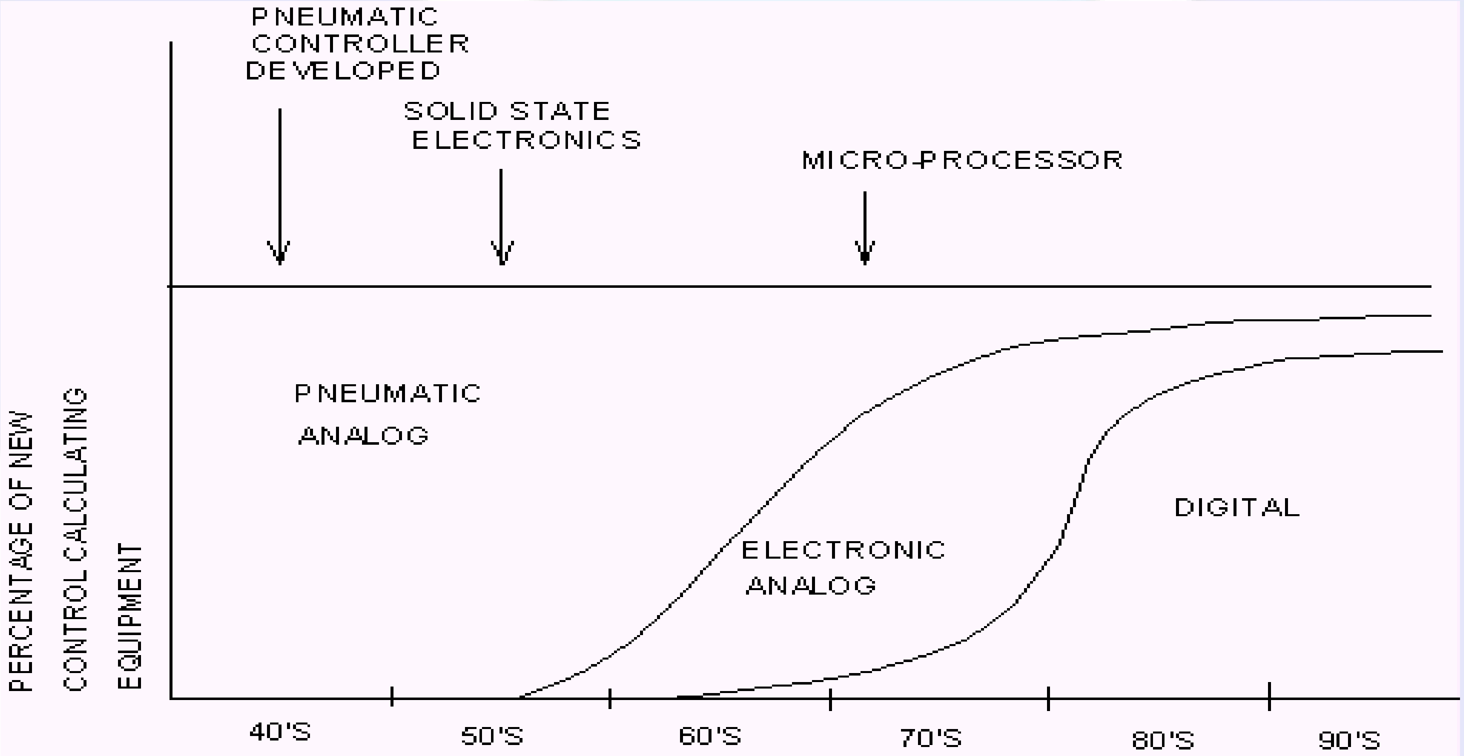
DINAMICA & CONTROL DE PROCESOS

CONTROL DIGITAL POR COMPUTADOR "o" DISCRETO

El gran avance de la tecnología digital, la computación y las tecnologías de información no hace afirmar que en la actualidad todos los sistemas de control modernos están soportados por plataformas computacionales. Con la tecnología digital podemos realizar algoritmos de control mas sofisticados, reconfigurarlos a medida que los procesos evolucionan con el tiempo. Los sistemas son más poderosos, flexible y baratos que sus predecesores eléctricos o neumáticos.



En control digital debemos hablar del ciclo de control como una secuencia de medición, transformación y transmisión de la señal, calculo de la variable de control, e implementación en el proceso. Este ciclo se realiza cada cierto tiempo que lo llamaremos Instante o Intervalo o tiempo de Muestreo To.

Por esta razón hablamos de control discreto ya que el lazo de control se activa entre instantes To con una velocidad muy rápida tal que puede ser asimilada a un pulso.

El instante de muestreo To debe ser lo suficientemente pequeño para que no se pierda la información, ni muy pequeño para no sobrecargar sistema con cálculos redundantes.

Algunos autores recomiendan lo siguiente;

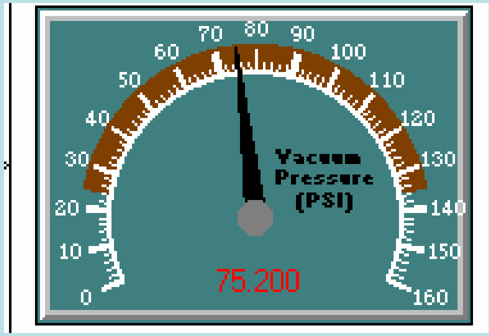
Flujo To = 1 s ; Presión To= 5 s ; Nivel To= 10 s. ; Temp. To=20 s.

