9

FUNDAMENTOS DE MUESTREO

9.1 Introducción.

Uno de los problemas fundamentales en el diseño de un sistema de adquisición de datos discreto es determinar el número de muestras requerido para representar una señal continua cuya amplitud cambia en el tiempo Como se obtiene un conjunto finito de muestras para representar una variable o señal continua, se pierde información en el proceso de muestreo Esta pérdida puede distorsionar significativamente la interpretación de dicha información

En consecuencia, la pregunta que se debe contestar es si los datos obtenidos mediante muestreo son o no suficientes para describir la variable continua. Una mala definición de las características de muestreo afectará la función del sistema de adquisición de datos introduciendo errores que pudieran ser, cuantitativamente, mucho más grandes que todos los demás errores del sistema.

En este capítulo se tratará la naturaleza de los errores de muestreo y se buscarán medios para minimizar sus magnitudes. Como veremos, estos errores nunca se eliminan completamente, el diseñador se verá confrontado con el problema, no de cómo eliminar estos errores, sino cómo administrar económicamente sus efectos.

La magnitud máxima permisible de los errores estará directamente relacionada con la aplicación de medición. Si, por ejemplo, nuestro interés en las señales a adquirir está restringido al dominio del tiempo, los errores que interesarán son solamente aquellos que afectan la amplitud

Esto es, nuestro problema puede ser con capturar los extremos de una señal de entrada (picos o mínimos), encontrar el valor medio, establecer la raíz media cuadrática (RMS) o realizar algún otro tipo de análisis simple en el tiempo.

Para este tipo de aplicaciones, que involucran solamente análisis en el dominio del tiempo, categorizaremos los errores que son atribuibles al muestreo (y que afectan la precisión de amplitud) como **Errores Tipo 1**.

Si el problema está relacionado con análisis en el dominio de la frecuencia, por supuesto que serán de nuestro interés los errores Tipo 1 asociados con amplitud, pero adicionalmente se tendrán que revisar aquellos relacionados con la representación de una señal continua mediante un conjunto de muestras finitas. En ese caso, el objetivo pudiera ser analizar una forma de onda compleja para determinar el contenido de frecuencias y la energía asociada con cada frecuencia. A los errores introducidos por el proceso de muestreo que afectan a la frecuencia se les llamará **Errores Tipo 2**.

Para cualquiera de estos dos tipos de error, existen varios puntos claves: **Primeramente**, el proceso de cuantización toma un tiempo finito, dado que las entradas son señales dinámicas (cambian con el tiempo), se requiere revisar que tanto puede cambiar nuestra entrada durante este proceso de conversión. Como **segunda** prioridad, se necesita definir la frecuencia de muestreo; esto es, que tan a menudo necesitamos muestrear para asegurar que no se pierda información significativa.

9.2 El proceso de muestreo.

9.2.1 Introducción.

Considere que una función en el tiempo denotada por f_1 (t) es la entrada a un muestreador (figura 9.1). El muestreador actúan como un interruptor, que permite que su salida se iguale instantáneamente a la función f_1 (t) cuando se cierra el interruptor. Matemáticamente, podemos representar al muestreador con una función de transferencia cuyo valor numérico es uno en el instante en que se cierra el interruptor y cero en cualquier otro instante.

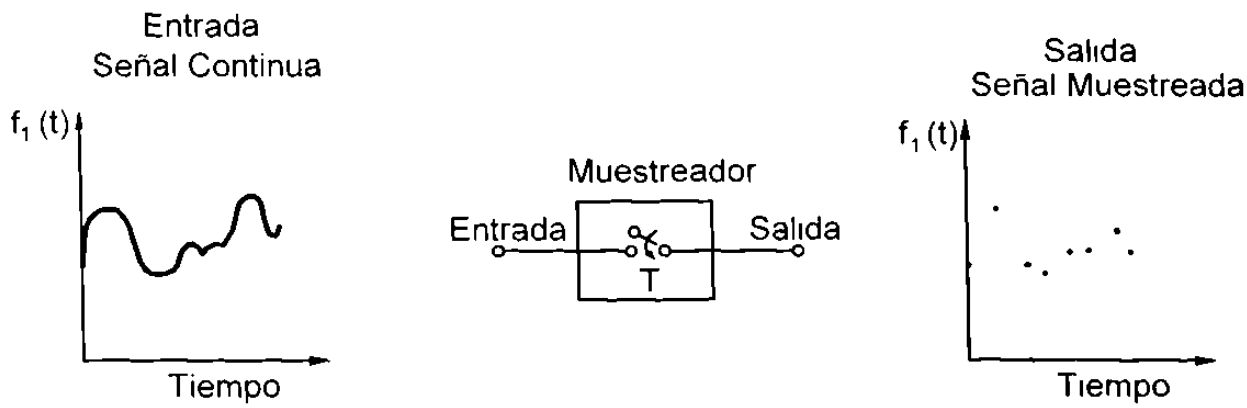


Figura 9.1 Diagrama simplificado del proceso de muestreo digital.

Si denotamos la función de transferencia del muestreador como $f_2(t)$, entonces.

$$f_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \qquad (9\ 1)$$

Donde δ (t - nT) es un impulso unitario que ocurre en t = nT y f_2 (t) consiste de un número infinito de impulsos con período T (figura 9 2).

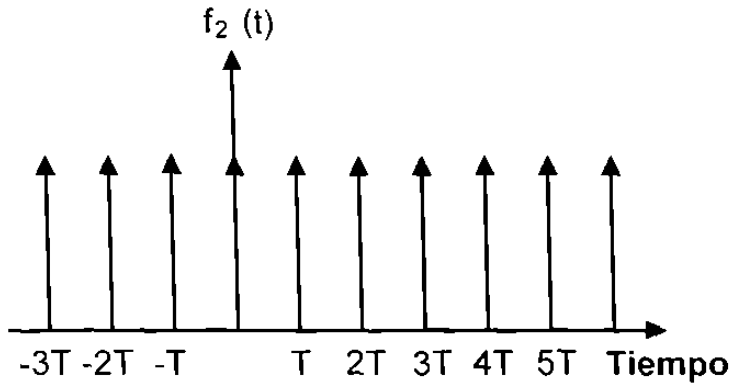


Figura 9.2 Número infinito de funciones de muestreo impulso.

Aplicando esta analogía para describir el proceso de muestreo digital, la salida del muestreador en el dominio del tiempo se puede considerar como el producto de f_1 (t) y f_2 (t). Esto es,

$$\text{Salida} = f_1(t) \cdot f_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_1(t)\,\delta(t - nT) \qquad (9.2)$$

La figura 9.1 muestra gráficamente la salida de un muestreador. Por supuesto, se ha perdido información en el proceso de muestreo dado a que ahora representamos una señal continua con un número finito de muestras. ¿Es significativa la información perdida? Para contestar esto, se requiere determinar si podemos o no reconstruir la función de entrada f_1 (t) a partir de este conjunto de muestras discretas.

La figura 9.3 muestra una forma sencilla de tener una visión del proceso de reconstrucción. Aquí una señal senoidal de 3 Hz ha sido muestreada cada 0.2 seg. Como resultado de esta frecuencia de muestreo de 5 Hz, aparece una señal extraña, como formada por señales senoidales de 2 y 8 Hz Existen, de hecho, un número infinito de señales senoidales que pasan por los puntos muestreados.

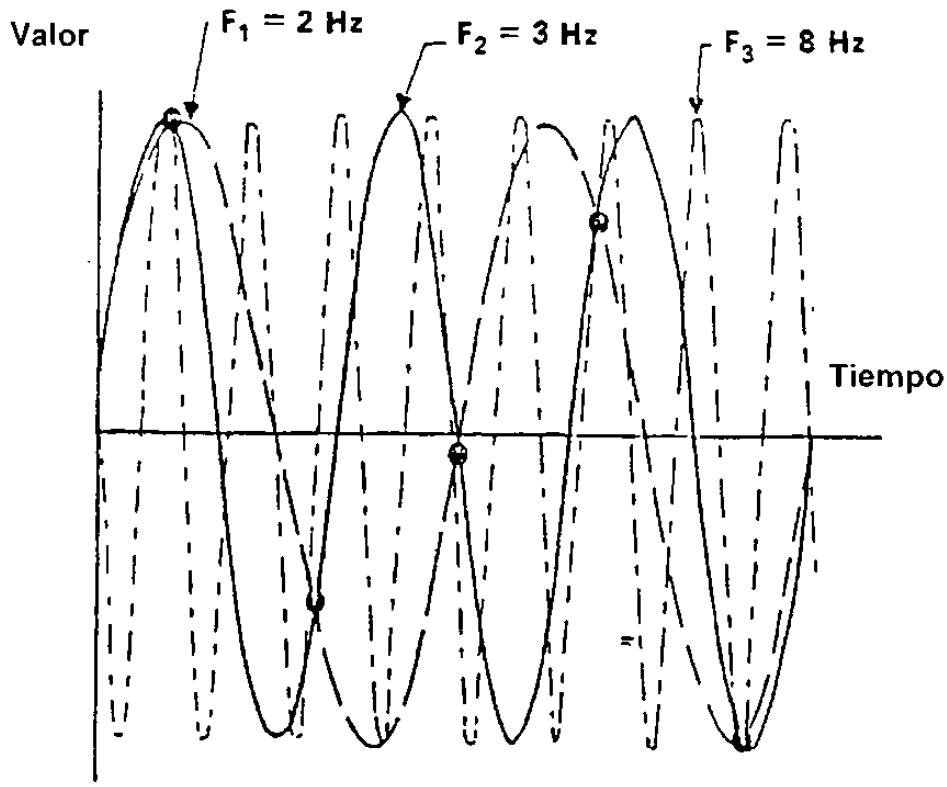


Figura 9.3 Señales equivalentes (alias) que tienen el mismo valor en los tiempos de muestreo.

Un estudio cuidadoso de esas señales equivalentes, que llamaremos "alias", indican que la señal de 2 Hz representa la diferencia entre la frecuencia de muestreo y la frecuencia de entrada senoidal, y que la señal de 8 Hz representa su suma. Con esto, intuitivamente pudiéramos sospechar que existe una relación entre la frecuencia de muestreo y la de la señal. Para establecer esta relación, se requiere considerar el proceso de muestreo en el dominio de la frecuencia.

9.2.2 Espectros.

Una función en el dominio del tiempo, denotada f(t), puede ser transformada a una función del dominio de la frecuencia equivalente, F(t), usando la transformada de Fourier.

La transformada de Fourier es una transformación integral de la forma.

$$F(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(T)e^{-j2\pi ft}\, dt \qquad (9.3)$$

Donde "f" es frecuencia y "j" es la variable compleja igual a la raíz cuadrada de -1. La figura 9.4 ilustra algunas funciones comunes en el dominio del tiempo y sus transformaciones. Las gráficas de Frecuencia contra Amplitud se conocen como "gráficas de espectro". La figura 9.4a muestra una función senoidal en el dominio de la frecuencia como líneas verticales.

En la figura 9.4b se hace evidente la riqueza en armónicas de una onda con forma de pulso. La figura 9.4c ilustra la transformación de la función de muestreo impulso descrita anteriormente. La figura 9.4d presenta la apariencia general de una función aleatoria común, donde se observa que la amplitud disminuye al aumentar la frecuencia.

La función mostrada en la figura 9.4d es típica del tipo de entradas a sistemas de medición; esto es, la entrada es una forma de onda compleja que consiste en varias frecuencias con diferentes amplitudes. Como se muestra, la función tiene una representación única en el dominio de la frecuencia caracterizada por la presencia de energía en varias frecuencias discretas extendiéndose desde cero hasta f_c.

Debido a que esta función continua será representada por un número finito de muestras discretas en un sistemas de adquisición de datos por computadora, nuestro interés inmediato es con las frecuencias correspondientes a esta función muestreada.

Tomando como base los datos presentados en la figura 9.3, sospechamos que la frecuencia de la función muestreada difiere de la mostrada en la figura 9.4d. Para lograr una mejor comprensión de esto se requiere examinar el producto de $f_1(t)$ y f_2 (t) en el dominio de la frecuencia.

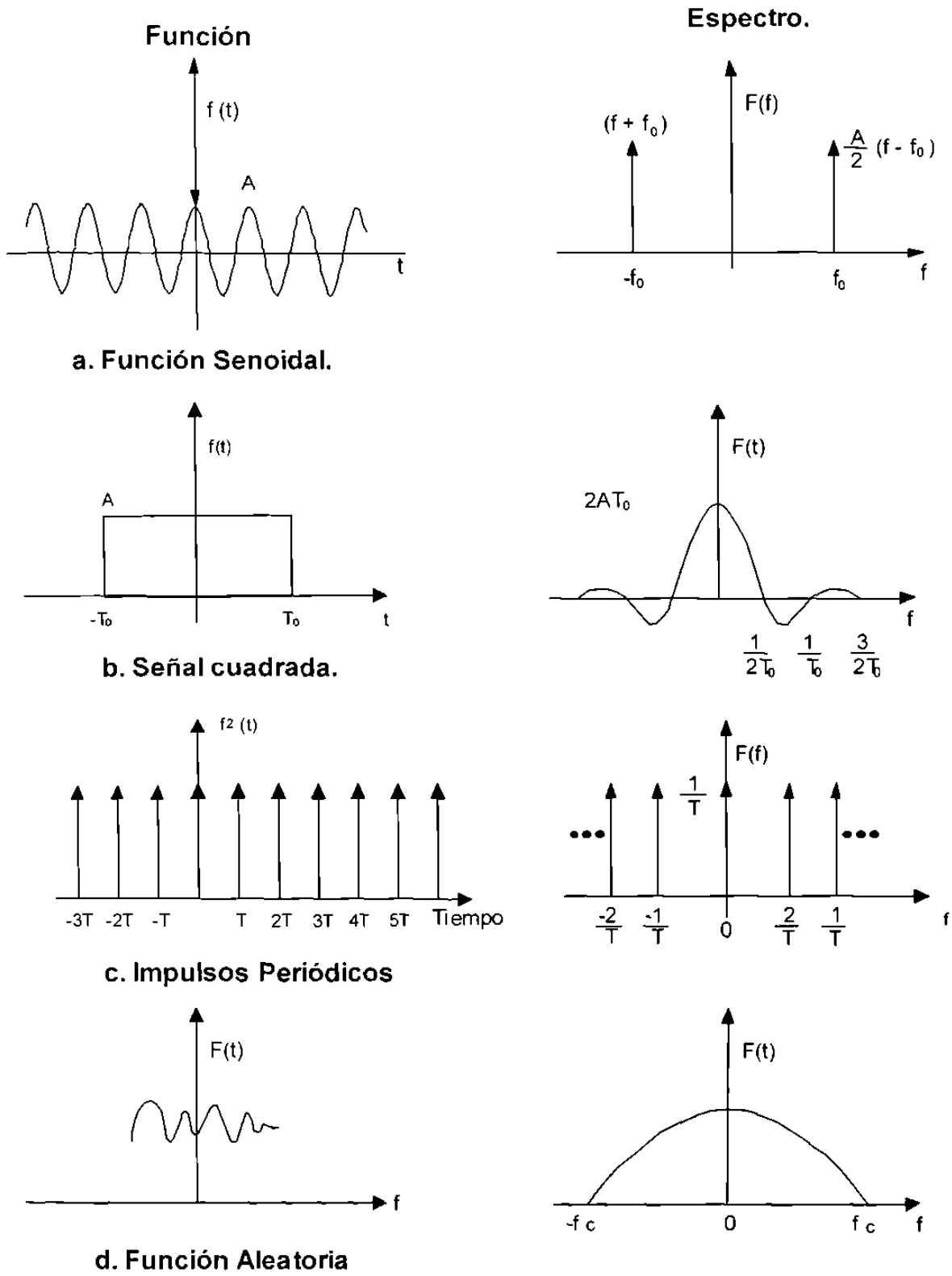


Figura 9.4 Funciones comunes en el dominio del tiempo y su espectro.

9.2.3 Convolución.

En el dominio del tiempo, la salida del muestreador es el producto de la función de entrada f_1 (t) y la función del muestreador f_2 (t). Si ambas funciones se transforman al dominio de la frecuencia, la operación de multiplicación equivalente es conocida como **convolución**. Esto es:

$$f_1(t) \cdot f_2(t) = F_1(f) * F_2(f) \qquad (9.4)$$

Donde F_1 (t) es la transformada de f_1 (t) y el símbolo * representa la operación de convolución. Si hacemos la convolución de F_1 y F_2 el resultado será la transformada de la salida del muestreador. Esta tendrá el contenido en frecuencia resultante del proceso de muestrear y proveerá mayor conocimiento sobre el fenómeno que referimos como "alias".

La convolución de F_1 y F_2 se expresa como:

$$F_1(f) * F_2(f) = \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\lambda) F_2(f \quad \lambda) d\lambda$$

Debido a que λ es una variable compleja, la evaluación de la integral requiere la aplicación del teorema del residuo. Para nuestros propósitos, la interpretación gráfica del proceso de convolución es suficiente para ilustrar lo que ocurre en el proceso de muestreo.

9.2.4 Método gráfico para la convolución.

El procedimiento gráfico de la convolución consiste en cuatro operaciones:

1.- Doblar F_2 : F_2 ($-\lambda$) es la imagen espejo de F_2 (λ)

2.- Desplazar F_2 : F_2 (λ) se mueve una cantidad igual a f dándonos F_2 (f - λ)

3.- Multiplicación: La función desplazada F_2 (f - λ) se multiplica por F_1 (f)

4.- Integración: Los resultados de los pasos 1 al 3 se suman de $-\infty$ a ∞.

Para ilustrar este procedimiento, considere la figura 9 5 donde las funciones que se les aplica la convolución se muestran en las figuras 9.5a y 9.5b. Para facilidad en la interpretación gráfica, se han numerado los pulsos de la función F_2 y etiquetado las dos regiones de F_1.

En la figura 9.5c, F_2 se ha doblado sobre sí misma y sobrepuesto en F_1. En la figura 9.5d, F_2 se ha desplazado una cantidad igual a f_s / 2. Al hacer esto, el pulso número 3 queda fuera de la región "b" de F_1. El producto y la suma se muestran en la figura 9.5d como la región sombreada.

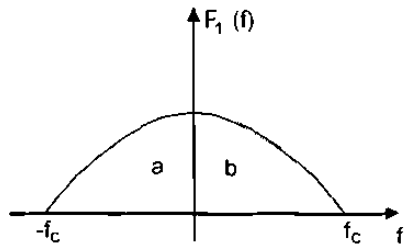
En la figura 9.5e, F_2 se ha desplazado una cantidad adicional igual a $f_s/2$. Durante este tiempo, el pulso 4 ha barrido la región "a" de F_1 creando una segunda región sombreada.

Continuando este proceso hasta el infinito obtenemos la convolución, donde se tiene el espectro original de F_1 alrededor del espectro de F_2. Los lóbulos adyacentes infinitos (figura 9.5f) confirman la sospecha de que no existe una relación única entre los datos muestreados y la función sin muestrear.

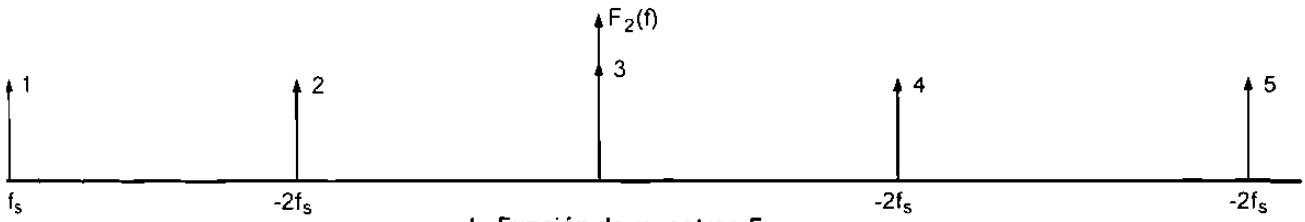
Si se selecciona f_s menor que $2f_c$, los lóbulos adyacentes se traslapan produciendo distorsión.

En la figura 9.6, ilustramos este fenómeno para las funciones anteriores. Las funciones F_1 y F_2 se muestran en las figuras 9 6a y 9 6b. Aquí, la razón de muestreo, f_s es 1.5 f_c en lugar de 2 f_c. En la figura 9.6c se indica el resultado de la convolución. La distorsión se presenta en las áreas de intersección sombreadas.

