de Castro and E. F. Camacho. **Control e Instrumentación de Procesos Químicos**. Síntesis, 1997.

- Sebastián Dormido and Fernando Morilla. **Controladores PID. Fundamentos y Sintonía**. Monografía CEA-IFAC, 2000.

- **Desarrollo de Sistemas de Regulación y Control, Control PID.**

http://www.infoplcn.net_net_controlPID.html

- **Sintonización de controladores PID.**

<http://repositorio.bib.upct.es/dspace/bitstream/10317/174/13/cap%c3%ADtulo%206.pdf>

- **Manuales de Termocuplas, Sensores y medidores de Temperatura.**

- **Manual Siemens PLC S7200.**