Con respecto a la dinámica del proceso:

$T_o < 0{,}25\ T_d$; $T_o < 0{,}5\ T_r$; $\max(T_o) = \tau_p$

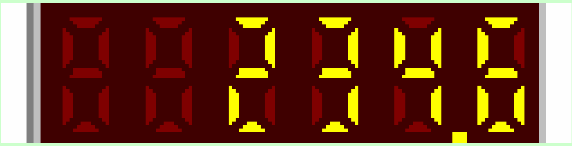
Td: Atraso, Tr : Rise time; τ_p Cte de tiempo

CONCEPTO DE ANALOGO Y DIGITAL



Sistema análogo

Representación continua de la información, puede ser representada por infinitos puntos



Sistema Digital o Discreto

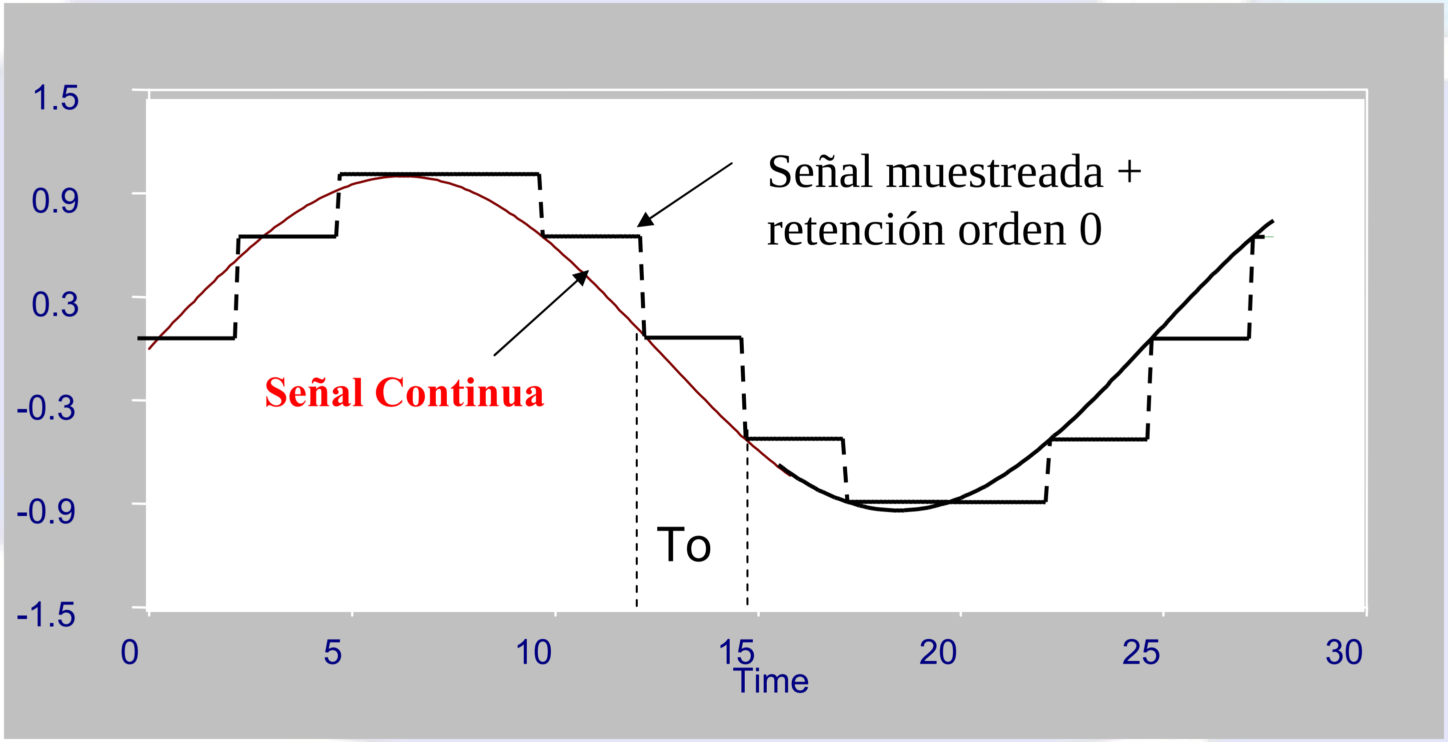
Representación discontinua de la información en función de un conjunto finito de intervalos.

Ej Binaria 8 Bits = 256 intervalos

16 Bits = 56360 intervalos

En la tecnología digital (incluyendo control) las señales analógicas (continuas) deben ser convertidas a digital mediante un dispositivo llamado Conversor Análogo-Digital (A/D) y viceversa (D/A)