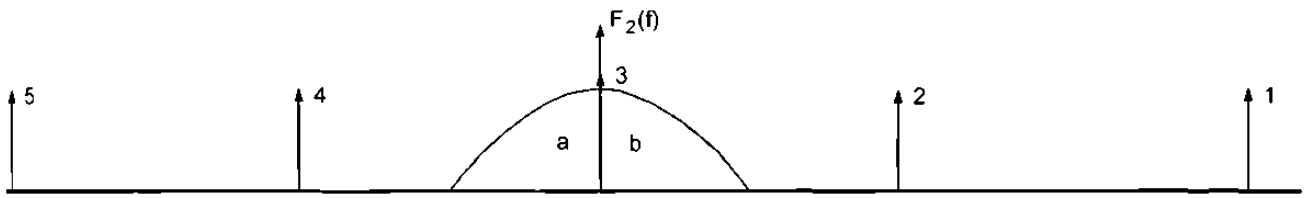
Basados en esto, podemos ver que existe una relación entre f_s y f_c. El teorema de muestreo de Nyquist establece que una señal muestreada puede ser reconstruida si la razón de muestreo es cuando menos dos veces su componente de frecuencia más alta. Por lo tanto, si $f_s \geq 2f_c$, no se presentará traslape.



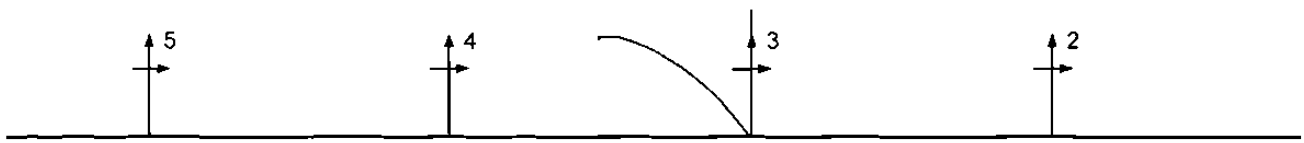
a. Función de entrada F_1



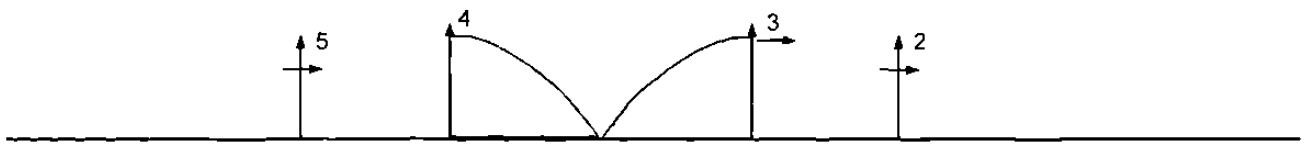
b. Función de muestreo F_2



c. Función de muestreo F_2 doblada y traslapada con F_1



d. Función F_2 Desplazada $f_{s/2}$



e. Función F_2 Desplazada f_s

f. Número infinito de lóbulos

Figura 9.5 Convolución usando técnicas gráficas.

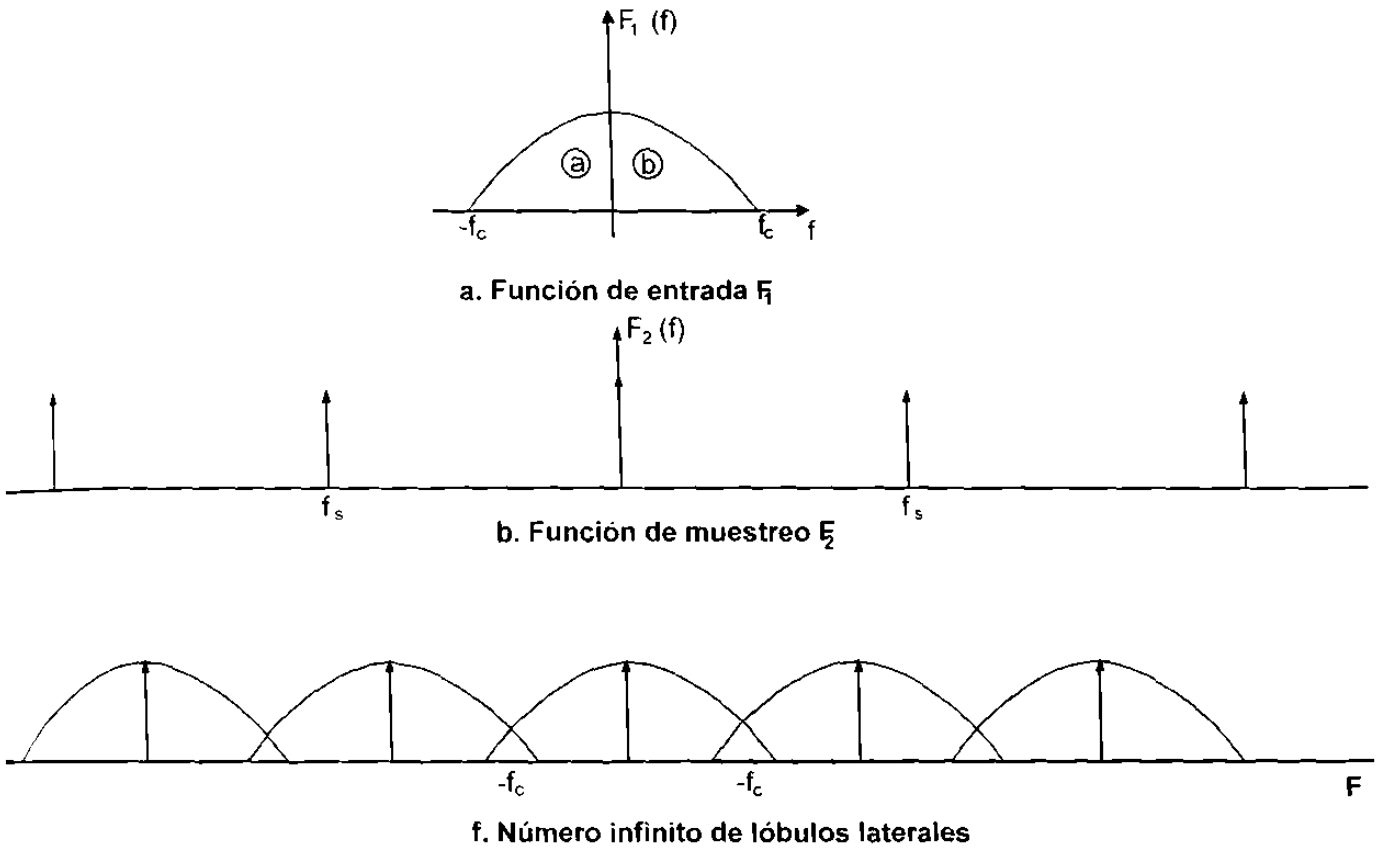


Figura 9.6 Distorsión resultante de una razón de muestreo inadecuada.

Los espectros correspondientes a una función obtenida mediante muestreos por impulso contienen un número infinito de lóbulos adyacentes.

Si el problema es el análisis de datos obtenidos mediante muestreos, se debe **primero** seleccionar una frecuencia de muestreo que sea cuando menos dos veces la frecuencia de corte, y **segundo**, se tienen que procesar los datos obtenidos por muestreo a través de un filtro "paso de banda" cuya ventana sea $-f_c < f < f_c$. Esto permitirá recuperar la información de frecuencia contenida en F_1 y asegura que no exista distorsión.

Hasta ahora se ha asumido muestreo mediante impulsos. Esto se hace frecuentemente al describir el proceso para facilitar su presentación. Sin embargo, en la práctica sabemos que convertir de analógico a digital requiere un tiempo finito, y por lo tanto los pulsos de muestreo tienen un ancho (duración) diferente a cero.

Así, la función de muestreo consiste en pulsos de amplitud τ repitiéndose con un período T La transformada de Fourier de esta función de muestreo difiere de la que se muestra en la figura 9.5b en que la amplitud de los pulsos de muestreo no es constante sino disminuye con la frecuencia. La envolvente de amplitud se describe mediante la siguiente ecuación:

$$\text{Envolvente} = \frac{\tau}{T} \frac{\text{seno } (\omega\tau / 2)}{\omega\tau / 2} \qquad (9.6)$$

El contenido en frecuencia de la señal muestreada resultante se asemeja a la mostrada en la figura 9.5f pero con cada lóbulo adyacente disminuido en amplitud.

9.3 Errores de muestreo tipo 1.

9.3.1 Intervalo de muestreo.

Los errores tipo 1 se definieron como aquellos, atribuibles al muestreo, que afectan la precisión de amplitud. Suponga que tenemos un sistema cuya entrada puede ser representada por una señal senoidal de la forma mostrada en la figura 9.7. La entrada del sistema se puede expresar como:

$$f(t) = F_0 + A \text{ seno } (\omega t) \qquad (9.7)$$

Donde F_0 es el valor promedio, A es la amplitud pico de la señal senoidal y ω es la frecuencia angular.

Para esta entrada, considere que se tiene interés en detectar los extremos (valores máximo y mínimo). Como se va a representar una señal continua con un conjunto de muestras discretas, es poco probable que las muestras contengan estos valores extremos. El conjunto de muestras, sin embargo, sí tendrán extremos.

¿Qué error se introduciría si, por ejemplo, eligiéramos utilizar los valores extremos encontrados en el conjunto de datos obtenidos mediante muestreo para representar los extremos de la entrada? Esto es otra manera de

preguntar ¿Que tan rápido debemos muestrear la señal de entrada para asegurar que capturaremos los extremos dentro de cierta tolerancia?.

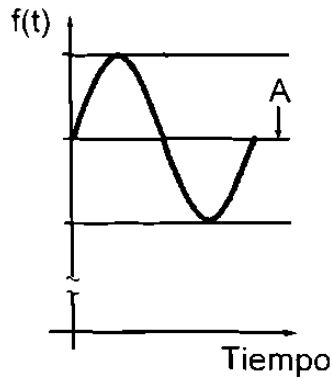


Figura 9.7 Señal de entrada senoidal.

Una forma de determinar la razón de muestreo es cuantificar el cambio de la función de entrada en función del tiempo. Como una primera aproximación, podemos hacerlo utilizando una simple expansión punto-pendiente, como se muestra en la figura 9.8.

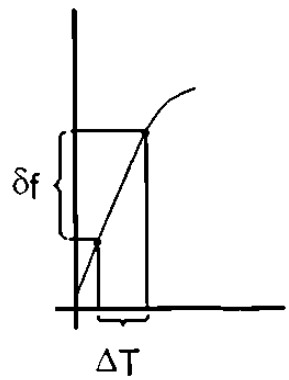


Figura 9.8 Expansión punto-pendiente.

El cambio de la función de entrada (denotado δf) que ocurre en un incremento de tiempo (denotado ΔT) se puede aproximar por:

$$\delta f = f'(t)\,\Delta T$$

Donde f' (t) es la derivada y es igual a:

$$f'(t) = \frac{df(t)}{dt} = \frac{d}{dt}\left[F_0 + A \text{ seno } (\omega t)\right] \qquad (9\ 9)$$

$$f'(t) = A\,\omega \text{ coseno } (\omega t)$$

Así, el cambio es:

$$\delta f = [\, A\,\omega \text{ coseno } (\omega t)\,]\,\Delta T \qquad (9.10)$$

Como la magnitud de la función coseno no puede exceder la unidad, entonces,

$$\delta f \leq A\,\omega\,\Delta T \qquad (9.11)$$

Si el objetivo es determinar un tiempo de muestreo ΔT que asegure que nuestras muestras nunca presenten un error mayor que δf, entonces podemos utilizar la expresión anterior para determinar ΔT.

Una forma de determinar la razón de muestreo basado en consideraciones de precisión de amplitud es calculando el cambio de amplitud, δf, que ocurre durante el tiempo de muestreo ΔT.

Para hacer esto tenemos que saber la frecuencia de la señal de entrada y la magnitud de estas variaciones. Con esta información y asumiendo que la entrada es senoidal, podemos determinar una frecuencia de muestreo que asegurará que el error de amplitud es menor que el error establecido.

Definir la razón de muestreo basado en el criterio de máximo error en amplitud genera una presión significativa en la razón de muestreo. Usando la ecuación 9.11, podemos determinar que si nuestro cambio permisible, δf, es del 1 % de la amplitud pico A, entonces la razón de muestreo requerida es 100 ω. Aún y cuando este método no es razonable y para la mayoría de los casos impráctico, si indica claramente lo siguiente.

- **El criterio de muestreo de Nyquist de 2 f_S no es suficiente para describir una forma de onda.**
- **El número de muestras requeridas para definir una forma de onda depende de cómo se analizarán los datos (cuales pudieran ser los puntos de interés) tanto como de los criterios de precisión.**

9.3.2 Tiempo de apertura.

Existen dos puntos clave en el teorema de muestreo: **Primero**, la señal debe de ser limitada en banda, y **segundo**, la señal debe de ser muestreada por impulso. Ambos puntos presentan problemas prácticos difíciles. Como se ha visto, una falta de limitación en el ancho de banda introduce distorsión como consecuencia del traslape en frecuencia.

Esto se puede minimizar utilizando un filtro antes del muestreador (denominado filtro antialias) con características de corte brusco, en conjunción con la selección de una razón de muestreo cuando menos dos veces más alta al ancho de banda efectivo de la señal. **La segunda consideración** es debida al hecho de que los muestreadores no son ideales; esto es, se requiere un tiempo finito para muestrear la señal (figura 9.9) y por lo tanto la señal no es muestreada en forma de impulso.

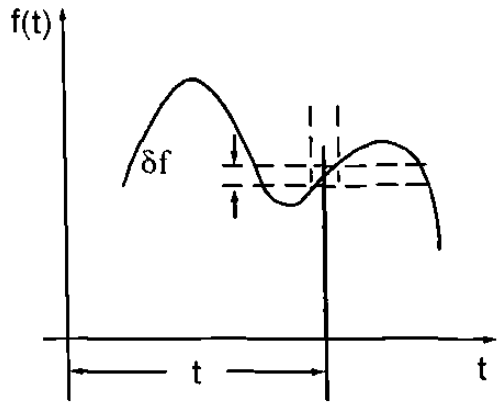


Figura 9.9 Efecto de un tiempo finito de conversión (apertura) en la precisión de amplitud.

Como la entrada esta cambiando constantemente, nuestra inquietud es ver cómo este tiempo de conversión afecta la precisión de amplitud. La siguiente técnica se puede utilizar para determinar el tiempo de apertura: Para entradas senoidales, el cambio durante el tiempo $\Delta\tau$ se puede aproximar (utilizando la ecuación 9.10) como:

$$\delta f = [\, A\, \omega \text{ coseno } (\omega t)\,]\, \Delta\tau$$

Seleccionando el peor caso (los puntos donde la función δf es máxima), aplicamos la técnica max-min. La función δf, esta en un extremo cuando la primer derivada, $\delta f'$, es cero, asi

$$\delta f' = [\ -(\omega)\ A\ \omega\ \text{seno}\ (\omega t)\ ]\ \Delta\tau = 0 \qquad (9.12)$$

Esto se cumple cuando seno(ωt) = 0. Por lo tanto, la función estará en un extremo cuando $\omega t = 0, \pi, 2\pi, \ldots, n\pi$. Para estos valores de ωt, el valor absoluto de coseno (ωt) es 1. Por lo tanto,

$$\delta f = A\ \omega\ \Delta\tau$$

Que es lo que se había determinado anteriormente.

Esta última expresión se utilizará para definir un límite superior para $\Delta\tau$. Para hacer esto, tenemos que establecer un valor aceptable de lo que la función puede cambiar. Una forma de hacerlo es especificar que el cambio debe de ser menor o igual a la resolución del convertidor.

Por lo tanto, si estamos usando un convertidor de "n" bits (excluyendo el signo) cuya plena escala de entrada es B, podemos establecer el tiempo de conversión $\Delta\tau$ como:

$$\Delta\tau = \frac{\text{Resolución del convertidor, V}}{A\ \omega} \qquad (9\ 13)$$

$$\Delta\tau - \frac{B}{A\ \omega\ 2^n}$$

9.4 Errores de muestreo tipo 2.

9.4.1 Concepto de distorsión en frecuencia.

Sabemos que la precisión en amplitud es importante, sin embargo, frecuentemente el interés está en analizar alguna función en el tiempo para determinar su contenido de frecuencia, esto para obtener el nivel de energía en cada frecuencia discreta.

Un muestreo inadecuado produce resultados erróneos y engañosos. Así, si no muestreamos con una razón suficientemente alta, podemos obtener resultados que indiquen que la función de entrada contiene energía en frecuencias no existentes. Además, pudiera desaparecer la energía de frecuencias reales.

Para mostrar esto, considere la forma de onda de la figura 9.10. Esta forma de onda esta formada por la suma de tres señales senoidales diferentes, cada una con diferente amplitud. En este caso, el objetivo es establecer una razón de muestreo de tal forma que no existan errores de distorsión.

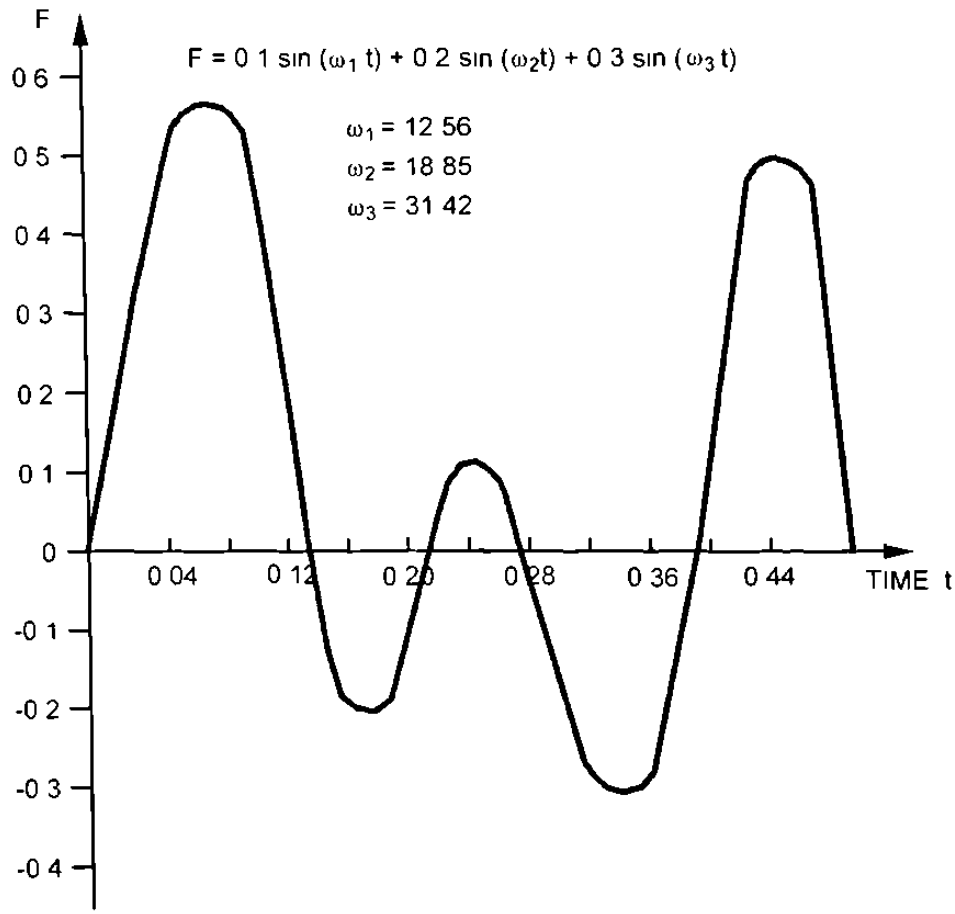


Figura 9.10 Forma de onda compleja de entrada.

Al obtener su transformada de Fourier, encontramos los espectros mostrados en la figura 9.11. Así, tenemos que no existe energía mas allá de 5 Hz.