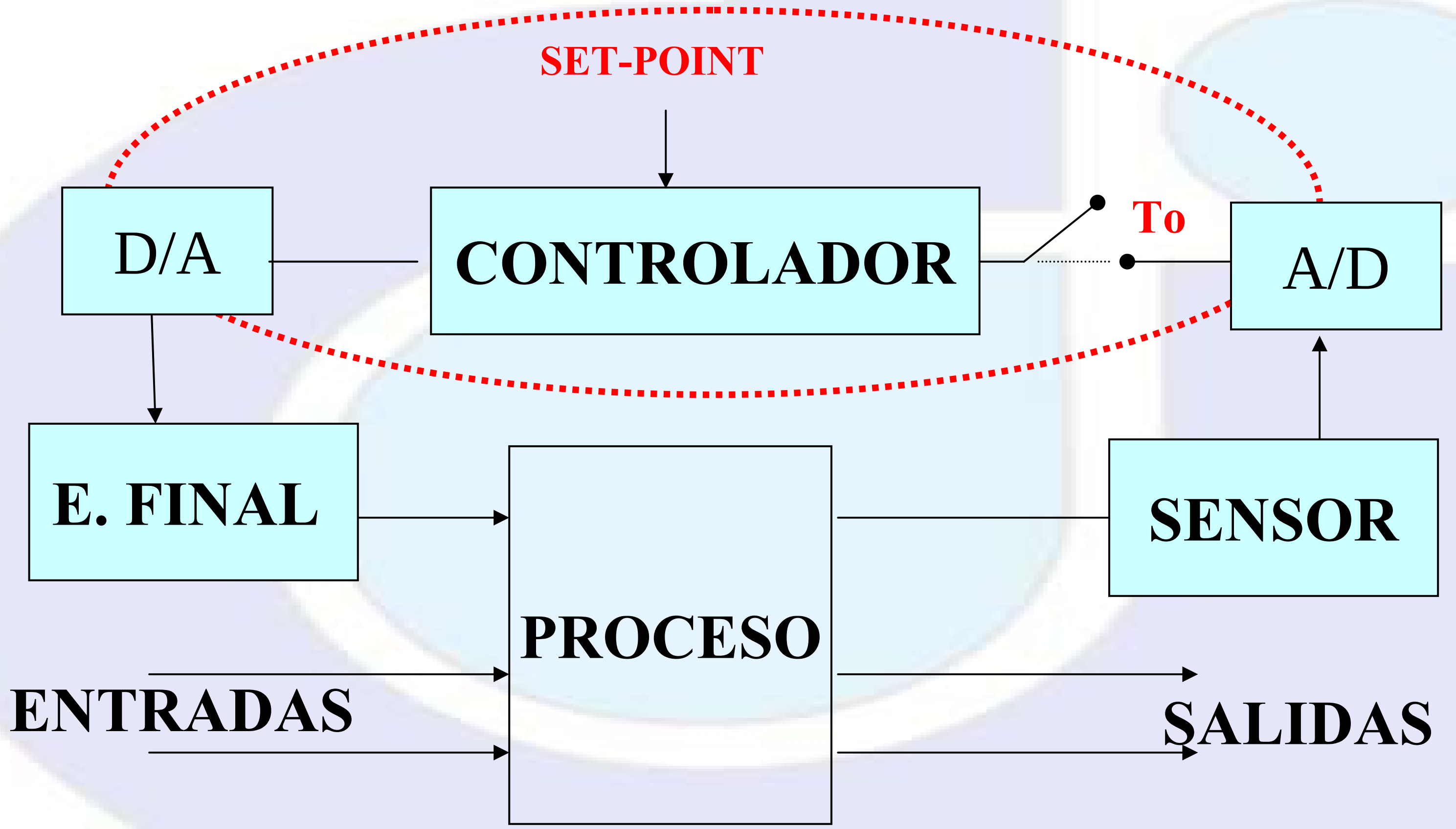
La información digital se transmite por medio de pulsos. Para que un dispositivo analógico la pueda procesar es necesario un dispositivo de retención que permite una continuidad de la señal entre dos intervalo de muestreo. La más común es la retención de orden cero que deja la señal constante hasta el próximo instante.



Ejemplo de señal continua, muestreada con tiempo To y sometida a retención de orden cero

Los elementos que distinguimos en un lazo de control digital son

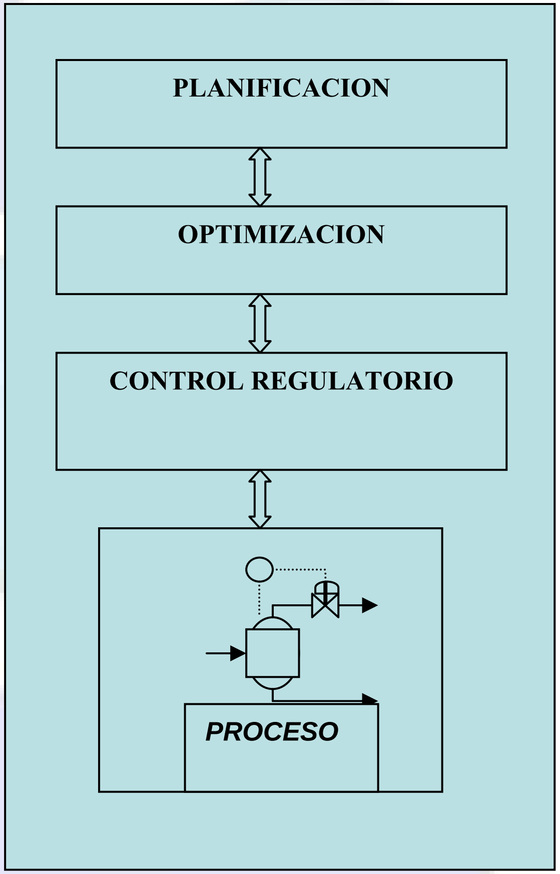
- Un Proceso y una variable a controlar (Análogo)
- Un sensor o dispositivo de medición (Análogo)
- Un conversor A/D
- Un sistema de muestreo To
- Un procesador digital con el algoritmo de control
- Un conversor D/A con un sistema de retención.
- Un elemento final de control (Análogo)


SET-POINT
D/A
CONTROLADOR
To
A/D
E. FINAL
PROCESO
SENSOR
ENTRADAS
SALIDAS

En la práctica los sistemas de control digital permiten manejar un gran número de lazos optimizando el tiempo de ejecución, las comunicaciones y el cableado.

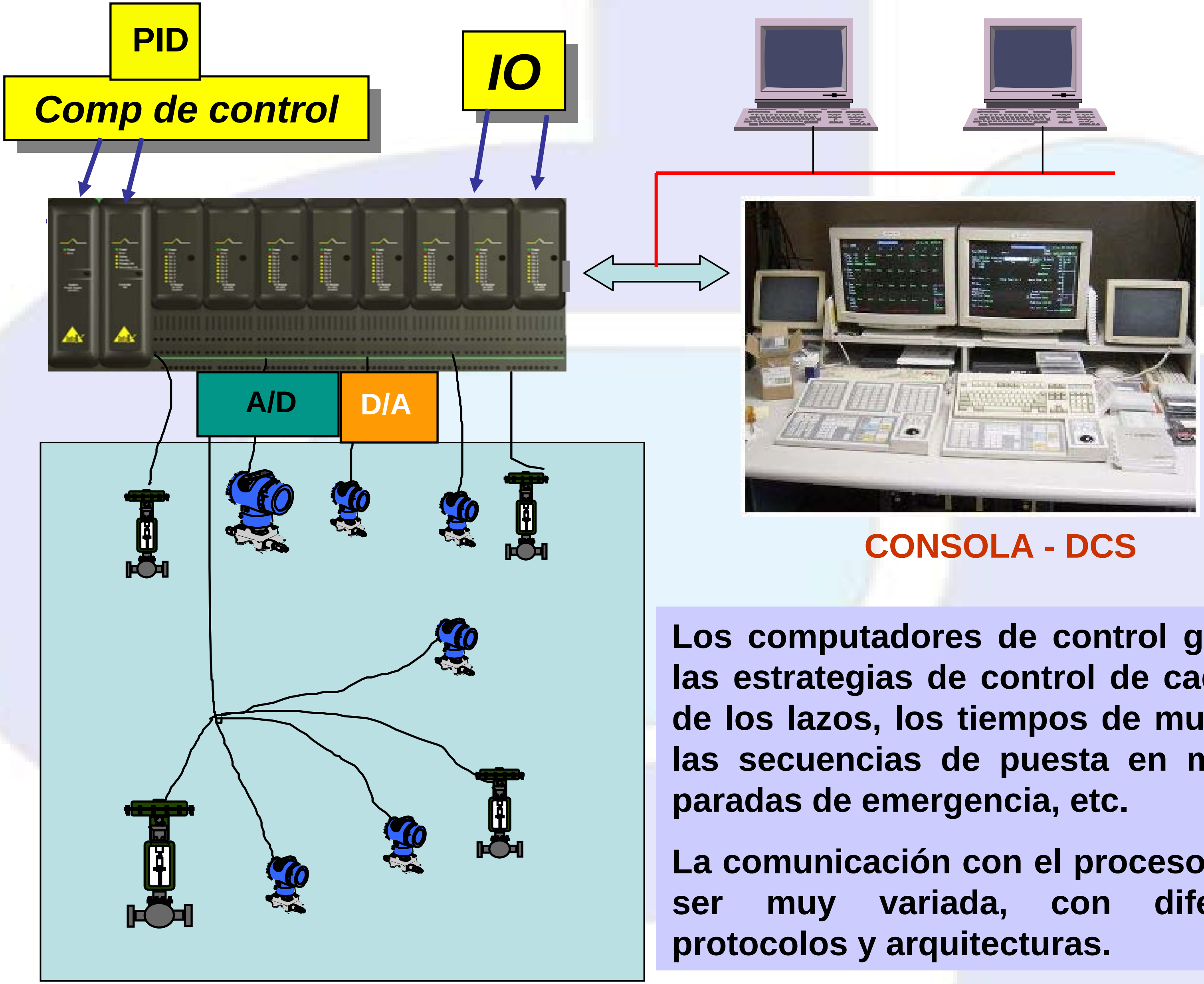
Inicialmente los sistemas fueron centralizados en grandes computadores bajo el concepto de DDC (Direct Digital Control). En la actualidad se utiliza el concepto de DCS (Descentralizated Control System) que descentraliza la acción de control en controladores locales (PLC's o PID) y la actividad de supervición y gestión a un nivel mas centralizado.

Junto con lo anterior la conectividad de los sistemas permite configurar poderosas plataformas integradas de control (DCS) – gestión de la información (PI) – y sistemas SAP



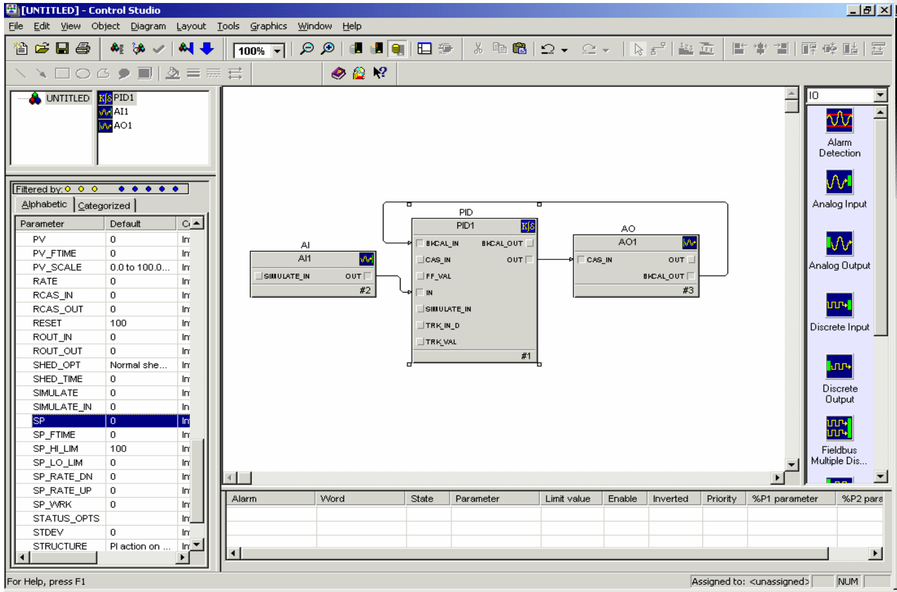
ARQUITECTURA DE RED

Los sistemas de diseñan con arquitectura de red para sectorizar las tareas y permitir ampliaciones