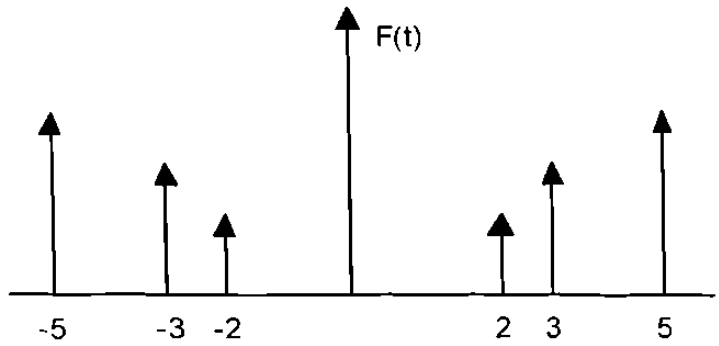


Figura 9.11 Espectros correspondientes a la figura 9.10.

La aplicación del teorema de muestreo de Nyquist para esta señal de banda limitada arroja una frecuencia de 10 Hz ($f_S = 2f_C$). La figura 9.12 presenta los espectros resultantes con lóbulos adyacentes infinitos. Cuando analicemos estos datos se aplicarán técnicas para excluir las frecuencias altas adicionales.

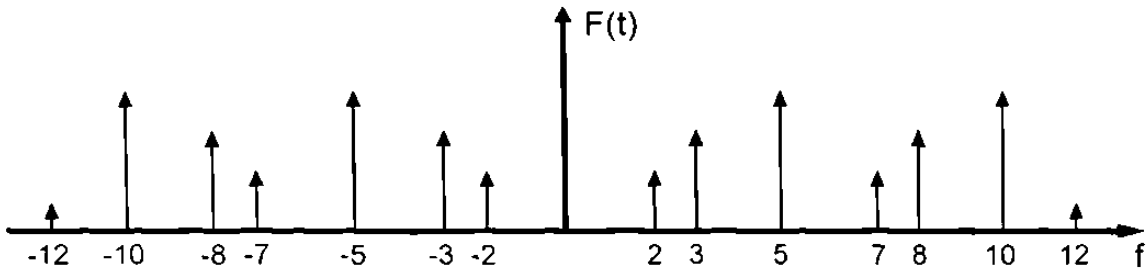


Figura 9.12 Espectros resultantes muestreados con lóbulos adyacentes infinitos.

Observe que para el rango de frecuencia de interés, podemos recuperar las amplitudes apropiadas en frecuencias de 2, 3, y 5 Hz.

Revisando este procedimiento, determinamos el contenido en frecuencia de la forma de onda (cuando menos la frecuencia más alta) y sobre esa base seleccionamos la frecuencia de muestreo. Generalmente no conocemos el contenido en frecuencias y por lo tanto no podemos determinar fácilmente la razón de muestreo.

Para mostrar esto, asuma que no conocemos el contenido en frecuencias de la forma de onda mostrada en la figura 9.10, y erróneamente

seleccionamos una razón de muestreo de 6 Hz. (Para este ejemplo hemos asumido, para facilidad de cálculo, que todas las frecuencias tiene la misma amplitud). La figura 9 13 presenta los espectros muestreados resultantes

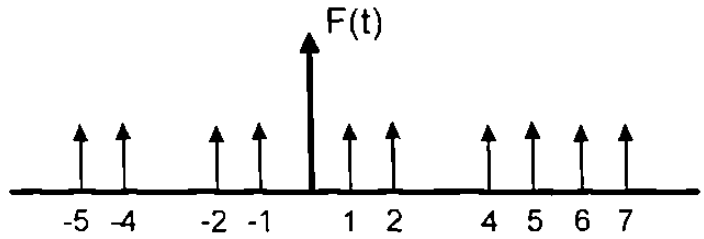


Figura 9.13 Espectro resultante al muestrear a una razón inadecuada, lo que resulta en distorsión.

Al comparar estos con los espectros mostrados en la figura 9.12 encontramos varias diferencias. Primero, la señal de 3 Hz ha desaparecido. Segundo, parece haber energía presente tanto en 1 como en 4 Hz. En el dominio del tiempo, esto significa que dos formas de onda complejas f_1 y f_2 definidas por las ecuaciones 9.14 y 9.15, son idénticas en los tiempos definidos por 6 Hz.

$$f_1(t) = \text{seno}(2 \cdot 2\pi \cdot t) + \text{seno}(3 \cdot 2\pi \cdot t) + \text{seno}(5 \cdot 2\pi \cdot t) \qquad (9.14)$$

$$f_2(t) = \text{seno}(1 \cdot 2\pi \cdot t) + \text{seno}(2 \cdot 2\pi \cdot t) + \text{seno}(4 \cdot 2\pi \cdot t) + \text{seno}(5 \cdot 2\pi \cdot t) \qquad (9.15)$$

Lo anterior muestra la distorsión que se puede introducir cuando se aplica un muestreo inadecuado. Desafortunadamente no hay manera de detectar o eliminar este tipo de errores a partir de los datos obtenidos por muestreo.

La solución está en seleccionar la razón de muestreo correcta, de acuerdo al teorema de muestreo, basado en el contenido de frecuencia de la señal de entrada.

9.4.2 Lóbulos adyacentes infinitos.

Los datos obtenidos por muestreo, en el dominio de la frecuencia, reproducirán la señal de entrada y un número infinito de lóbulos adyacentes.

Si se seleccionó adecuadamente la razón de muestreo f_s, en conjunto con la frecuencia de corte de la función de entrada f_c, entonces podemos determinar, a partir de los datos resultantes del muestreo, el contenido exacto de frecuencia de la señal de entrada y así no habrá distorsión. Para eliminar los lóbulos laterales simplemente se procesará el resultado del análisis en frecuencia mediante un filtro paso bajo implementado por software, cuya frecuencia de corte sea menor o igual a $f_s/2$. La figura 9.14 presenta este proceso.

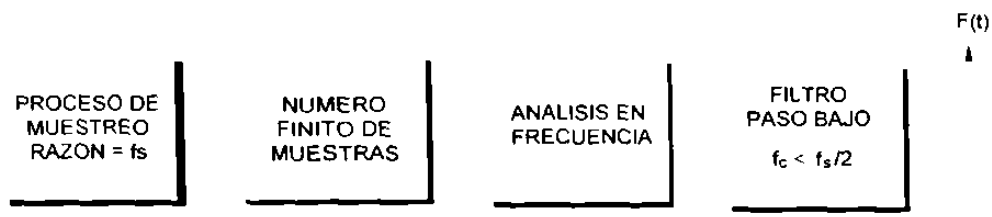


Figura 9.14 Filtrado paso bajo requerido para eliminar lóbulos adyacentes.

9.4.3 Consideraciones de la razón de caída del filtro.

Es necesario filtrar adecuadamente la señal de entrada antes del proceso de cuantización para asegurar que no se presente distorsión en el dominio de la frecuencia Como pocas veces conocemos el contenido de frecuencia de la función de entrada (debido a la posibilidad de contaminación por ruido), es esencial que determinemos el rango de frecuencias de interés y en esta forma establecer la frecuencia de corte, f_c.

El objetivo es seleccionar una frecuencia de muestreo, f_s, que asegure que el rango de frecuencias entre cero y f_c no sufran distorsión. Con esto no

habrán frecuencias desaparecidas, no habrá "alias" y las amplitudes serán representaciones precisas de la señal de entrada.

El teorema de muestreo establece que la señal de entrada a un muestreador tiene que ser limitada en banda. De acuerdo a esto, es crítico que establezcamos la frecuencia f_c^* después de la cual no exista energía y que utilicemos f_c^* para definir la frecuencia de muestreo f_s como:

$$f_s \geq 2f_c^*$$

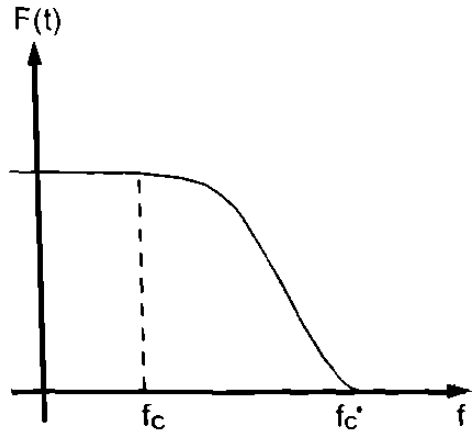
Asumiendo que no conocemos la amplitud de banda de la función de entrada, la tarea es limitar la amplitud de banda estableciendo f_c^* basada en f_c.

Considere la función presente en la figura 9.15a, que tiene energía a frecuencias que se extienden hasta f_c^*. Si seleccionamos una razón de muestreo f_s tal que $f_s = 2f_c^*$, los espectros muestreados resultantes serán como los mostrados en la figura 9.15b, en los cuales no hay distorsión presente. En este caso se ha determinado que solamente interesan las frecuencias que se extienden hasta f_c.

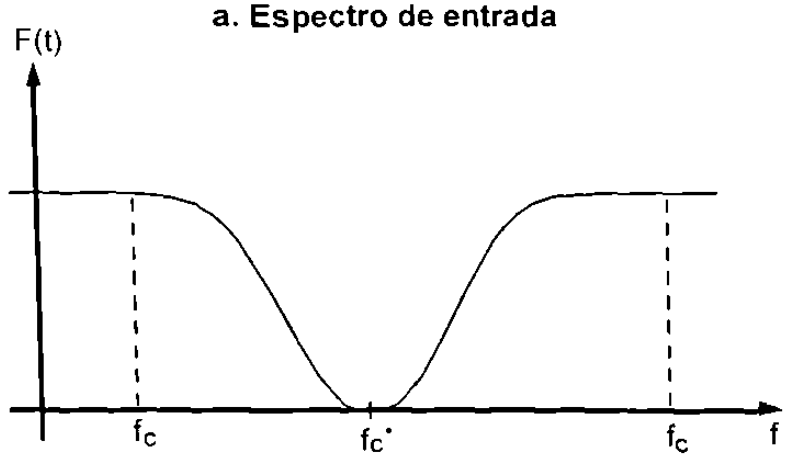
Como se utilizará un filtro paso bajo (implementado en software) para procesar los resultados del análisis en frecuencia, la distorsión a frecuencias mayores a f_c será aceptable. Así, se puede disminuir la razón de muestreo de tal forma que la distorsión inicie en f_c, lo cual implica menos carga a la computadora debida a la razón de muestreo. Esto se presenta en la figura 9.16. Si conocemos f_c^*, podemos establecer la frecuencia de muestreo f_s como.

$$f_s > 2f_n$$

Donde f_n es la frecuencia de traslape.



a. Espectro de entrada



b. Espectro de la señal muestreada a una frecuencia fs

Figura 9.15 Relación entre f_c, f_c* y f_S.

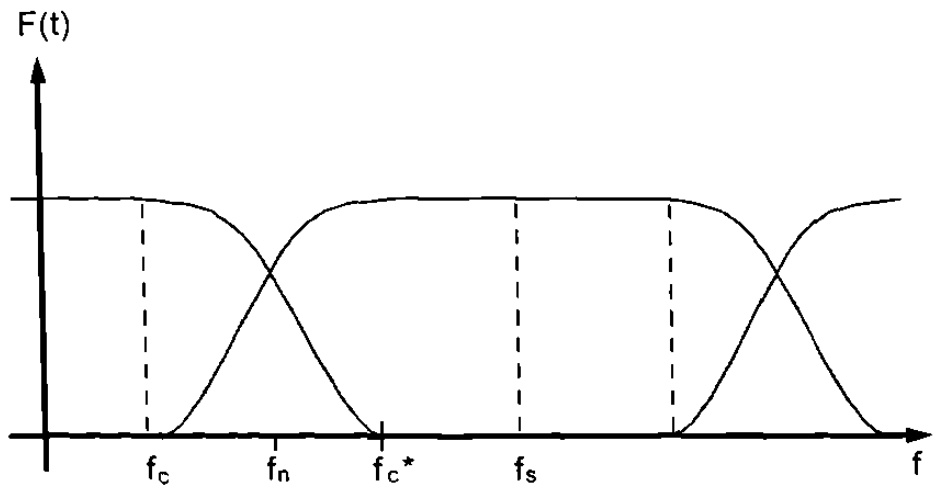


Figura 9.16 Espectro donde se muestra distorsión y lóbulos adyacentes.

En aplicaciones, como la ilustrada en la figura 9.16, donde queremos asegurar que no ocurra distorsión en el rango de frecuencia que se extiende hasta f_c, podemos calcular la frecuencia de traslape como:

$$\log f_n = \log f_c + \left[\frac{\log f_c^* - \log f_c}{2}\right]$$

$$\log f_n = 1/2\,(\log f_c + \log f_c^*) \qquad (9.16)$$

Con esto, la frecuencia de muestreo es:

$$f_s \geq 2f_n \qquad (9.17)$$

Como la razón de caída natural de la variable normalmente es inadecuada para establecer una f_n^* razonable, se implementa un filtro paso bajo en hardware antes del muestreador. Funcionalmente, el filtro se utiliza para limitar la amplitud de banda y por lo tanto se refiere a él como "filtro antialias".

Con respecto al error de muestreo Tipo 2, la característica más importante del filtro es la razón de caída, dado que se utiliza para establecer f_c^*. Hay que reconocer que las características de fase, ondulación en paso de banda y punto de quiebre así como el sobrepaso son importantes, sin embargo, estos no afectan al error de muestreo. Una forma conservadora para establecer f_c^* es el asumir que la función de entrada contiene energía en todas las frecuencias (figura 9.17).

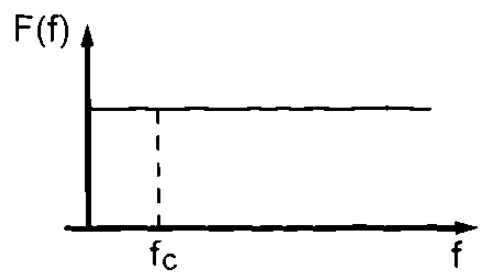


Figura 9.17 Función de entrada que contiene energía en todas las frecuencias.

Si procesamos esto a través de un filtro paso bajo cuyo punto de quiebre sea f_c y con una razón de caída definida, entonces la salida del filtro contendrá energía extendiéndose hasta f_c^*.

Como se muestra en la figura 9.18 existe una familia de f_c^* basada en diferentes razones de caída de filtro Por supuesto, f_c^* se utiliza para determinar tanto la razón de caída del filtro como la razón de muestreo.

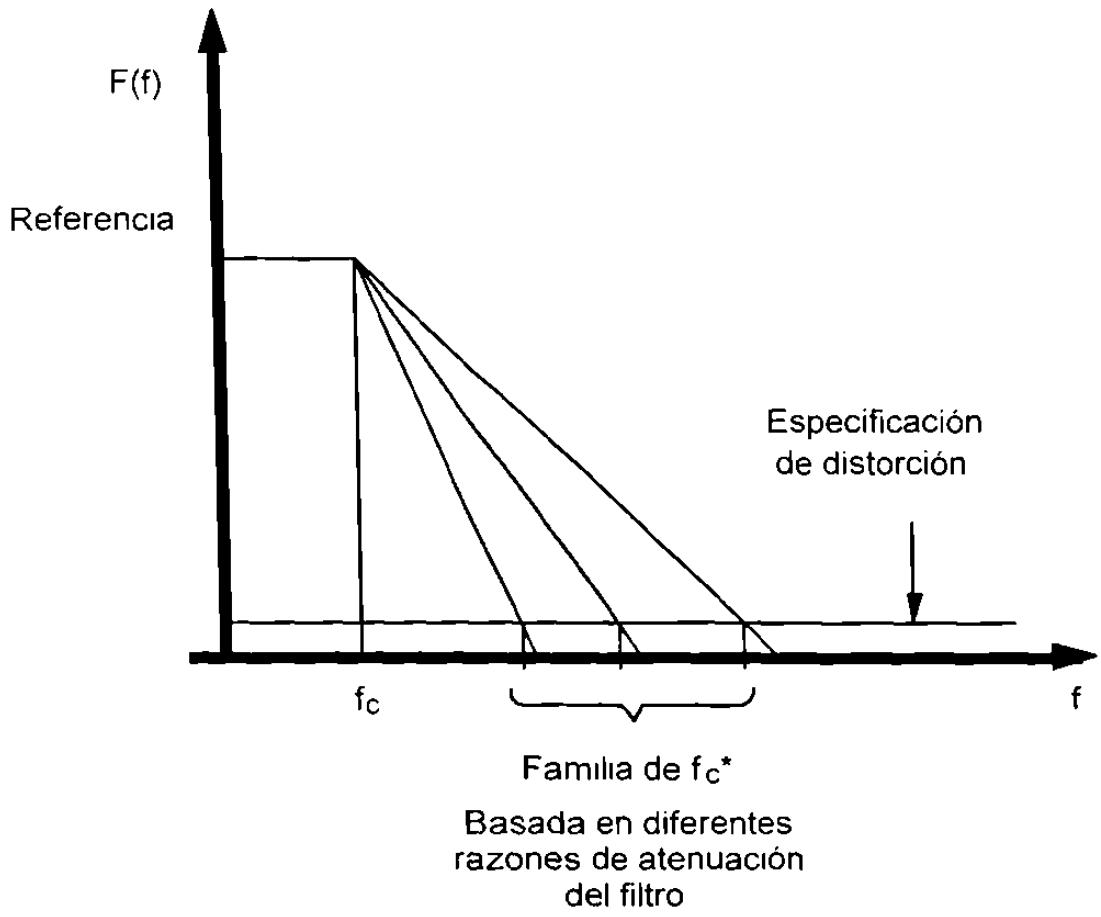


Figura 9.18 Efecto de diferentes razones de caída de filtro sobre la frecuencia efectiva de corte, f_c^*.