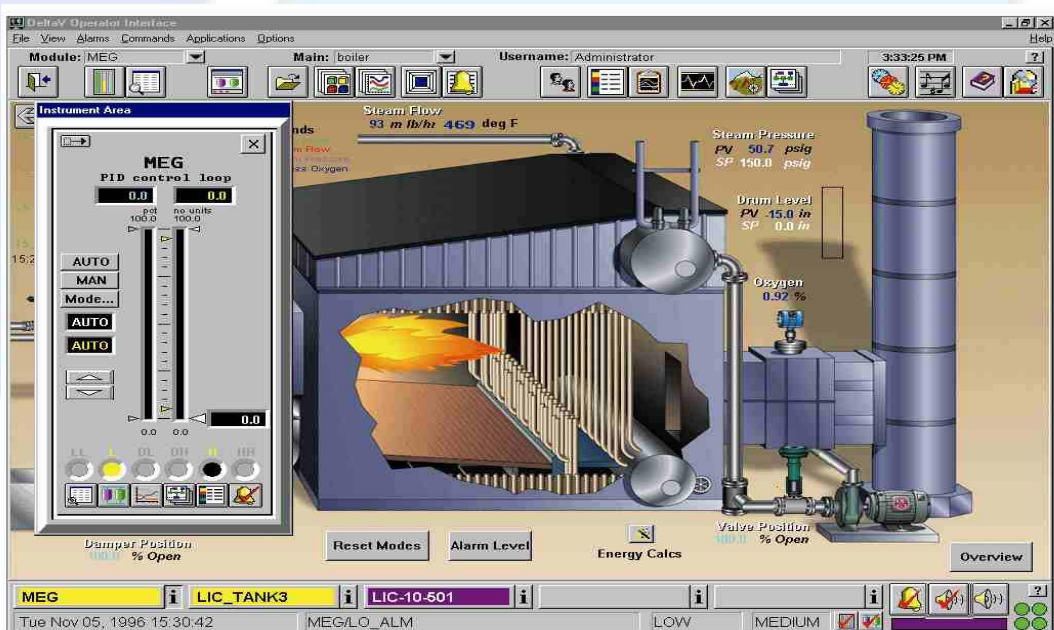
Los computadores de control guardan las estrategias de control de cada uno de los lazos, los tiempos de muestreo, las secuencias de puesta en marcha, paradas de emergencia, etc.

La comunicación con el proceso puede ser muy variada, con diferentes protocolos y arquitecturas.



Los sistemas se configuran y programan fácilmente por los usuarios.

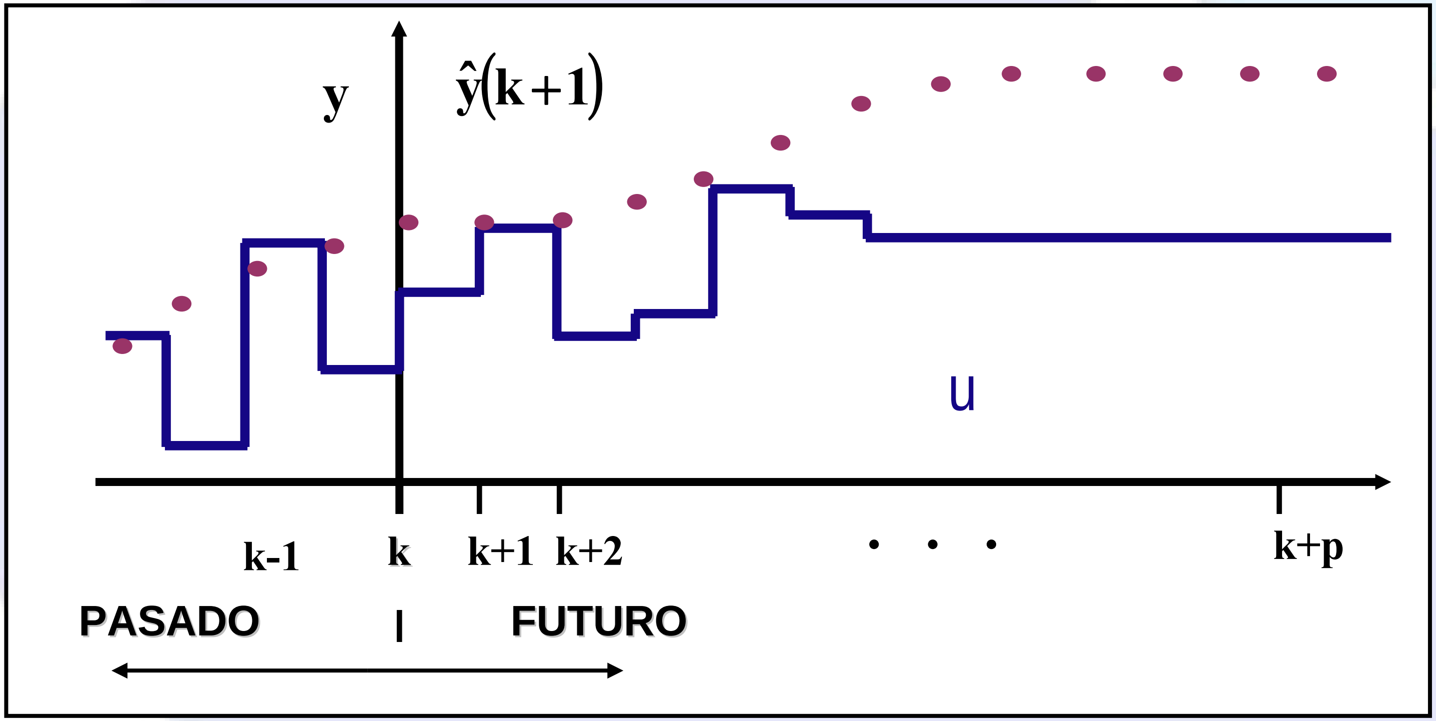
Las interfases de los operadores llamadas HMI o MMI (x Machine Interface) son gráficos animados que permiten una visión dinámica del proceso con acceso a los parámetros de control.