9.4.4 Estableciendo f_c^* y f_s aplicando el rango dinámico del convertidor.

El nivel de amplitud que usamos para definir f_c^* se puede basar en la resolución del convertidor. Esto es, si tenemos un convertidor de "n" bits (excluyendo el signo), el rango dinámico del convertidor se puede expresar como:

$$\text{Rango Dinámico, dB} = 20 \log (2^n) \qquad (9.18)$$

Podemos utilizar esto para definir f_c^* dado que cualquier distorsión a niveles menores no podrá ser detectada por el convertidor de "n" bits. El número de octavas requerido para lograr un nivel de atenuación igual al rango dinámico del convertidor para un filtro dado es:

$$N = \frac{\text{Rango Dinámico, dB}}{\text{Razón de caida del filtro, dB /octava}} \qquad (9.19)$$

Esto se puede utilizar para establecer la frecuencia normalizada de corte de acuerdo a la siguiente relación:

$$\frac{f_c^*}{t_c} = \log^{-1} [N \log (2)] \qquad (9.20)$$

La frecuencia de traslape, f_n, se puede determinar utilizando la ecuación 9.16 como:

$$f_n = \log^{-1} (1/2 \log f_c^*)$$

Finalmente, la razón de muestreo es:

$$f_s \geq 2f_n$$

La figura 9 19 ilustra la relación entre la frecuencia normalizada y el rango dinámico del convertidor para varias razones diferentes de caída de filtro

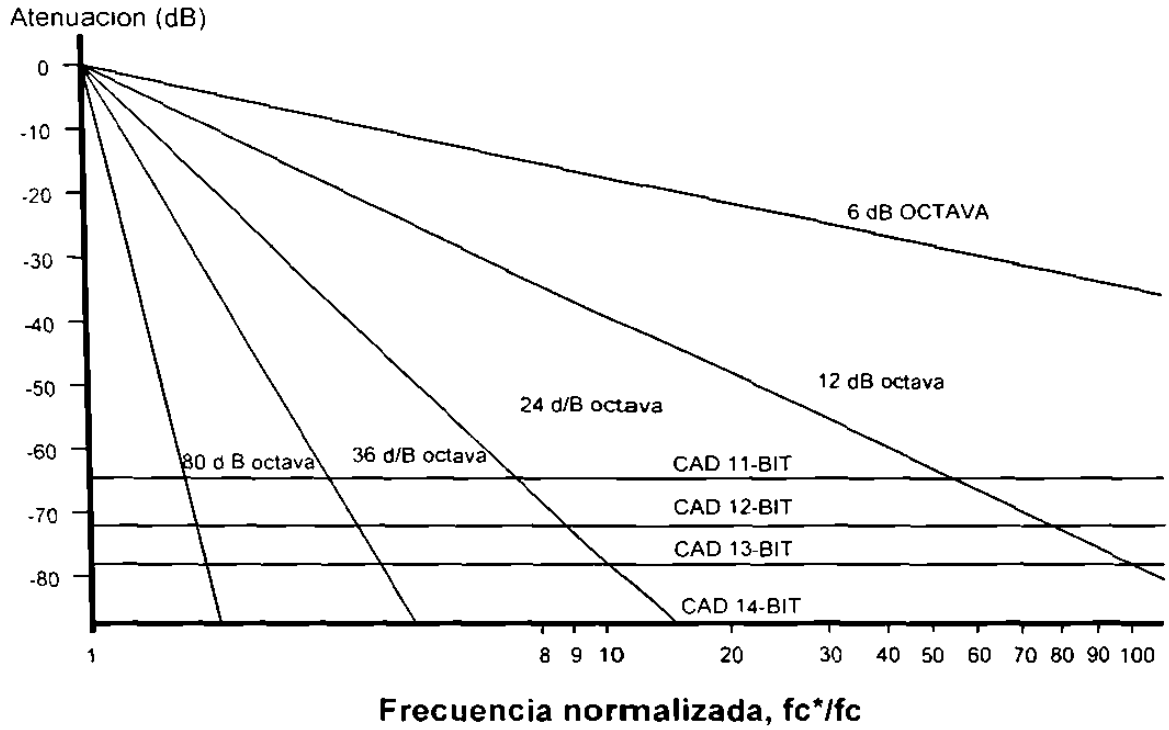
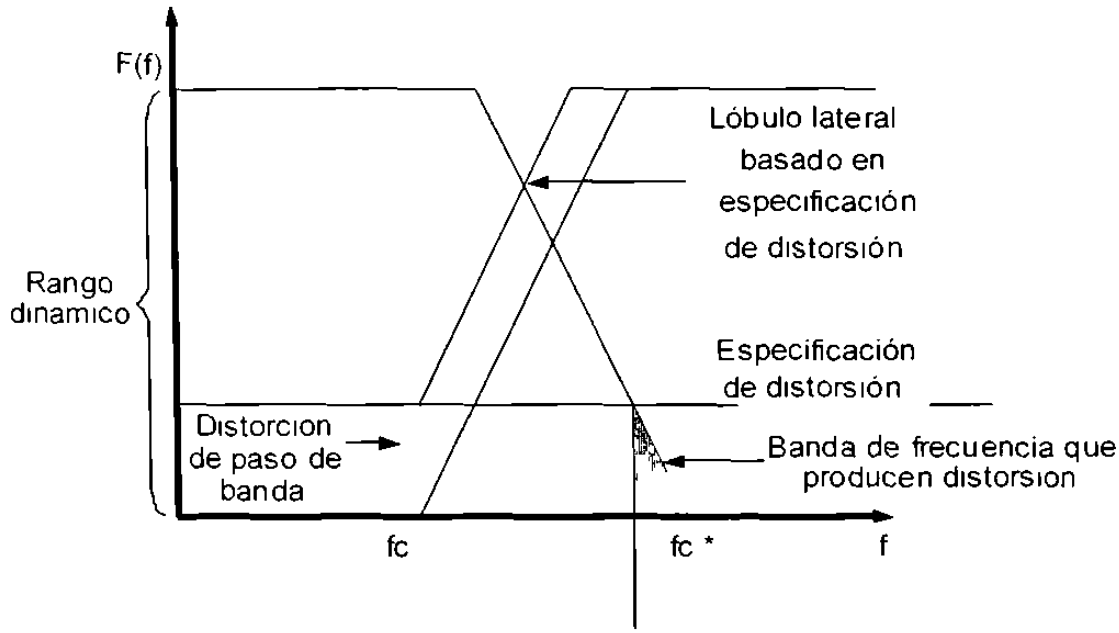


Figura 9.19 Estableciendo f_c* con diferentes razones de atenuación del filtro.

9.4.5 Definiendo f_C* Y f_S usando especificaciones de distorsión en f_C.

Aplicar la resolución del convertidor para definir una frecuencia de corte efectiva f_c* pone una presión significativa sobre la frecuencia de muestreo f_s. Un método alterno es especificar una distorsión aceptable en f_c. Por ejemplo, considere la función muestreada ilustrada en la figura 9 20.

Aquí, se ha establecido una especificación basada en la distorsión máxima permisible en f_c. Gráficamente, establecemos la frecuencia de corte efectiva (denotada aquí como f_c**) por la intersección de la caída del filtro y la línea de especificación de distorsión. Cualquier energía presente entre f_c** y f_c* aparecer como distorsión de banda de paso



fc* (Basada en especificación de distorsión)

Figura 9.20 Definiendo f_c con base a la especificación de distorsión en f_c.**

La figura 9.21 muestra la relación entre la frecuencia de muestreo normalizada y el error de distorsión dinámica. Aquí la especificación de distorsión se expresa como porcentaje de plena escala en f_c

Si estamos dispuestos a aceptar una distorsión máxima posible en f_c del 1 %, la razón de muestreo para un sistema que emplea un filtro de 12 dB/octava sería de aproximadamente 9.5.

Si esta especificación de distorsión se cambia a 5 %, la razón de muestreo se reduciría a aproximadamente 4.5 Se debe enfatizar que si no hay energía presente entre f_c** y f_c*, no habrá distorsión.

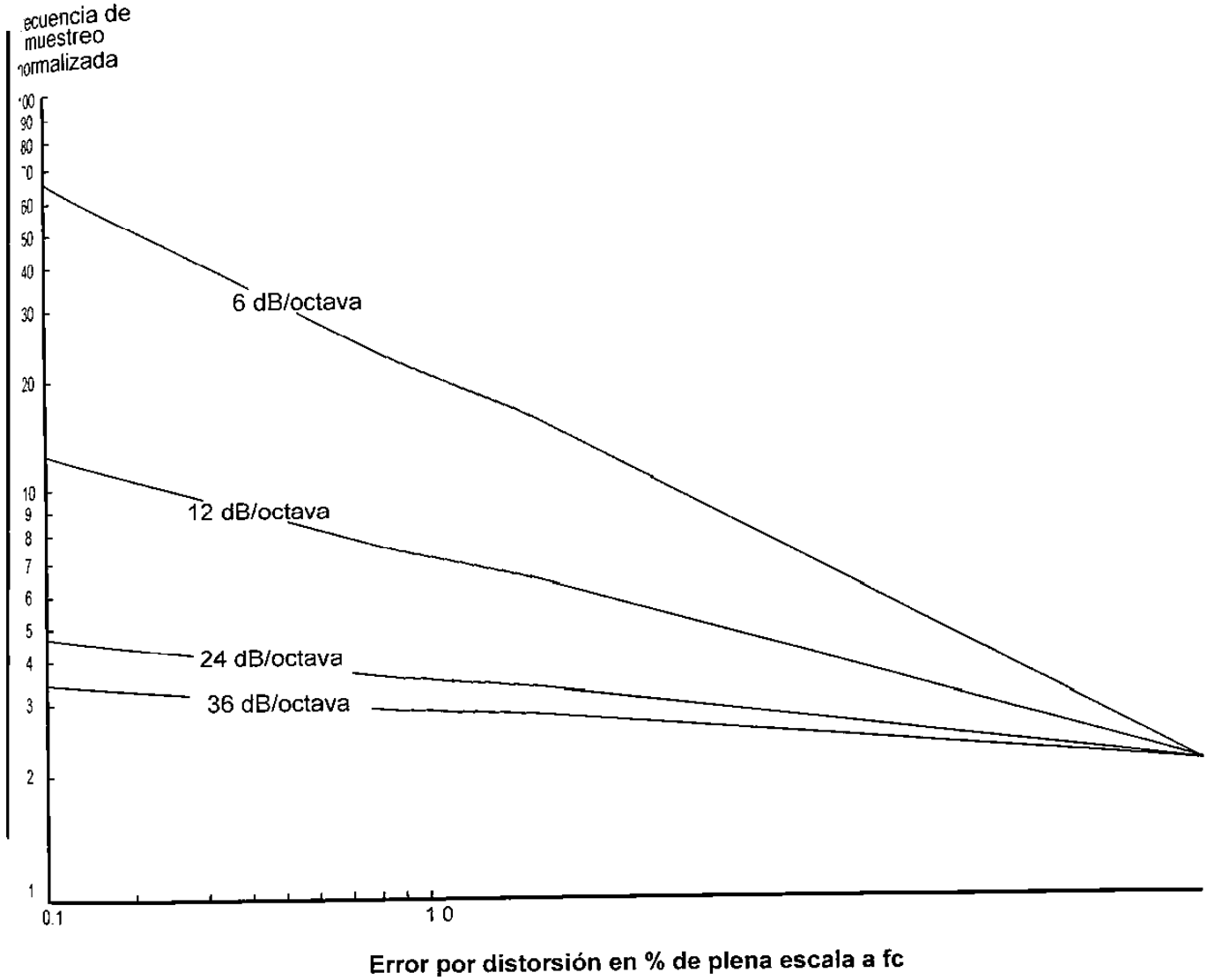


Figura 9.21 Relación entre la frecuencia de muestreo y error de distorsión en f_c para diferentes razones de caída de filtro.

9.5 Finalizando la decisión muestreo - filtrado.

Con lo ya visto podemos concluir que no es tan sencillo determinar que tan rápido muestrear. Existen varias consideraciones técnicas y no técnicas, entre las cuales la más significativa es el compromiso entre las características de caída del filtro y la frecuencia de muestreo. Para definir estas especificaciones, consideramos el contenido de frecuencia de la medición, la amplitud de banda requerida, la precisión estática y la distorsión de frecuencia.

Aún cuando intentamos dividir los errores atribuibles al muestreo en errores estáticos de amplitud y de distorsión en frecuencia, el fenómeno de alias puede producir errores a frecuencia cero.

Antes de finalizar la decisión con respecto al muestreo y el filtrado, requerimos considerar otros aspectos del filtro, así como presentar algunas consideraciones prácticas de la razón de muestreo.

9.5.1 Otras consideraciones con respecto al filtro.

Hasta ahora se ha considerado el filtro como ideal. Esto es, hemos considerado que las características de amplitud dentro del paso de banda son planas (cero pérdida de inserción y sin ondulaciones) y que la atenuación en amplitud ocurría precisamente en el punto de quiebre. Adicionalmente, nunca hemos considerado distorsión de fase, características transitorias o tiempo de estabilización.

Para completar esto, se ha incluido una revisión de las características de filtros comúnmente ofrecidos por fabricantes. Estos típicamente se limitan a Butterworth, Chebyshev y Bessel.

Los filtros Elliptic o Caurer están disponibles en un número limitado de fabricantes y se usan muy poco como consecuencia de sus pobres características de costo contra desempeño.

La tabla 9 1 presenta un resumen de las características para filtros comunes.

Debido a las características de amplitud de banda de paso y fase del filtro, pudiera ser necesario colocar el punto de quiebre del filtro a una frecuencia mayor que la de corte deseada para lograr las características deseadas.

Tipo de filtro	Aplicación Típica	Comentarios
Butterworth	Respuesta de amplitud donde la fase no es importante.	Banda de paso plana Características transitorias pobres.
Chebyshev	Similar al Butterworth	Ondulación de 0.01 a 0.5 dB en banda de paso. Características transitorias pobres.
Bessel	Mediciones transitorias donde fase y sobrepaso son críticos.	Fase lineal, retraso de tiempo plano Sobrepaso cero.
Elliptic	Formación de espectro	Ondulación en banda de paso y de paro. Fase pobre Sobrepaso alto.

Tabla 9.1 Resumen de característica de filtros.

9.5.2 Comprometiendo precisión por muestreo inadecuado.

Si el diseñador del sistema no define y vigila las especificaciones de desempeño del software, entonces es posible que la razón de muestreo requerida se comprometa sin que se dé cuenta.

En muchas aplicaciones en tiempo real, se requiere que el procesador desempeñe numerosas funciones además de la de adquisición de datos, tales como conversiones a unidades de ingeniería, revisión de límites, despliegues en pantalla y control de lazo cerrado

Generalmente el diseñador del software se preocupa más por crear un programa lógico que cumpla con las funciones requeridas. Así, le presta poca o ninguna atención a las razones de muestreo.

En contraposición, los tiempos se basan en una especificación relacionada con refresco de pantallas o el tiempo requerido en detectar una condición de proceso fuera del límite y tomar acción correctiva.

Como se ha mostrado, el muestreo inadecuado produce errores de medición. Desafortunadamente errores que resultan de los alias, puede que nunca sean detectados y si son detectados, su solución compromete significativamente al software.

Debido al impacto de las razones altas de muestreo sobre el desempeño total del sistema, se propone realizar el análisis de muestreo-filtrado de tal forma que se seleccione la mínima razón de muestreo.

Ejemplo 9.1.

Definición del problema.

Generalmente se asocia al error por "alias" simplemente a la frecuencia y se tiende a ignorar que es posible que produzca error en aplicaciones donde el interés esta en el dominio del tiempo El muestreo inadecuado, sin embargo, puede introducir un corrimiento a frecuencia cero, afectando así el análisis en el dominio del tiempo.

Determine los efectos de muestreo inadecuado de la señal de entrada mostrada en la figura 9.22 y descrita por la siguiente ecuación.

$$F(t) = F_0 + \text{seno}(\omega_1 t) + \text{seno}(\omega_2 t)$$

Donde $\omega_1 = 12.56$, $\omega_2 = 18.85$. En este caso hacemos $F_0 = 0$.

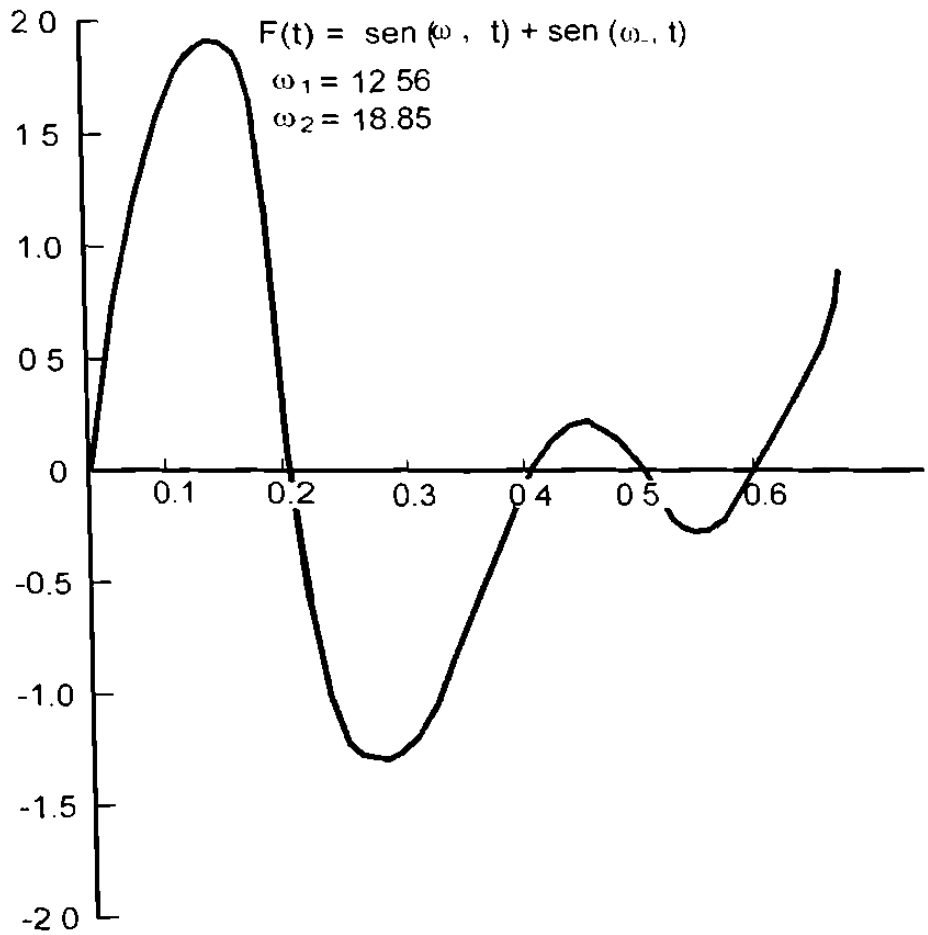


Figura 9.22 Entrada sin componente a cero frecuencia.

Solución.

Si examinamos F(t) en el dominio de la frecuencia, veremos que F(f) consiste en frecuencias discretas de igual amplitud en 2 y 3 Hz. Un simple bosquejo de la función de entrada en el dominio del tiempo y la aplicación de convolución gráfica muestra claramente que ocurrirá distorsión en frecuencia cero si la frecuencia de muestreo no es mayor a 3 Hz.

Si muestreamos F(t) a una razón mayor que 3 Hz, podemos concluir que el conjunto de muestras consiste en valores tanto positivos como negativos cuyo valor promedio es cero

La tabla 9 2 contiene el resultado de muestrear a 4, 5 y 6 Hz Su análisis indica que el promedio en un segundo para cada caso es cero.

f_s = 4 Hz		f_s = 5 Hz		f_s = 6 Hz	
TIEMPO	MUESTRA	TIEMPO	MUESTRA	TIEMPO	MUESTRA
0.35	-0.64	0.1	1.90	0.16	0.86
0.60	0	0.3	-1.17	0.33	-0.86
0 85	-1 27	0.5	0	0.50	0
1 10	1.90	0.7	1.18	0.66	0.86
1.35	-0.64	0 9	-1.90	0.83	-0.86
1.60	0	1.1	1.90	1.00	0
1.85	-1.26	1.3	-1.17	1.16	0 86
2.10	1.90	1.5	0	1.33	-0.86

Tabla 9.2 Resultados de muestreo de señal de la figura 9.22 a 4, 5 y 6 Hz.

Si muestreamos a una razón menor o igual a 3 Hz, todos los datos muestreados tendrán el mismo signo, y por lo tanto un valor promedio (cero frecuencia) diferente a cero. La tabla 9.3 indica los resultados de muestrear a razones de 2 y 3 Hz

f_s = 3 Hz		f_s = 2 Hz	
TIEMPO	MUESTRA	TIEMPO	MUESTRA
0.43	0.21	0.1	1.90
0.76	0.75	0.6	0
1.09	1.89	1 1	1.90
1.43	0.20	1.6	0
1.76	0.75		
2.10	1.89		
PROMEDIO = 0.95		PROMEDIO = 0.95	

Tabla 9.3 Resultados de muestreo de señal de la figura 9.22 a 2 y 3 Hz.

A partir de este sencillo ejemplo se puede ver que el efecto del alias sí introduce un error de amplitud a frecuencia cero Independientemente del número de muestras que utilicemos para determinar el promedio, si se muestrea inadecuadamente, el promedio nunca será cero. El efecto del alias puede comprometer en esta forma las mejoras en precisión en amplitud ganadas a través de instrumentación de alta calidad.

Ejemplo 9.2.

Definición del problema.

Considere una aplicación donde las señales a medir están contaminadas con ruido. Si vamos a utilizar un sistema de adquisición de datos muestreados para medir voltajes analógicos que tienen ruido sobrepuesto. Así, si el fin es cuantificar el valor estático (promedio), debemos filtrar ó suavizar las entradas de tal forma que su valor sea representativo del promedio.

Considere la siguiente función en el tiempo, la cual tiene ruido sobrepuesto en un nivel estático.

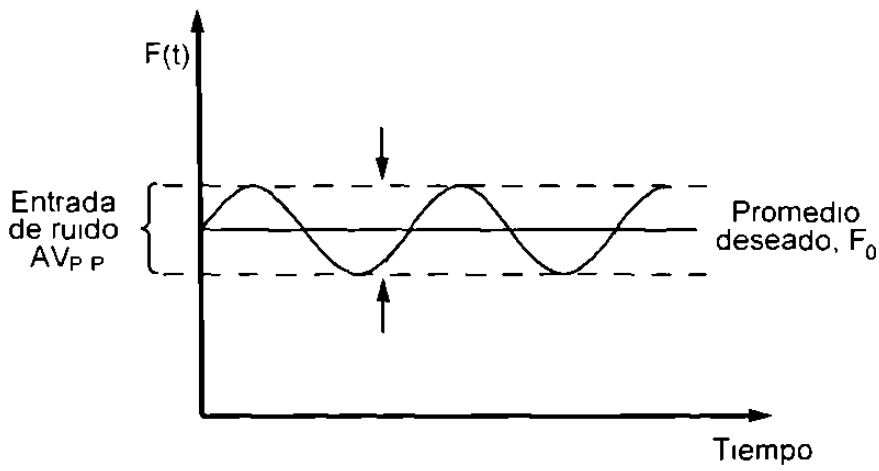


Figura 9.23 Voltaje analógico a medir con ruido sobrepuesto.

A través de experimentación o como un requerimiento, determinamos que el ruido en el peor caso tiene una magnitud de A volts de pico y que la frecuencia es f_1 Si aplicamos esta señal directamente a un convertidor y

tomamos muestras instantáneas para representar esta función, observaremos que existe dispersión en los datos.

Para este ejemplo, el requerimiento es que la variación resultante debida al ruido en los datos debe de ser menor a B volts de pico a pico. En la figura 9 24 se repite el dibujo anterior y se sobreponen los requerimientos de variación de B volts de pico a pico.

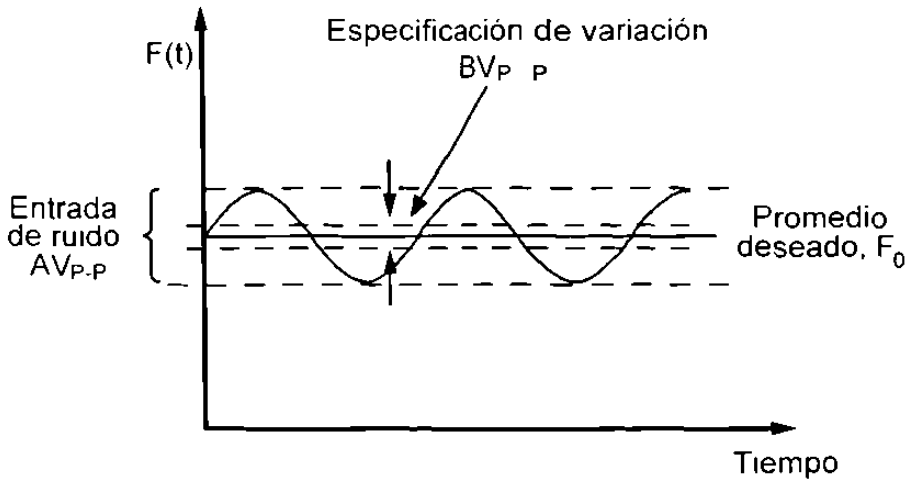


Figura 9.24 Especificación de máxima distorsión en la medición.

Diseñe un filtro pasivo paso bajo que atenúe el ruido de entrada a un nivel aceptable. Requerimos que sea un filtro pasivo porque los niveles de entrada están en el rango de milivolts. Para este ejemplo, utilice los siguientes datos.

A = 1 V

B = 0.01 V

f_1 = 60 Hz

Solución.

La figura 9 25 muestra el problema en el dominio de la frecuencia.

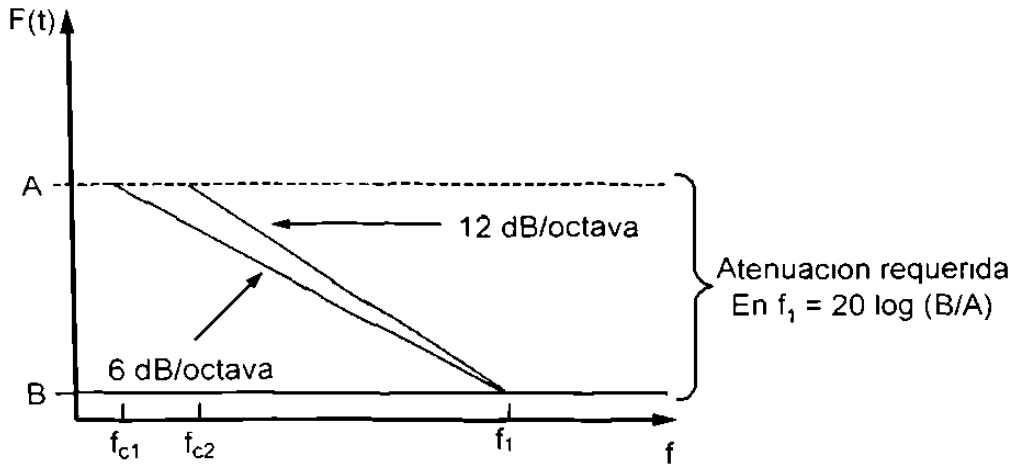


Figura 9.25 Aplicación de filtro pasivo para atenuación de ruido.

Se requiere establecer la razón de atenuación del filtro y la correspondiente frecuencia de punto de corte, f_c. Como el interés es con las mediciones de estado estable, no se impone un límite inferior sobre f_c. Debido a que el filtro tiene que ser pasivo, solo tenemos dos posibles razones de atenuación: 6 dB/octava y 12 dB/octava Por lo tanto, la frecuencia de corte será f_{c1} o f_{c2}, así, la atenuación requerida del filtro es:

$$\text{Atenuación} = 20 \log \left[\frac{B}{A} \right] = -40 \text{ dB}$$

El número de octavas entre f_1 y f_c es

- **Filtro de 6 dB/octava.**

$$N = \frac{\text{Atenuacion, dB}}{\text{Atenuacion del filtro, dB}}$$

$$N = 6\ 6$$

- **Filtro de 12 dB/octava.**

$$N = 6.6$$

Determinamos la frecuencia de corte como:

- **Filtro de 6 dB/octava.**

$$f_c = f_1 \, (\log^{-1} [N \log (2)])^{-1}$$

$$= 60 \text{ Hz} \, (\log^{1} [6.6 \log (2)])^{1} = 0.59 \text{ Hz}$$

- **Filtro de 12 dB/octava.**

$$f_c = 5.95 \text{ Hz}$$

Ejemplo 9.3.

Definición del problema.

Considere una entrada que consiste en dos frecuencias discretas, f_1 y f_2, de igual magnitud, donde f_2 es considerada como ruido indeseable, determine la frecuencia de muestreo tal que f_1 contenga no más de un 5 % de distorsión y verifique los resultados. Para este ejemplo, utilice un filtro de 12 dB/octava con frecuencia de corte en f_1 de 1 Hz y f_2 = 4 5 Hz.

Solución.

Queremos que la banda de paso sea plana hasta 1 Hz y atenuar el ruido (f_2 = 4.5 Hz) tal que como alias, f_2 no distorsionará f_1 en mas de un 5 %.

1.- Determine las octavas requeridas de f_1 a la frecuencia de corte f_c*.

$$N = \frac{26 \text{ dB}}{12 \text{ dB / octava}} = 2.168$$

Aquí, la frecuencia efectiva, f_c*, se define como 4.5 Hz dado que no nos interesan datos mas allá de 1 Hz.

2.- Determine la frecuencia de traslape.

$$f_n = \log^{1} (1/2 \log f_c^*) = 2 \text{ 12 Hz}$$

3.- Determine la frecuencia de muestreo.

$$f_s = 2f_n = 4.24 \text{ Hz}$$

Podemos verificar los resultados muestreando la siguiente función a la frecuencia establecida anteriormente.

$$f(t) = \text{sen}\ (\omega_1 t) + A\ \text{sen}\ (\omega_2 t)$$

Donde ω_1 = 6.28, ω_2 = 28 3 y A = 0.05. En seguida se tabulan los datos para f_2 = 4.5 Hz y f_2 = 0. Una comparación de los valores de la función indica una diferencia de magnitud de 5 %.

f_2 = 4.5 Hz		f_2 = 0	
TIEMPO	**f(t)**	**TIEMPO**	**f(t)**
0	0	0	0
0.1	0.60	0 1	0.59
0.2	0.92	0 2	0 95
0.3	0.99	0.3	0.95
0 4	0.54	0.4	0.59
0.5	0.05	0.5	0
0.6	-0.63	0.6	-0.59
0.7	-0.91	0.7	-0.95
0 8	-0.98	0.8	-0 95
0.9	-0 57	0.9	-0 59
1.0	0	1.0	0

Tabla 9.4 Prueba de distorsión menor al 5% mediante uso de filtro.

Ejemplo 9.4.

Definición del problema.

Considere una aplicación donde se medirán variables invariantes en el tiempo Aún y cuando la amplitud de banda deseada para esta aplicación se considera generalmente cercana a cero, típicamente se especifica como 2-10 Hz para proveer una respuesta razonable en condiciones transitorias. Para esta aplicación, deje que la entrada típica sea descrita por la siguiente ecuación:

$$F(t) = \tau \, d/dt \, m + m + A \text{ sen } (\omega t)$$

Donde m es la medición, d/dt m es la razón de cambio en el tiempo y τ es la constante de tiempo de la medición. El término A seno (ωt) representa el componente de ruido indeseable atribuible a la frecuencia de línea con ω = 367. Determine los efectos de la componente de ruido sobre la precisión estática para una aplicación donde la razón de caída del filtro es 12 dB/octava, f_c = 10 Hz y la magnitud pico del ruido eléctrico es 50 mV.

Solución.

Determine la atenuación de ruido que proveería un filtro de 12 dB/octava.

1.- Número de octavas:

$$\frac{f_c^*}{f_c} = \log^{-1} [N \log (2)]$$

Para f_c^* = 60 Hz, f_c = 10 Hz

$$N = \frac{\log (6)}{\log (2)} = 2.58$$

2.- Atenuación de ruido:

Atenuación = (N) (Razón de caída de filtro) = - 21 dB

3.- Magnitud de ruido atenuado:

$$dB = 20 \log$$

$$e_0 = (0\ 028)\ e_1 = 1.4\ mV$$

Por lo tanto, el ruido eléctrico de 50 mV pico aparecerá como 1 4 mV pico. Para determinar el error equivalente, se deben de considerar la ganancia del sistema y las características del convertidor analógico a digital. Es importante indicar que el ruido a frecuencia de línea puede introducir errores de medición significativos para estos sensores que tienen salidas de mV.

10

CONTROL POR COMPUTADORA

10.1 Fundamentos de control automático de procesos.

Existen diversas razones para justificar la integración de un lazo de control automático en un proceso, entre otras, las principales están relacionadas con rechazo de perturbaciones, atenuación de ruido, linearizar, obtener una respuesta adecuada y seguimiento cercano de una señal de referencia.

¿Cómo logra esto un lazo de control automático? La estrategia fundamental es retroalimentar la variable de proceso que se desea controlar (PV), comparar su valor con el de referencia (SP) y en base a su diferencia (también conocida como error – E) y a una ecuación o ley de control producir una acción correctiva de control que genere la reducción de esa diferencia.

La ecuación o ley de control se muestra generalmente como el cerebro de la acción de regulación, por lo que se conoce como regulador o controlador. Asi, el objetivo de un controlador es ajustar el estado del proceso dependiendo de la medición de una variable de proceso (PV) con relación a un valor deseado conocido como referencia (SP) La diferencia entre ellas se llama error (E) El error generalmente se define como:

$$E = PV - SP$$

Aun cuando en algunas ocasiones se define en forma inversa SP-PV. ¿En un caso particular, cual ecuación utilizar? Aquella que produzca una acción congruente de control, esto es, que acerque a la variable de proceso (PV) al

valor de la referencia Analice el caso de un control de temperatura de un calentador de agua con combustible y el caso de un reactor químico donde se produce una reacción exotérmica y se controla la temperatura con agua de enfriamiento

Así, se debe tener algún instrumento que realice la medición de PV, la salida de este instrumento permite relacionar la PV con el SP. El controlador opera sobre el error E y a través de otro componente, el elemento final de control, actúa sobre el proceso con el propósito de cambiar la PV en la dirección deseada (hacia la referencia SP) y así reducir el error E. Estas relaciones se muestran esquemáticamente en el diagrama de bloques en la figura 10.1

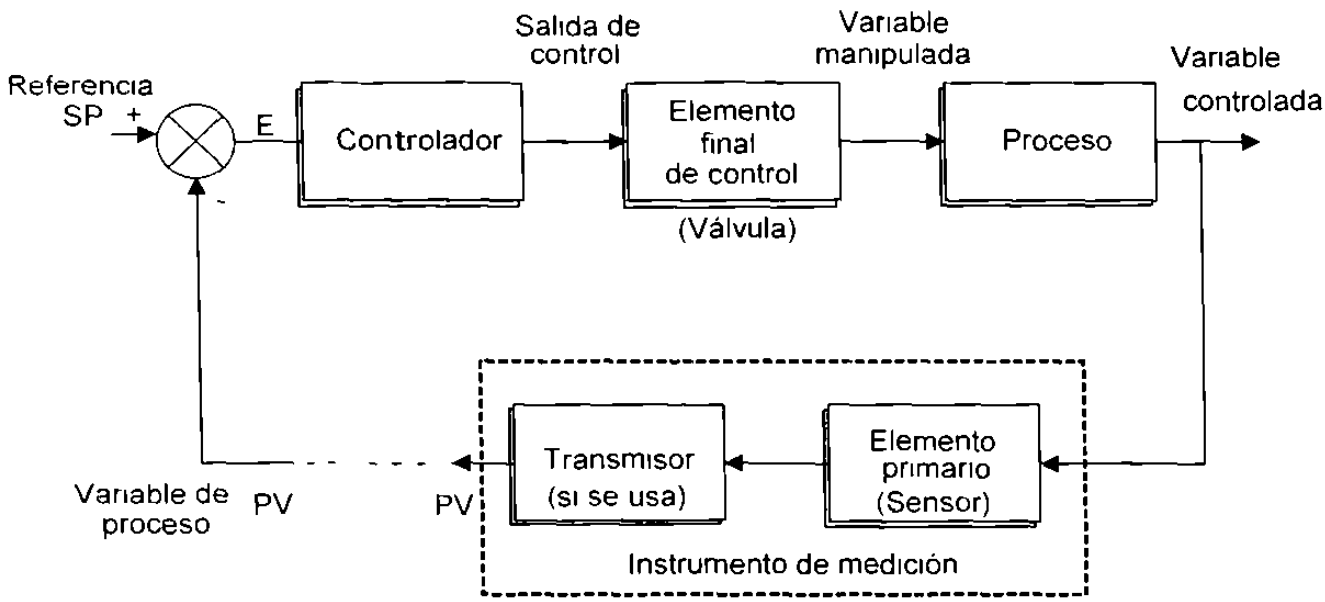


Figura 10.1 Diagrama de bloques del sistema de control automático.

Como un ejemplo concreto de lo que representa el diagrama de bloques, en la figura 10.2 se muestra un proceso: un intercambiador de calor. En un intercambiador de calor se calienta un fluido por algún medio, tal como vapor. El flujo de vapor es controlado por una válvula (elemento final) la cual es abierta o cerrada bajo la dirección del controlador, comandado a la vez por la señal de error.

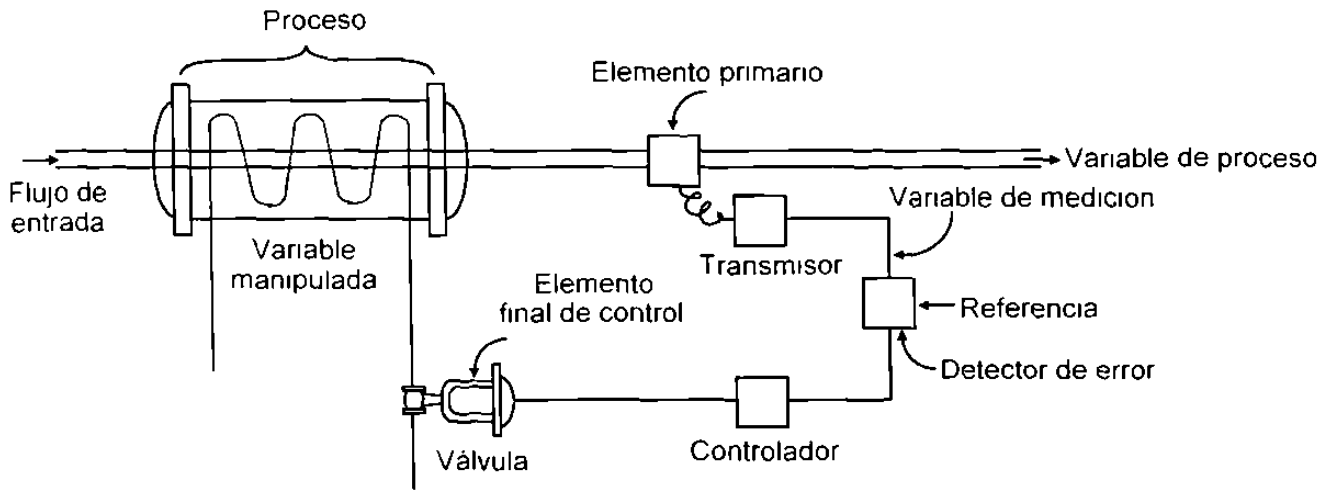


Figura 10.2 Control de temperatura en un intercambiador de calor.

Note que en la figura 10.1 hay por lo menos tres elementos diferentes (elemento final de control, proceso y sensor) que pueden presentar características dinámicas significativas (retardos) en el problema general de controlar la variable de proceso PV.

Estos componentes y sus características son usualmente determinados por factores que deben ser aceptados por el diseñador del controlador como si fueran inherentes al proceso y representan los mejores componentes que pueden ser obtenidos para ese propósito, o sus características estan limitadas por su costo. Esto significa que el controlador ideal debe ser capaz de compensar características dinámicas indeseables, por ejemplo, atrasos que pueden ser inherentes de otros elementos.

En control por computadora, la computadora realiza la función de un controlador. En este caso, la referencia puede definirse internamente (una variable del programa), darse a través de un teclado, adquirirse por medio de una interfase, etc La variable de proceso generalmente se adquiere a través de una interfase (convertidor analógico a digital), en esta forma se tiene un sistema de adquisición de datos y se aplican todos los conceptos vistos en los capitulos previos

Ya con los valores de la referencia y la variable de proceso, el programa en la computadora puede hacer una detección de error mediante una simple resta, esto opera como entrada al controlador Como se mencionó, la forma en que un controlador funciona (su respuesta a una señal de error) se llama su modo de control o ley de control

Otro término, mas apropiado para implementación en computadora es **algoritmo de control** Lo cual representa el cálculo que produce una salida de control al tener una señal de error o una serie de errores en el tiempo.

Ahora se procederá a la descripción de los elementos de un sistema de control unidimensional (el control de una variable de proceso). El objetivo en este capítulo es conocer los algoritmos de control más utilizados en control por computadora o procesadores discretos (como PLC) y describir su comportamiento dinámico en un proceso.

Las primeras descripciones se verán en forma analógica, esto es, en funciones continuas y posteriormente se mostrará como pueden ser implementadas en forma digital

10.2 Lazo abierto y lazo cerrado automático.

En la figura 10 1, si los elementos representados dentro del bloque en línea punteada no existieran, estaríamos tratando con un sistema de lazo abierto. En este caso la válvula de vapor, preposicionada en un cierto lugar, permanecerá en este punto independientemente de los que pase en el proceso y el valor de la PV.

Si estuviera el instrumento sensor y un indicador en un lugar donde un operador pudiera ocasionalmente verlos, el operador podría conocer el valor de la variable de proceso PV mentalmente predecir la respuesta del proceso y así corregir a través de la válvula En este caso se tendría un lazo cerrado no automático haciendo el operador la función del controlador.

El clásico control de lazo cerrado no automático, en casos de procesos con comportamientos predecibles y lentos, puede ser más que suficiente. La ley de control entonces se limita a una pura repetición de posicionado de la válvula, no hay control automatico y no hay más algoritmo que el mentalmente memorizado por el operador

Si cerramos el lazo incluyendo al sistema de medición, la parte de comparación y el regulador el sistema se convierte en un lazo cerrado y así tenemos un sistema de control automático retroalimentado.

Es posible y quizás deseable en muchos casos utilizar lazos abiertos, combinar lazo abierto y lazo cerrado en ciertas configuraciones tales como el denominado control feedforward (pre ó antealimentación) Esto será descrito después, la configuración feedforward puede ser capaz de adelantarse a la respuesta de el proceso como un operador lo hace en control manual.

10.3 Control ON-OFF.

Asuma que el elemento final de control tiene solamente dos estados. completamente abierto y completamente cerrado Un ejemplo es un horno casero, el cual esta operando o no dependiendo del estado (abierto o cerrado) de un switch operado por un termostato

Cuando la temperatura es inferior a la definida en el termostato, el switch cierra, el horno opera y la temperatura tiende a subir Cuando se sensa una temperatura mayor, el switch se abre apagando el horno. Este ciclo dentro-fuera continua indefinidamente

Para evitar un ciclado demasiado rápido, que podría destruir al equipo, se introduce una zona muerta (zona diferencial, zona neutral, Gap) en el termostato de tal forma que no pase nada hasta que la temperatura sobrepase las barreras de dicha zona muerta Como lo muestra la figura 10 3.