USACH / Depto. Ing. Quimica / Dinámica & Control de Procesos / Dr. Francisco Cubillos

CONTROLADORES DIGITALES EN EL PLANO DEL TIEMPO

Dado que la mayoría de los sistemas utilizan un tiempo de muestreo constante, es conveniente referirse a la escala de tiempo en una escala relativa según se ilustra en la figura.



En este esquema (k) se refiere al presente, (k-1) se refiere a un instante atrás, (k-n) son n instantes pasados, (k+1) es el próximo instante

Algoritmos PID Digitales

Dado el éxito logrado por el esquema de control PID una de los primeros desarrollos en control digital fue la derivación de su equivalente para sistemas discretos.

Si consideramos que To es lo suficientemente pequeño para hacer aproximaciones de primer orden en la integral y la derivada, entonces una buena aproximación es:

PID Análogo

$$u(t) = K_c \left[e(t) + \frac{1}{\tau_I} \int_0^\infty e(t)dt + \tau_d \frac{d\,e}{dt} \right] + u_o$$

PID Digital

$$u(k) = K_C \left[e(k) + \frac{To}{\tau_I} \sum_{j=1}^{k} e(j) + \frac{\tau d}{To} (e(k) - e(k-1)) \right] + u_O$$

En este esquema los términos y parámetros mantienen el mismo sentido que en el caso continuo. La implementación es directa y se requiere conocer el error actual y pasado y el valor de u de estado estacionario.

Un problema de esta formulación es la tendencia a la saturación producto de la aproximación de la acción integral.

Para evitar este problema se utiliza una versión equivalente llamada "incremental" o "acelerada" ya que en vez de calcular directamente u, calcula la variación de u con respecto al valor anterior.

$$\Delta u_{(k)} = K_c \left[\Delta e_{(k)} + \frac{To}{\tau_I} e_{(k)} + \frac{\tau_d}{To} \left(\Delta e_{(k)} - \Delta e_{(k-1)} \right) \right]$$

$$\Delta u_{(k)} = u_{(k)} - u_{(k-1)}; \; \Delta e_{(k)} = e_{(k)} - e_{(k-1)}$$

Equivalente a

$$\Delta u_{(k)} = \alpha_1 e_{(k)} + \alpha_2 e_{(k-1)} + \alpha_3 e_{(k-2)}$$

Esta formulación se encuentra pre-programada en muchos sistemas de control digital.

SINTONIA DE PID DIGITAL

Los métodos de sintonía clásica pueden ser utilizados con cierta seguridad si es que el tiempo de muestreo es pequeño. Cuando el tiempo de muestreo es apreciable, es necesario incorporar el efecto de To.

Takahashi toma el método base de Ziegler.Nichols y le incorpora el efecto del muestreo según

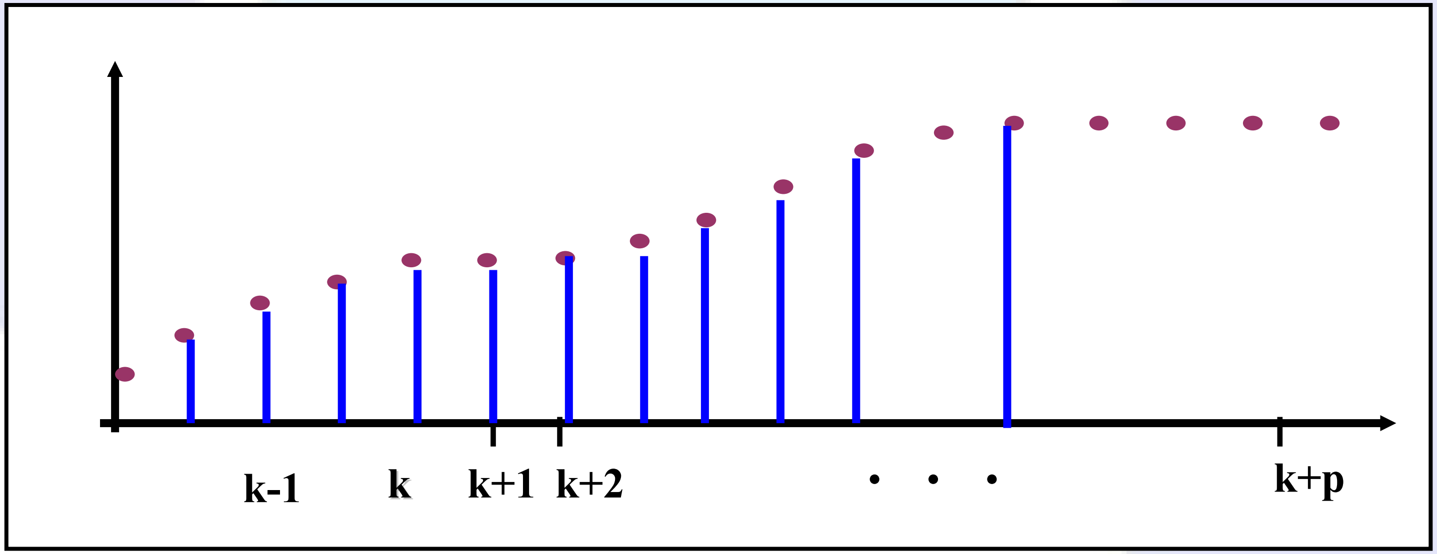
	Kc	τi	τd
P	0.5Ku		
PI	0.45Ku -0.27KuTo/Pu	KcPu / 0.54Ku	
PID	0.6Ku(1-To/Pu)	KcPu / 1.2Ku	3KuPu/40Kc