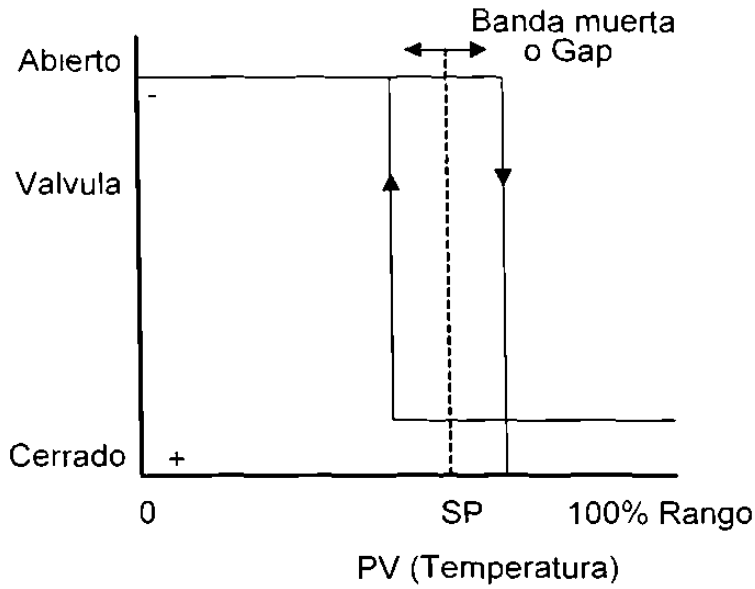


Figura 10.3 Modo de control On-Off.

Si se aplica este concepto en la figura 10.2, la válvula será operada por un solenoide y de esta forma esta limitada a dos estados: completamente abierta y completamente cerrada La figura 10.3 muestra la característica de la combinación válvula-controlador. Con la PV (temperatura del fluido del proceso) en la absisa y la posición de la válvula en la ordenada: Note que la referencia SP se encuentra dentro del rango 0-100% de la PV Se puede observar la característica de histeresis en la zona muerta o Gap.

La ley de control del modo On-Off puede establecerse como:

$$E = PV - SP$$

$$V = \text{Signo de } E$$

$$\text{Si } |E - \tfrac{1}{2}\,Gap > 0 \begin{cases} V+ \text{ Significa válvula cerrada} \\ V- \text{ Significa válvula abierta} \end{cases}$$

La figura 10 4 muestra el efecto de esta ley de control (modo On-Off) en el comportamiento de un proceso

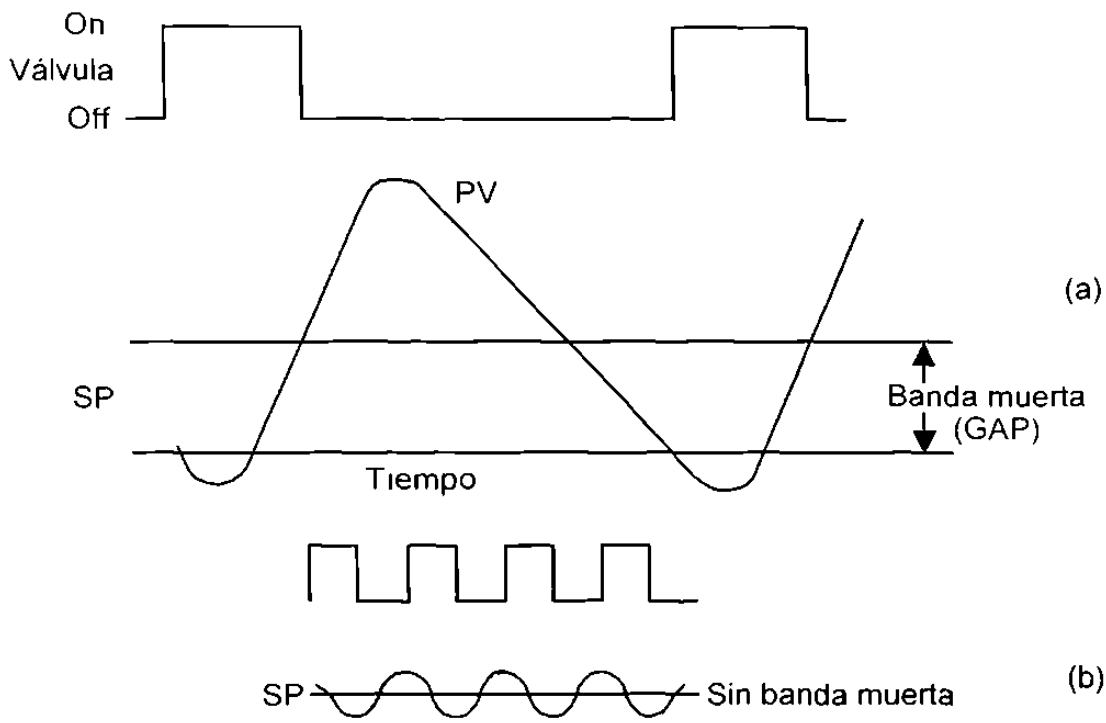


Figura 10.4 Respuesta a un control On-Off (a) con banda muerta (b) sin banda muerta.

Cuando la temperatura disminuyendo pasa la barrera inferior de la zona muerta, la válvula se abre pero la inercia del proceso produce un retraso antes de que la temperatura empiece a subir Cuando la temperatura ascendiendo pasa la barrera superior de la zona muerta, el controlador cierra la válvula, sin embargo, por efecto de la inercia la temperatura, presenta sobrepaso.

Puede verse que, aun sin tener zona muerta (figura 10 4b) la inercia térmica genera un continuo sobrepaso y ciclado de la PV a alguna frecuencia superior Como conclusión ciclado y sobrepaso son características siempre presentes en el modo de control On-Off.

Veamos ahora su implementación en una computadora digital

En este modo de control se contaría fundamentalmente con cuatro bloques, los cuales se muestran en la figura 10 5

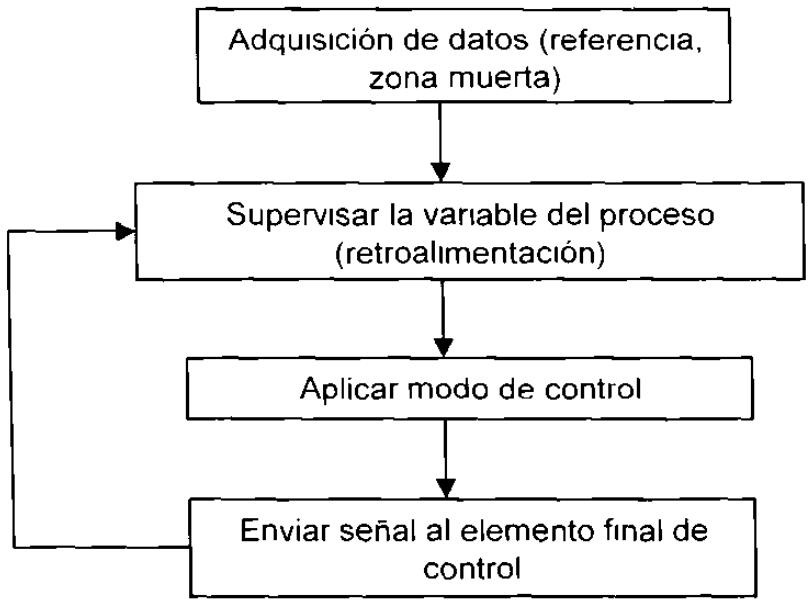


Figura 10.5 Diagrama básico de bloques de tareas de la computadora.

Dentro del bloque de adquisición de datos la computadora adquiere los valores de la referencia y de la zona muerta o gap Estos datos pudieran ser leídos de algún elemento externo (como un potenciómetro), o se pueden introducir directamente a través de la terminal de computadora. En este ejemplo consideraremos el segundo caso.

El segundo bloque, supervisión de la variable del proceso (retroalimentación) se tendrá que hacer una conversión de analógico a digital de la señal enviada por el sensor de temperatura y después de hecho esto, relacionar el resultado de la conversión con la magnitud equivalente ya en unidades de la variable controlada.

En el bloque de aplicar el modo de control se relaciona la variable de retroalimentación con la característica de modo de control On-Off vista con anterioridad en la figura 10 3 y finalmente, en base al resultado obtenido, mantener o modificar la señal de salida al elemento final de control

Desarrollando más en detalle el diagrama de bloques tenemos la figura 10 6

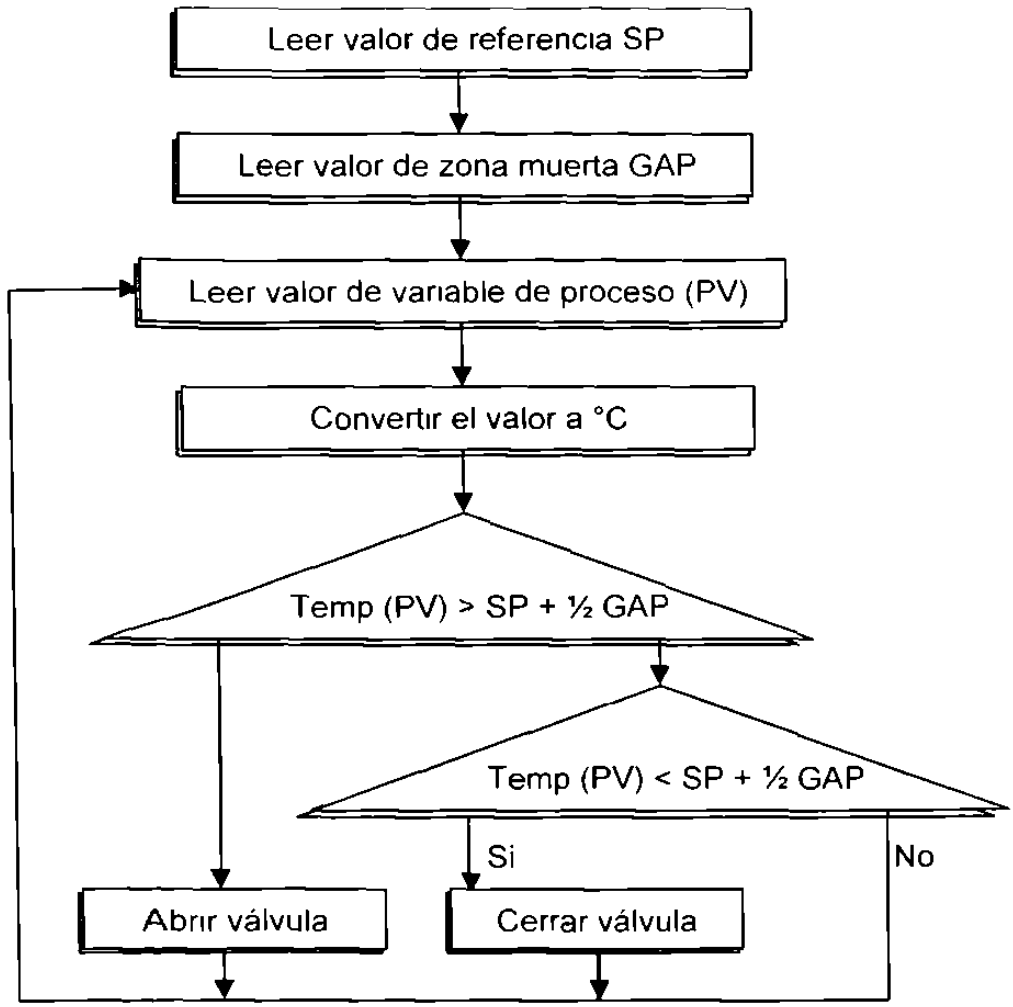


Figura 10.6 Diagrama detallado de bloques de tareas de la computadora en un control On-Off.

10.4 Control proporcional.

Para eliminar el ciclado (On-Off-On-Off) y sus consecuencias en uso y problemas de energía, debe ser posible encontrar una abertura intermedia de la válvula que mantenga la variable de proceso en un valor estable con relación a la referencia SP

En el ejemplo de la figura 10 2 la razón de energía de entrada correspondiente al flujo de vapor dado por la posición de la válvula debe ser igual a la energía de salida del proceso que depende del calentamiento del fluido que pasa por el intercambiador de calor más perdidas. Debe resultar claro que la posición de la válvula será diferente para cada condición de flujo y de pérdidas.

El modo de control deseado entonces consiste en el ajuste de la válvula a una posición intermedia que produzca cero error en condiciones promedio del proceso y un controlador que cierre la válvula proporcionalmente a la magnitud del error generado por tener una variable de proceso mayor que la referencia y que la abra proporcionalmente para el caso inverso. En otras palabras, la ley de control para el modo proporcional es:

$$V = KE + M$$

Donde:

E = PV - SP

K = Constante de proporcionalidad (ganancia proporcional)..

M = Ajuste constante de la válvula para un error cero

(Bajo condiciones promedio del proceso)

La ecuación anterior, en la ecuación de una línea recta se muestra en la figura 10.7

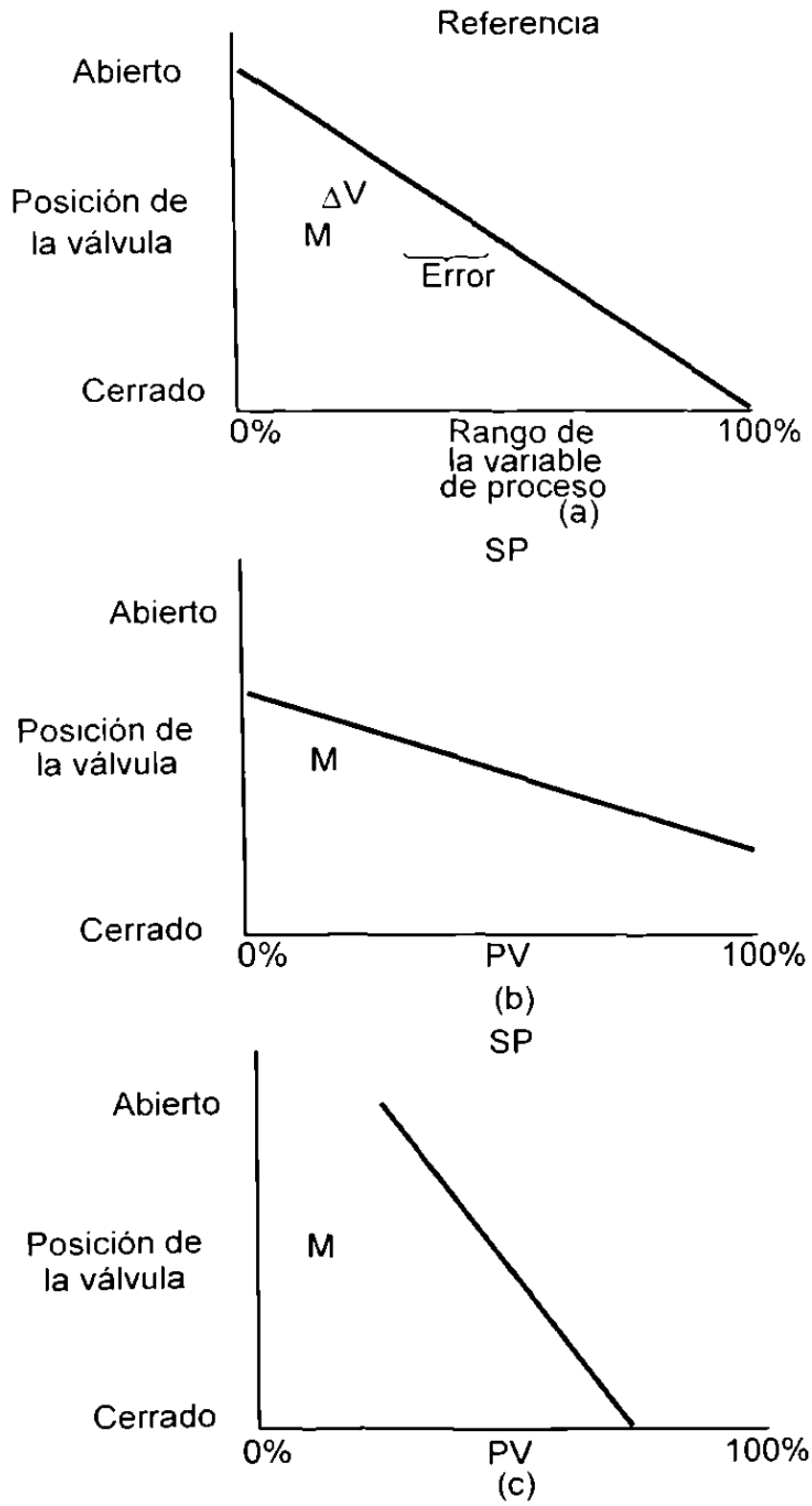


Figura 10.7 Ley de control proporcional (a) Ganancia proporcional (ΔV/error). (b) Baja ganancia. (C) Alta ganancia.

La constante de proporcionalidad K es llamada ganancia proporcional del controlador. Como puede verse en la figura 10 7b y c, la ganancia o pendiente de la línea determina el cambio en la apertura de la válvula correspondiente a un error determinado.

El porciento de cambio en error necesario para mover la válvula plenamente se llama banda proporcional (PB). En la figura 10 7 c se requiere un error pequeño para abrir o cerrar la válvula completamente este es un sistema con alta ganancia Asi, la relación entre ganancia y banda proporcional es inversa como lo muestra la siguiente ecuación:

$$K \quad \frac{100}{PB}$$

Donde:

PB esta en porciento (%).

El termino constante M se llama reset manual, se ajusta para que bajo condiciones promedio del proceso el error sea cero Si se quisiera que bajo una nueva condición el error sea cero, debe ajustarse su valor (de ahí el nombre de manual).

La figura 10 8 muestra la acción de un controlador proporcional en el tiempo. Si por alguna razón, digamos cambio en la temperatura del fluido de entrada o un incremento en su flujo, el error cambia bruscamente a un valor dado, la válvula se moverá instantáneamente una cantidad proporcional al error y en una dirección adecuada para reducir el error a cero.

Si el error se mantiene constante, la nueva posición de la válvula permanecerá La desventaja del modo de control proporcional pueden ser determinadas siguiendo las consecuencias de esta clase de perturbaciones en un sistema de lazo cerrado.

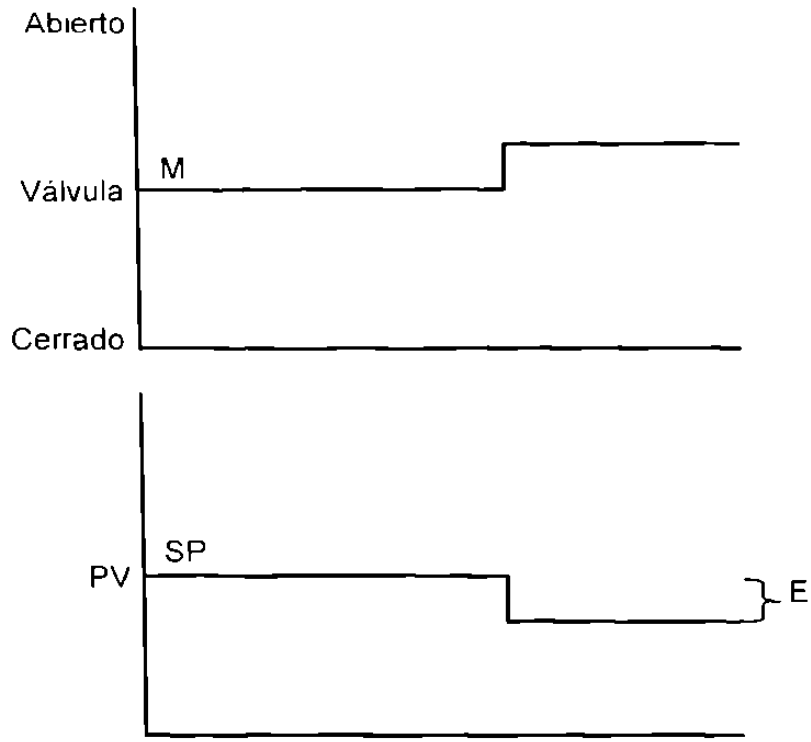


Figura 10.8 Respuesta de un escalón de control proporcional.