ANALISIS DE SISTEMAS DISCRETOS

Sea un sistema continuo f(t) muestreado cada To instantes de muestreo, entonces tendremos un “tren de pulsos” discontínuos. Una manera de expresar el tren de pulsos es:

$$f_{(kTo)} = \sum_{k=0}^{\infty} f(t)\delta(t - kTo)$$

$$\delta(x) = 1 \;\; si \;\; x \; es \; entero \qquad \delta(x) = 0 \;\; otro \; caso$$



Como es un sistema continuo podemos aplicarle transformada de laplace, según :

$$L(f_{(kTo)}) = \sum_{k=o}^{\infty} f(kTo)\, e^{-SkTo} \qquad definiendo \;\; Z = e^{STo}$$

$$L(f_{(kTo)}) = F(z) = \sum_{k=o}^{\infty} f(kTo) Z^{-k}$$

F(z) se denomina la “Transformada Z” de un sistema discreto.

Su manejo es equivalente al de las Tranformadas de Laplace manteniendo las mismas propiedades.

Función muestreada	Transformada Z
$f(t-kT)$ (k es un entero)	$z^{-k}F(z)$
Impulso unitario en $t=0$, $\delta(t)$	1
Escalón unitario en $t=0$, $u(t)$	$z/(z-1)$
Rampa unitaria en $t=0$, $f(t)=t$	$Tz/(z-1)^2$
Aceleración unitaria en $t=0$, $f(t)=t^2/2$	$T^2z(z+1)/2(z-1)^2$
e^{-at}	$z/(z-e^{-aT})$
$\cos at$	$\dfrac{z(z-\cos aT)}{z^2-2z\cos aT+1}$
$\operatorname{sen} at$	$\dfrac{z \operatorname{sen} aT}{z^2-2z\cos aT+1}$

Como esta transformación es un arreglo de T de Laplace para sistemas muestreados, La transformada Z mantiene las mismas propiedades de las T.deL como la Linealidad. Para estudio de los sistemas dinámicos los más importantes son :

Teorema del Valor Final

$$\lim_{k\to\infty}(f(kTo)) = \lim_{z\to 1}\left((1-z^{-1})*F(z)\right)$$

Traslación en el tiempo

$$F(f(kTo-dTo)) = F(z)*z^{-d}$$

$$F(f(k-1)) = F(z)*z^{-1}$$ Atraso de un instante

$$F(f(k+1)) = F(z)*z$$ Adelanto de un instante

Función de transferencia en el plano Z

De manera análoga a los sistemas continuos podemos definir una Función de Transferencia discreta como la relación entre la entrada y la salida de un sistema discreto.

$$u(z) \longrightarrow \boxed{G(z)} \longrightarrow y(z)$$

La Función de Transferencia G(z) es una fracción entre un numerador y denominador compuesto por polinomios en z según:

$$\frac{b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \ldots + b_1 z + b_0}{a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \ldots + a_1 z + a_o} = \frac{y(z)}{u(z)} = G(z)$$

La FT puede tomar la forma de cero-polo

$$\frac{(z-c_1)(z-c_2)(z-c_m)}{(z-p_1)(z-p_2)(z-p_n)} = \frac{Y(z)}{u(z)} = G(z)$$

Una forma estándar y también práctica para el análisis es expresar la FT en términos de z $^{-1}$

$$G(z)=\frac{\beta_m z^{m-n}+\beta_{m-1} z^{m-n-1}+....+\beta_1 z^{-n}}{\alpha_n z^{-n}+\alpha_{n-1} z^{-n+1}+....+\alpha_1 z^{-1}+1}$$

Relación directa con el plano del tiempo

$$u_{(k)} = \alpha_1 e_{(k)} + \alpha_2 e_{(k-1)} + \alpha_3 e_{(k-2)}$$ PID en el plano t

$$\frac{u_{(z)}}{e_{(z)}} = \alpha_1 + \alpha_2 z^{-1} + \alpha_3 z^{-2}$$ PID en el plano z

Si n>m sistema dinámico

Si n=m sistema instantáneo

Si n<m el sistema es físicamente irrealizable

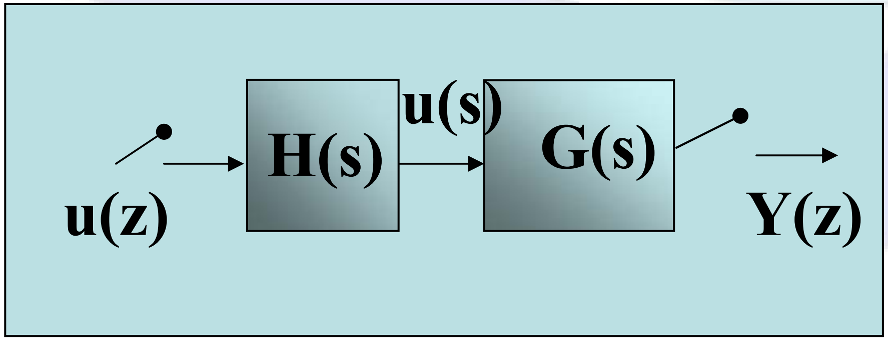
FUNCION DE TRANSFERENCIA DE PULSOS

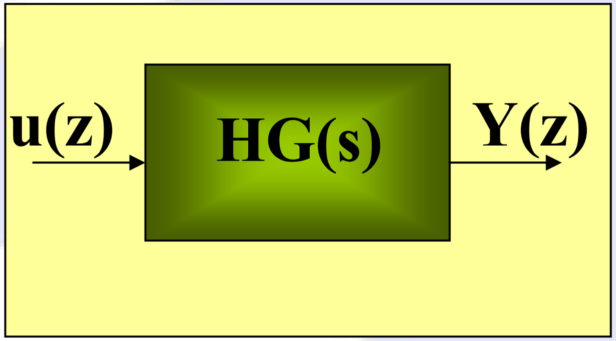
Para poder hacer análisis de lazo cerrado debemos llevar las señales de todo el lazo a un solo plano (análogo o digital). La FTP Lleva al plano z La FT de los componentes análogos, es decir el proceso continuo mas su retención.