Asuma que el sistema es puesto en lazo abierto y que por lo tanto no hay control Si se presenta una perturbación escalón como la que se muestra en la figura 10 8, la posición de la válvula no cambiará y la temperatura tomará un nuevo valor de estado estable con error constante.

Ahora, restablezcamos la condición de lazo cerrado con control proporcional. La válvula responderá con el propósito de reducir este error, pero la ley de control establece que V cambia solo con E, mientras M permanece constante. Esto es, para cualquier posición de la válvula diferente de M, la cual corresponde a un valor definido de error E Este error residual, mostrado en la figura 10 9 se llama offset o error de estado estable.

Así, el modo de control proporcional presenta error cero solo para una condición del proceso (la definida como condición promedio del proceso), establecida por el valor de M o Reset Manual

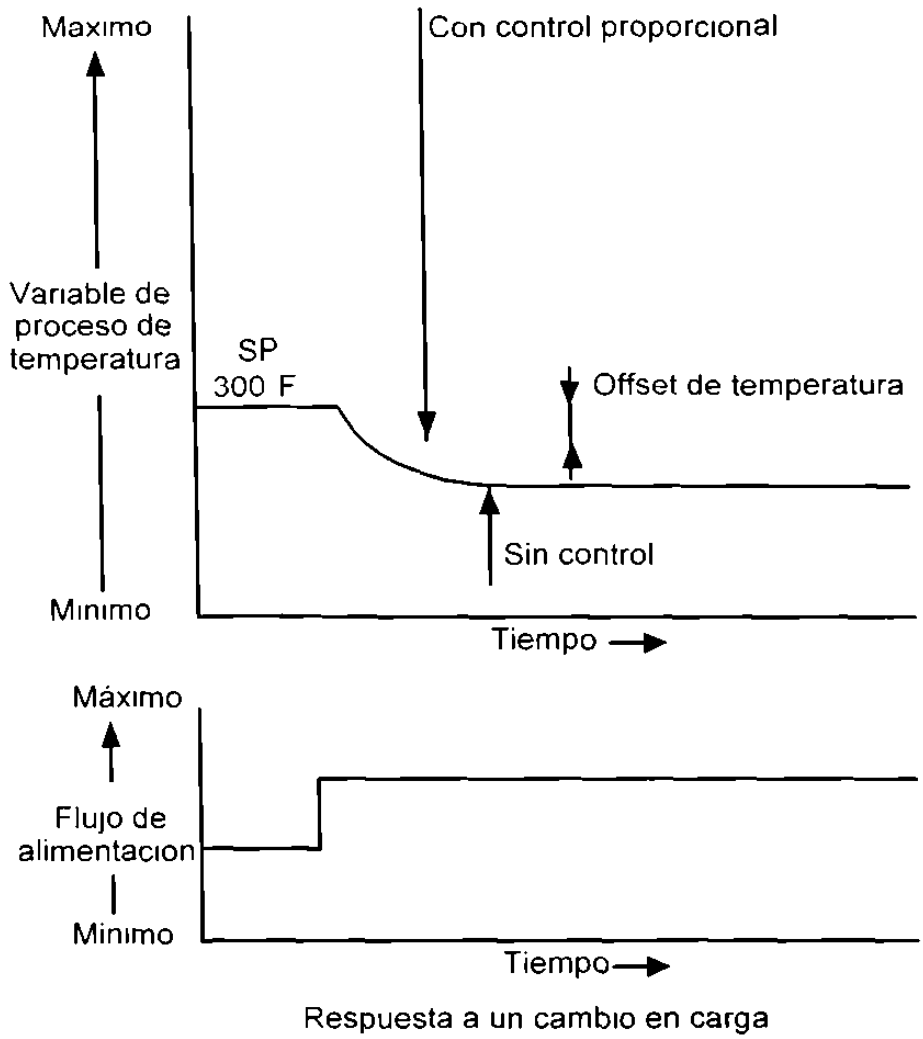


Figura 10.9 Respuesta de un control proporcional a un escalón en la carga.

10.4.1 Ganancia, offset y estabilidad.

Antes de terminar de ver el controlador proporcional examinemos el termino ganancia K Primeramente, si el controlador es representado por las ecuaciones, no hay términos que dependan del tiempo (dinámicos) en el algoritmo que muestra su comportamiento. Si asumimos por el momento que ninguno de los componentes en la figura 10 1 tienen términos atrasos en el tiempo podemos tener el diagrama de flujo del sistema como se muestra en la figura 10 10, donde cada componente esta representado por una función de transferencia en su bloque

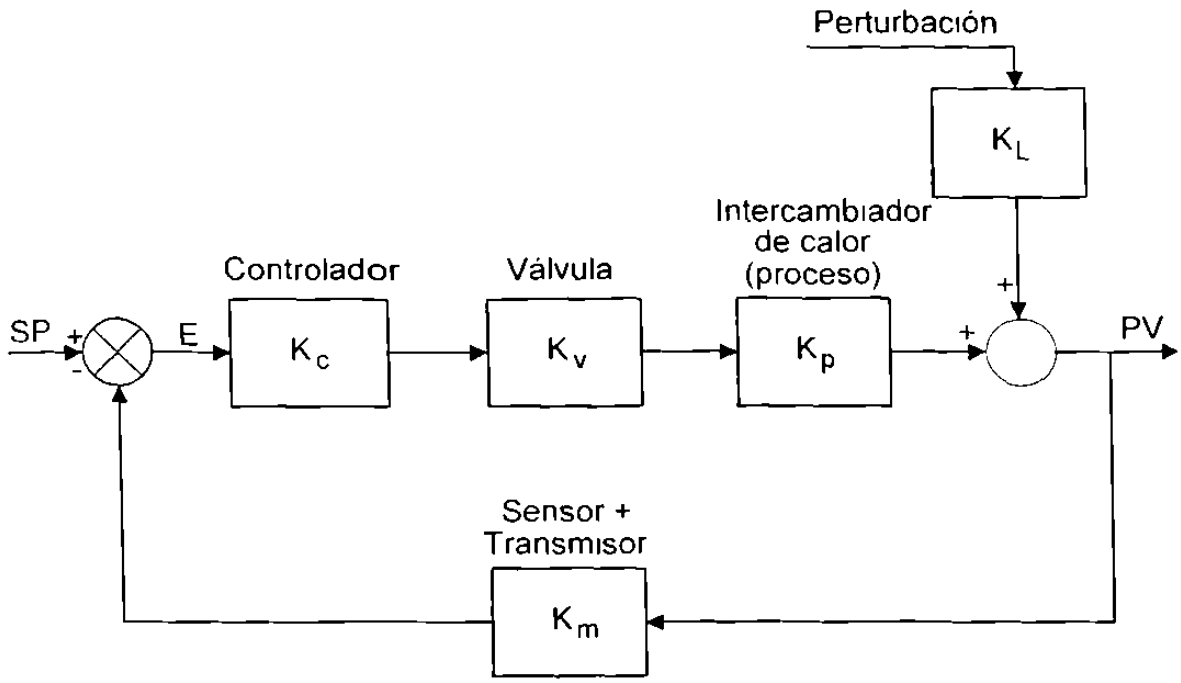


Figura 10.10 Diagrama de bloques de un control proporcional.

La función de transferencia es solo una relación matemática entre una entrada y una salida y como ninguno de los bloques dependen del tiempo, son términos de ganancia simples Ki Como el flujo de señal esta dado por la dirección de las flechas el álgebra básica de las funciones de transferencia permite combinarlas simplemente efectuando la operación de multiplicación

Así, la ganancia final hacia adelante del sistema se obtiene multiplicando todos los términos de ganancia en la rama hacia adelante de lazo. Solo se debe cuidar de tener las unidades correctas de cada K Cuando se utiliza un controlador electrónico la entrada y salida son señales eléctricas. Así:

$$Kc \quad \frac{\text{Volts de salida}}{\text{Volts de entrada}} \quad \frac{V}{V}$$

Puede asumir que la válvula genera un flujo de vapor proporcional al voltaje de salida del controlador o

$$Kv - \frac{\text{Flujo}}{\text{Volts}} = \frac{F}{V}$$

El proceso responde a un incremento en el flujo de vapor con un incremento lineal en la temperatura de la variable del proceso, así:

$$Kp \quad \frac{°F}{F} = \frac{T}{F}$$

Multiplicando estas variables, tenemos

$$K \quad Kc\ Kv\ Kp \quad \frac{V}{V} \bullet \frac{F}{V} \bullet \frac{T}{F} \quad \frac{T}{V} \quad \frac{F}{Volt}$$

Como el sensor debe convertir temperatura en una señal eléctrica para que E este en volts.

$$Km \quad \frac{Volts}{°F} = \frac{V}{T}$$

Y KKm, alrededor del lazo, es una ganancia adimensional, como debe de ser.

Se asume, por simplicidad que el valor de Km es unitario, así el diagrama de bloques simplificado resultante se muestra en la figura 10 11.

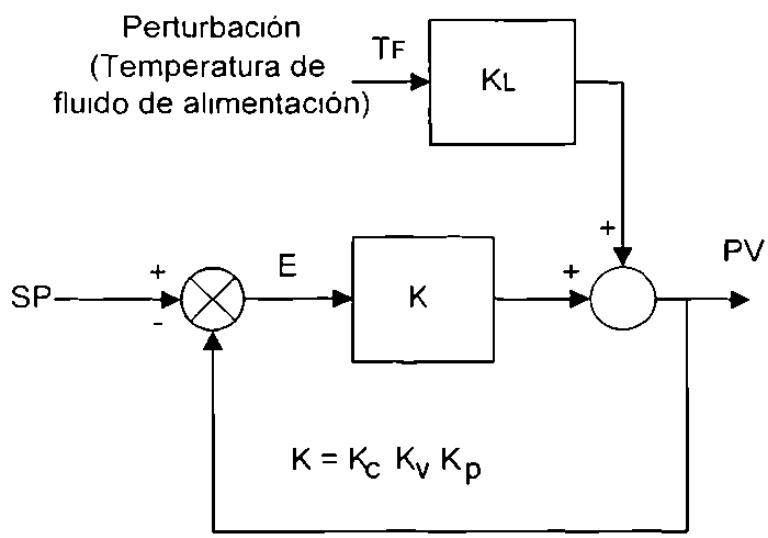


Figura 10.11 Diagrama de bloques simplificado.

Las dimensiones de K_L dependen de la clase de perturbación. Por ejemplo, asumamos que la perturbación sea la temperatura de entrada del fluido alimentado al intercambiador de calor, digamos que $K_L = 1\ {}^{F}\!/_{F}$ Así, si ΔPV es el cambio en la variable del proceso (temperatura del fluido de salida) y Δ_F es la perturbacion (cambio en la temperatura del fluido de alimentación), como E como SP - PV

$$\Delta PV = K\Delta E + \Delta K_L\ \Delta_F$$

Y como SP permanece constante.

$$\Delta E = -\ \Delta PV$$

$$\Delta PV = -\ K\Delta Pv + k_L\ \Delta_F$$

$$E = SP - PV$$

$$PV_1 = KE_1 + M$$

$$PV_2 = KE_2 + M + K_L\ \Delta F$$

$$\Delta PV = PV_2 - PV_1 = K\ (E_2 - E_1) + K_L\ \Delta F$$

$$\Delta PV = K\Delta E + K_L\ \Delta F$$

Ahora podemos cuantificar el offset en temperatura resultante de la aplicación de un controlador proporcional (figura 10.9) El error de estado estable offset puede ser hecho tan pequeño como sea deseado, aunque nunca será cero, incrementando la ganancia pues la magnitud de la perturbación es reducido por un factor 1/(1+K)

Pero esto es cierto solo si no hay términos de atraso en las funciones de transferencia como asumimos, lo cual no es cierto. Cuando hay un atraso, no importa que tan pequeño, un incremento a la ganancia generara una tendencia a la inestabilidad

Por ejemplo, asumamos que el elemento de sensor (mostrado en la figura 10.2) introduce un tiempo muerto (retraso de transportación) de un minuto en adquirir el valor de la variable de proceso y suponga que los demás atrasos del sistema son despreciables.

Si la temperatura del flujo de alimentación cae 1°F Ajustando inicialmente el controlador para tener una ganancia de lazo de K = 0.5, al finalizar el primer minuto, la temperatura en el sensor habrá bajado 1 F y el controlador manipula la válvula para incrementar la temperatura ½ F. Este incremento en la temperatura no es detectado por un minuto. Cuando se detecta el controlador opera la válvula para reducir la temperatura en ¼ °F y así indefinidamente, la secuencia de cambio de temperatura será.

$$\text{PV inicial } (1 - \frac{1}{2} + \frac{1}{4} \quad \frac{1}{8}) \cdots$$

La cual pertenece a una serie geométrica que tiene limite en 2/3, así, finalmente la PV se estabiliza en.

$$\text{PV final} = (\text{PV inicial} - \frac{2}{3})\ °F$$

Lo cual concuerda con la ecuación

$$\text{PV final} = \text{PV inicial} - \Delta PV$$

Donde $$\Delta PV = \frac{1}{1+K}\Delta TF - \frac{1}{1+0.5}(1) - \frac{2}{3}$$

$$\therefore \text{PV final} = (\text{PV inicial} - \frac{2}{3})\ F$$

Con la misma lógica anterior, si la ganancia es ajustada a 1, la serie para una perturbación de 1°F será:

$$\text{PV inicial} - 1 + 1 - 1 + 1 - \cdots$$

Y el sistema oscilará indefinidamente a intervalos de 1 minuto

Si se ajusta la K a una cantidad mayor, digamos 1 1, las oscilaciones se incrementaran en magnitud y el error cada vez será mayor con el tiempo, la secuencia obtenida para este caso es la siguiente:

PV final = PV inicial - 1 + 1 1 + 1 21 + 1 331 - 1 4641

La consecuencia de una atraso de tiempo muerto es inestabilidad cuando la ganancia es uno o mayor Observe como la ganancia y la estabilidad son propiedades del lazo completo, incluyendo el proceso, no solo del controlador.

La implementación de un controlador proporcional en una computadora digital utiliza fundamentalmente los mismos bloques vistos en el control On-Off, únicamente variará la sección de adquisicion de datos en el detalle (ganancia proporcional y reset manual) y la de aplicar el modo de control (ahora proporcional).

10.5 Control integral.

Como hemos visto, el algoritmo del controlador proporcional presenta un error de estado estable cuando las condiciones del proceso cambian de las inicialmente consideradas para M, y este valor debe ser cambiado manualmente si queremos reducir el error a cero. Una forma de hacerlo en forma automática es instruir al controlador para que mueva la válvula en tanto el error persista, que es una forma común de modo integral o reset, en la cual la razón de cambio de la posición de la válvula es proporcional al error es

$$\frac{dV}{dt} \quad K_1 E$$

Integrando la ecuación obtenemos

$$V \quad K_1 \int E\, dt$$

(Si las condiciones iniciales son cero)

Esto justifica el término de control integral para este modo y en esta forma es tanto intuitiva como matemáticamente correcto concluir que el control integral anula completamente el error y así corrige el offset del controlador proporcional.

Puesto en un bloque el controlador integral tenemos

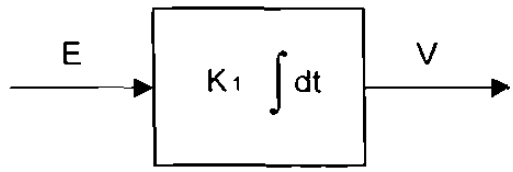


Figura 10.12 Diagrama de bloques de un control integral.

Lo que en forma analógica puede ser implementado (entre otras formas) con un amplificador operacional en la siguiente configuración.

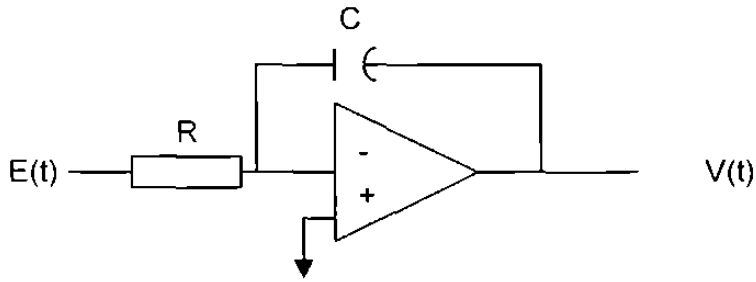


Figura 10.13 Implementación analógica de un control integral.

Cuya función de transferencia en el dominio de la transformada de Laplace se presenta como:

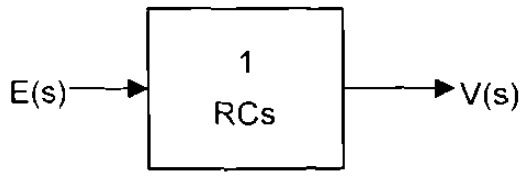


Figura 10.14 Bloque de la ecuación de un control integral.

O.

$$\frac{V(s)}{E(s)} \quad \frac{1}{RCs}$$

Una forma de convertir una ecuacion diferencial a una ecuación que pueda implementarse fácilmente en una computadora digital es determinar su ecuación diferencia equivalente El procedimiento es el siguiente

1. Determine la función de transferencia de la ecuación de control en forma analógica, utilizando la notación de la transformada de Laplace.
2. Cambie la notación de Laplace a ecuaciones diferenciales
3. Póngala en forma de diferencia, utilizando la aproximación digital

$$\frac{dD}{dt} \quad Dn \quad Dn \quad 1$$
$$Ts$$

Donde Ts es el intervalo de muestreo que es igual a Tn - Tn-1.

4. Resuelva para el valor presente de la variable (con suscrito n) utilizando solo valores pasados en el lado derecho de la ecuación (con suscritos n-i donde i es mayor o igual a 1)

Para este caso tenemos

$$\frac{V(s)}{E(s)} \quad \frac{K}{S}$$

Manipulando la ecuación tenemos

$$V * S = K * E$$

Sustituyendo s (derivador) por $\frac{d}{dt}$

$$\frac{d}{dt} V \quad K * E$$

Cambiando a la forma de diferencia tenemos

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} \quad K * E \quad \frac{\Delta V}{Tn \quad Tn \quad 1}$$

O.

$$\frac{Vn \quad Vn \quad 1}{Ts} = K * E$$

Donde Ts es el intervalo o tiempo de muestro

Simplificando: $Vn - Vn\text{-}1 = K * E * Ts$

$$Vn = K * E * Ts + Vn\text{-}1$$

El cual es el algoritmo del modo de control integral en su forma digital Para su implementacion el diagrama de flujo queda en la siguiente forma

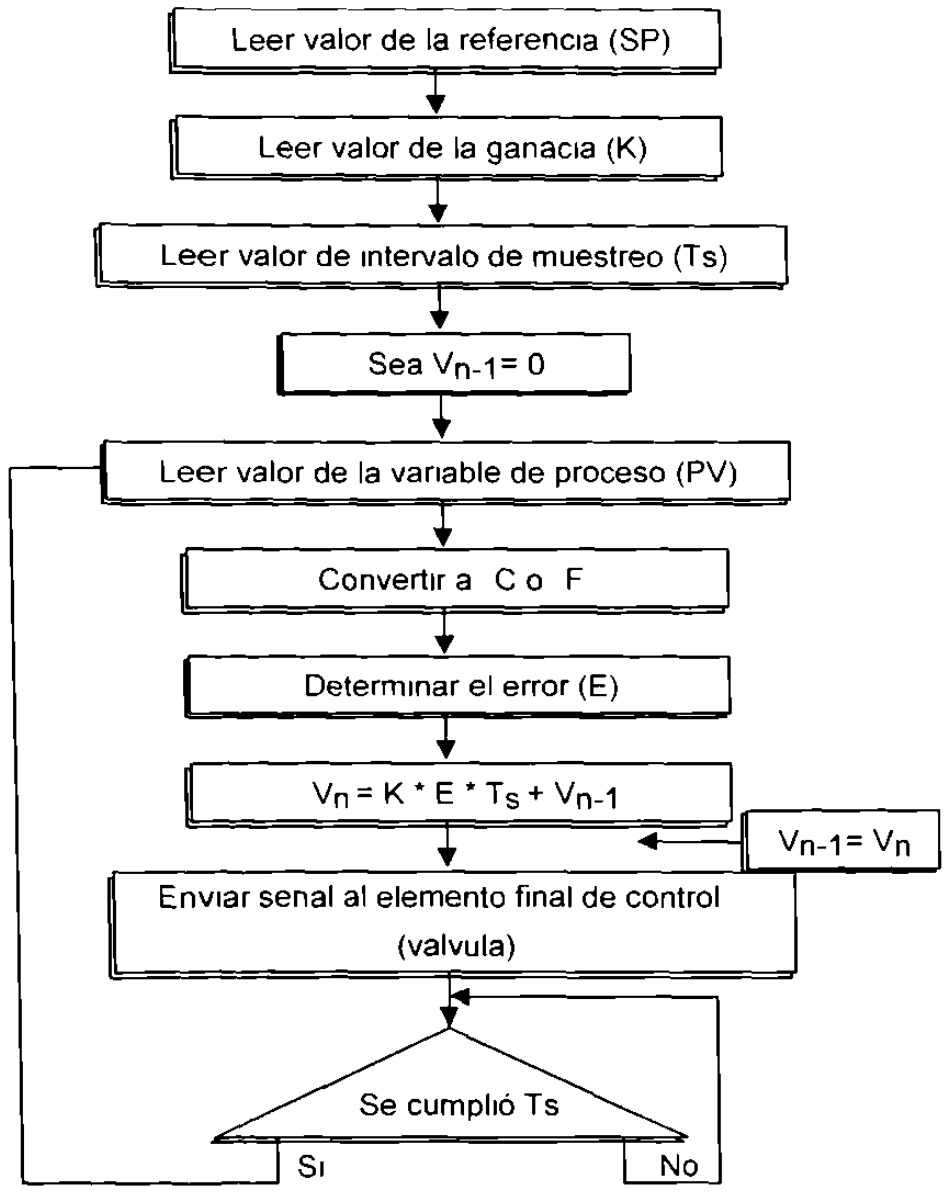


Figura 10.15 Diagrama detallado de bloques de tareas de la computadora en un control integral.