$$HG(z) = Z\{L^{-1}(Gp(s)*H(s))\}$$

Si la retención es de orden cero entonces

$$HG(z) = (1-z^{-1})*Z\{L^{-1}(Gp(s)/s)\}$$





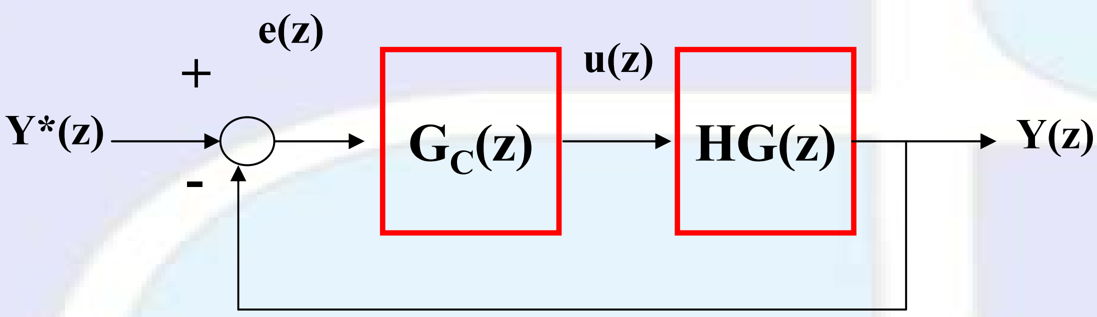
Ejemplo sistema de 1º orden muestreado con retención de orden cero y tiempo de muestreo To

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

$$HG(z) = K\,\frac{(1 - e^{-To/\tau}) * z^{-1}}{1 - e^{-To/\tau} * z^{-1}}$$

La FTP depende de los parámetros del proceso y del valor del tiempo de muestreo

El análisis de lazo cerrado en sistemas discretos es igual al caso continuo pero considerando la FTP.



$$\frac{Y(z)}{Y^*(z)} = \frac{HG(z)G_c(z)}{1+HG(z)G_c(z)}$$

SINTESIS DE CONTROLADORES EN EL PLANO Z

La capacidad de programar fácilmente secuencias de cálculo en los procesadores ha posibilitado el desarrollo de algoritmos especificando el desempeño dinámico del lazo. Analizaremos dos algoritmos clásicos:

1.- CONTROLADOR DE TIEMPO MÍNIMO.

Este controlador de tipo “ideal” especifica la FT del controlador tal que el sistema alcance el set-point en el proximo instante de muestreo. Es decir

$$\frac{Y}{Y^*} = z^{-1} = \frac{HG(z)Gc(z)}{1 + HG(z)Gc(z)} \rightarrow \boxed{Gc(z) = \frac{1}{z-1}\frac{1}{HG(z)}}$$

Este controlador es “ideal” ya que no es posible en la práctica pretender que se llegue al setpoint en el proximo instante cuando se utiliza como To una fracción de la Cte de tiempo. No obstante es efectivo en alcanzar el setpoit en iteraciones sucesivas. Este controlador es el más simple de los “Basados en Modelo” siendo requerido el conocimiento de HG(z)

2 .- CONTROLADOR DE DAHLIN

Este algoritmo asume que el sistema alcanza el set-point en una trayectoria equivalente a un sistema de primer orden con atraso.

$$\frac{Y}{Y*} = \frac{(1-\alpha)*z^{-1-d}}{1-\alpha*z^{-1}}$$

α y d parámetros de rapidez y atraso del algoritmo

A partir de la ecuación de lazo cerrado, el controlador esta dado por:

$$Gc(z) = \frac{(1-\alpha)*z^{-1-d}}{1-\alpha*z^{-1}-(1-\alpha)*z^{-1-d}} * \frac{1}{HG(z)}$$

Este controlador representa un caso especial de los controladores "predictivos" y ha sido utilizado exitosamente en muchos procesos.

ESTABILIDAD EN EL PLANO Z

El análisis de estabilidad de los sistemas discretos en lazo cerrado se realiza a partir de la ecuación característica de lazo cerrado:

$$1+Gc(z)HG(z) = 0$$

Solo falta determinar el criterio de estabilidad.

Partiendo de la base de que un sistema es estable o inestable independiente del plano de análisis, entonces, a partir de los polos en (s) tenemos

Estable: Re(s) <0 ; Límite : Re(s)=0 ; Inestable Re(s) >0

Entonces una raiz cualquiera en s= Re(s)+iIm(s) tiene su equivalente en z según

$$\text{Si } z = e^{sTo} \qquad z = e^{To*(Re(s)+iIm(s))} \quad Z=e^{To*(Re(s)}e^{To iIm(s))}$$

Z se puede expresar como $z=|P|*e^{i\Theta}$ con |P| el módulo y Θ el ángulo

Entonces $|P| = e^{To^{*}Re(s)}$ Luego:

- Sistema estable Re(s)<0 lo que implica que |P| < 1
- Sistema en el límite Re(s)=0 |P| =1
- Sistema inestable Re(s) >0 |P| > 1

" Un sistema discreto es estable si los polos se encuentras al interior del circulo unitario " , es decir |P| < 1