10.6 Control proporcional más integral.

Si se combinan el control proporcional y el control integral, la ecuación de control será

$$V = K^*E + K_I \int Edt + M$$

Este es conocido como controlador de dos modos o controlador PI (proporcional + integral). El comportamiento de un controlador PI ante un escalón de entrada se muestra en la figura 10.16

La salida del controlador (posición) de la válvula cambia casi instantáneamente por una magnitud K*E como resultado del término proporcional, pero como el error persiste (se asume un lazo abierto), el término integral continua moviendo la válvula con una velocidad dada por la ganancia integral K_I.

Después de un tiempo T_I, llamado tiempo de reset, el movimiento de la válvula debido a la contribución del termino integral viene a ser igual a la contribución proporcional original K * E.

El ajuste de reset del controlador entonces puede ser expresado en términos de T_I, el tiempo de reset, o su reciproco (RPM) repeticiones por minuto, que expresa cuantas veces por minuto la contribución integral repite la contribución proporcional K * E.

El algoritmo PI en términos del tiempo de reset es

$$V = KE + \frac{K}{T_I} \int Edt + M$$

La relación entre KI, TI y K (la ganancia proporcional será entonces:

$$K_I = \frac{K}{T_I}$$

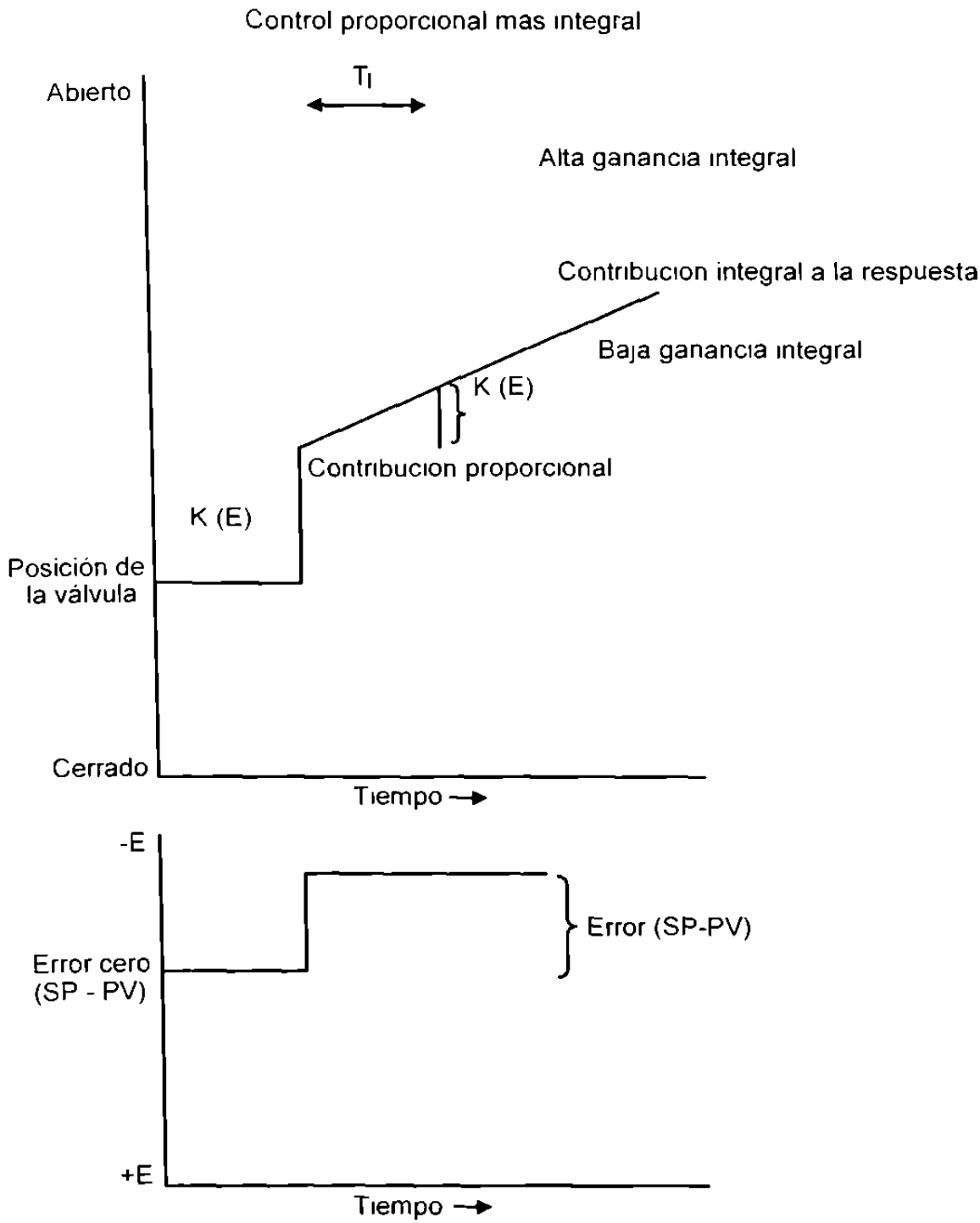
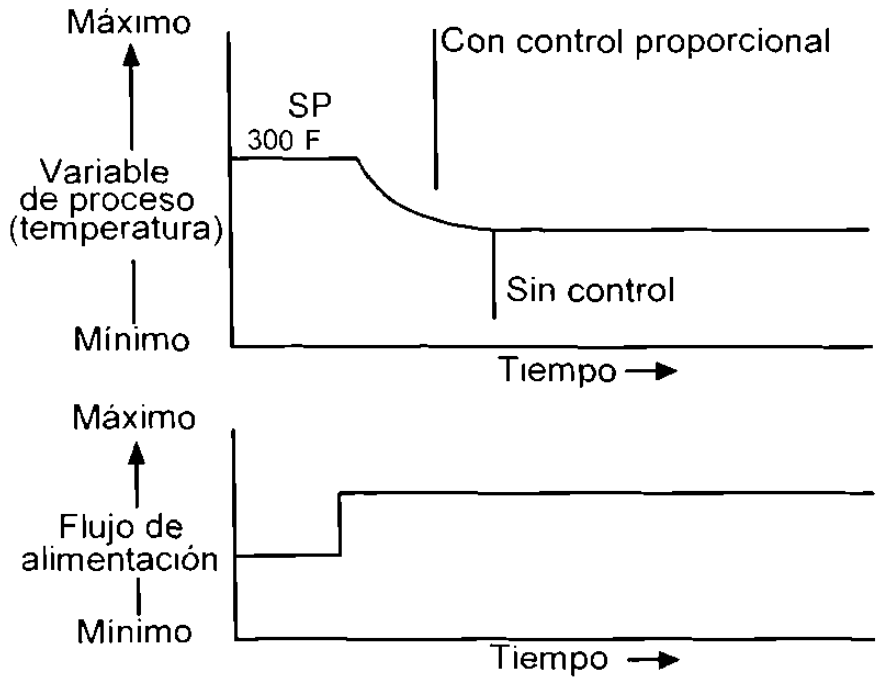
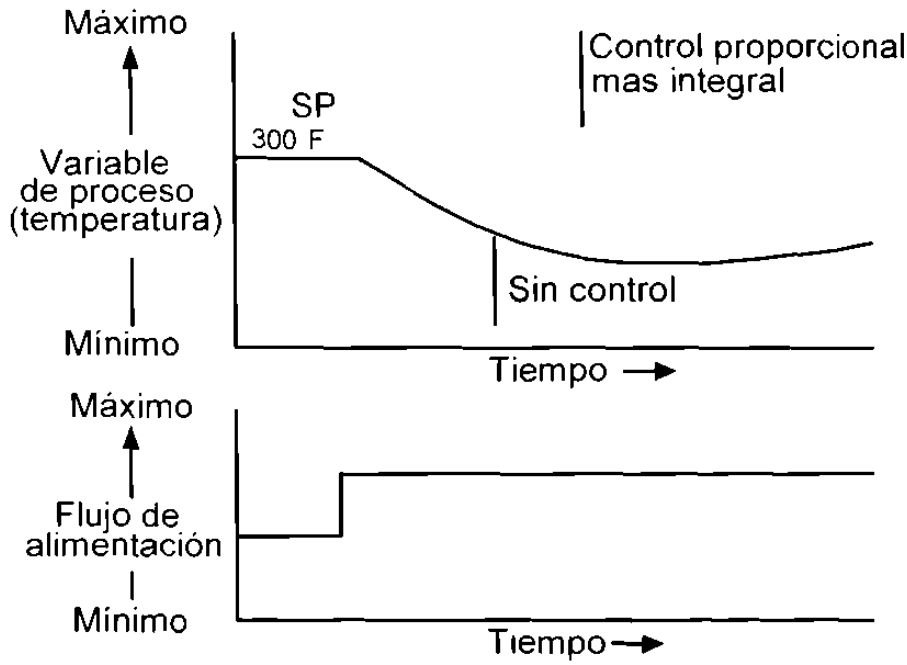


Figura 10.16 Respuesta escalón de un control PI.

La figura 10 17 muestra, en términos de un sistema de lazo cerrado, los beneficios obtenidos al agregar el modo integral o reset Así, la respuesta de este sistema a un cambio escalón en el proceso es finalmente nulificar el error



Respuesta a un cambio en la carga con control proporcional



Respuesta de un control proporcional más integral

Figura 10.17 Mejora en el comportamiento de lazo cerrado debido al control PI.

10.7 Control derivativo (rate).

Observando la figura 10 17 llegamos a la conclusión de que pasa una substancial cantidad de tiempo antes que el error regrese a cero. Si en el proceso el producto fuera sensible a variación de la temperatura en la variable de proceso seguramente esto resultara en una gran cantidad de producto fuera de especificaciones mientras la variable de proceso regresa a su valor Intuitivamente vemos que una forma de mejorar el controlador puede ser anticiparse al error sensado (cuando y que tan rápido empieza a moverse). Esto es, podemos sensar la razón de cambio o derivada del error y añadir un termino proporcional a ese factor como una corrección al controlador Expresado esto matemáticamente

$$V \quad K_D \frac{dE}{dt}$$

Donde KD es la constante derivativa o constante rate. Es claro que el termino rate afecta al controlador solamente durante un cambio en la magnitud del error. Un valor de estado estable de E puede ser corregido solamente por los algoritmos P I o PI Aun cuando el termino derivativo puede ser usado con el control proporcional para formar el controlador de dos modos PD, un tipo mas común es el PID o controlador de tres modos. El algoritmo del controlador PID es·

$$V \quad K \quad E + \frac{1}{T_I} \int Edt + Td \frac{dE}{dt} + M$$

El termino TD es el tiempo derivativo o rate y esta relacionado con KD, la constante de ganancia rate tal como lo esta TI de KI como

$$KD = KTD$$

La figura 10 18 muestra el comportamiento de un controlador de dos modos PD

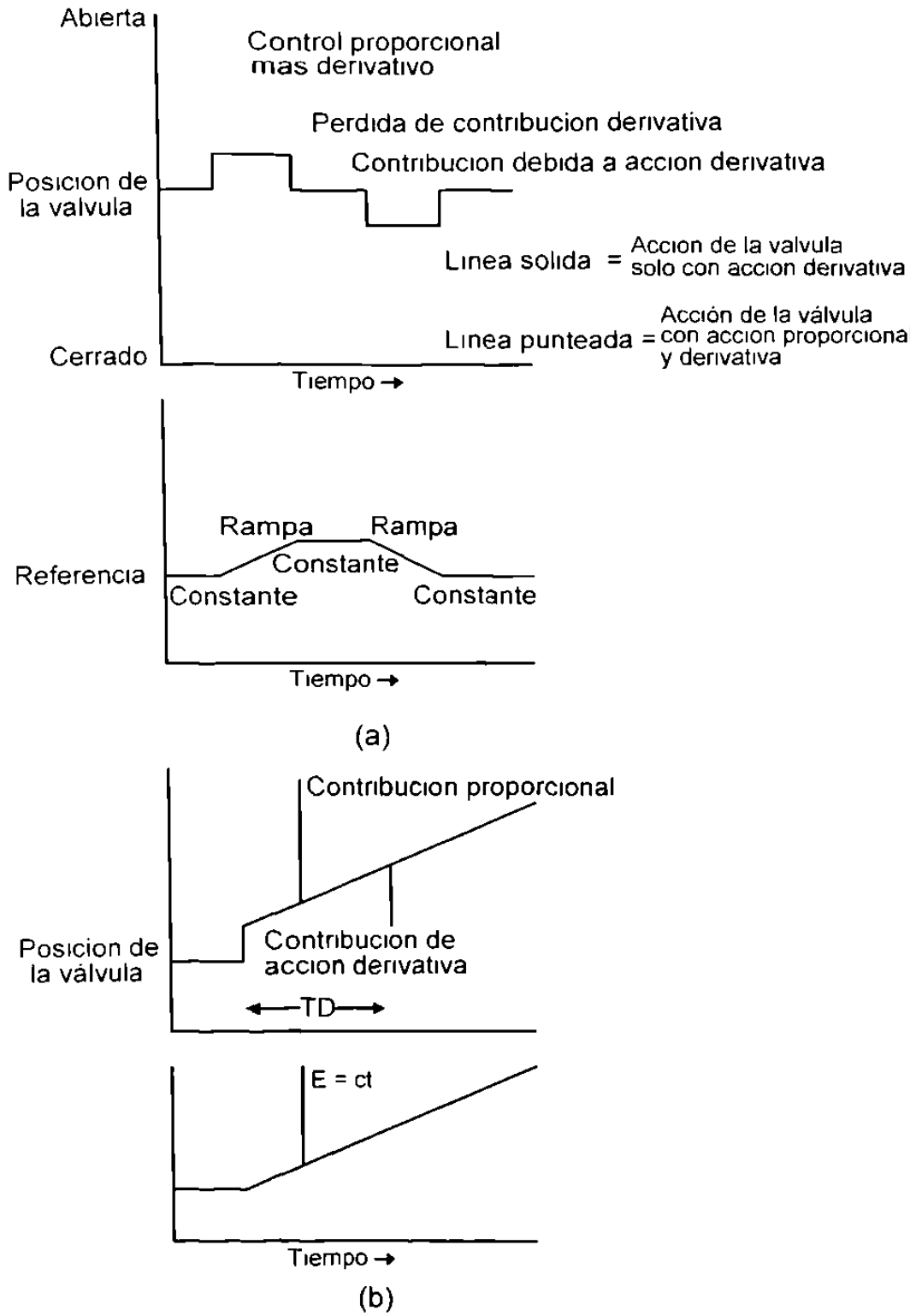


Figura 10.18 Acción de controlador PD a) Solo acción derivativa b) Acción proporcional más derivativa.

Si la referencia es movida linealmente (en forma de rampa de tal forma que el error de lazo abierto esta en función del tiempo E = ct), la acción rate o derivativa generará inmediatamente un escalón en la posición de la válvula proporcional a la pendiente del error c Tomara un tiempo Td al factor proporcional K * E igualar la corrección rate anticipada.

Como muestra la figura 10.18, este controlador es activado por cambios rampa en la referencia, tiene una respuesta compuesta por una componente proporcional y una componente rate, proporcionando un efecto neto de acelerar la acción de la válvula Si la expresión lineal de la rampa E = ct se sustituye en la ecuación:

$$V - M = KE + KT_D \frac{dE}{dt}$$

Resultara.

$$V - M = Kc\,(t + T_D)$$

Demostrando que la respuesta de la válvula esta adelantada en el tiempo por una cantidad T_D. Para implementar un algoritmo digital de la contribución derivativa tenemos

$$V = Kd\ s\ E$$

$$V - Kd \frac{dE}{dt} - Kd \frac{\Delta E}{\Delta T} \quad Kd \frac{En \quad En \quad 1}{Tn \quad Tn \quad 1}$$

Suponiendo un tiempo de muestro uniforme igual a Ts tendremos

$$V \quad \frac{Kd\,(En \quad En \quad 1)}{Ts}$$

Lo cual al sumarse al término de un controlador proporcional generaría la ecuación diferencia de un controlador de dos modos PD.

10.8 Algoritmo PID Ideal y Real.

El algoritmo PID y sus componentes no son los únicos modos de control en uso son posibles muchas variantes, especialmente con la flexibilidad que presentan la implementacion en computadora de términos no lineales de ganancia, zonas muertas, potencias del error, tal como E^2 y familias de algoritmos óptimos tales como las formas del prototipo mínimo.

Sin embargo, los controladores más utilizados son el PI y el PID (alrededor de un 90% de los existentes). Desde el punto de vista de universalidad representan un estándar a través del cual se miden y evalúan otras formas de control

El controlador PID ideal es la suma de los elementos proporcional, integral y derivativo, esto es en funcion de la transformada de Laplace:

$$\frac{V}{E} \quad K \; 1 + \frac{1}{TIS} + TDS\Big)$$

Esta función de transferencia se muestra en la figura 10 19

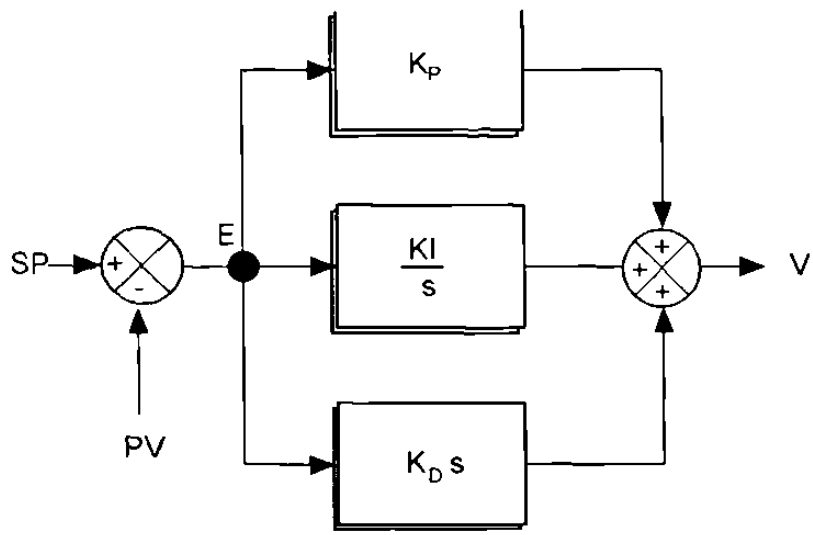


Figura 10.19 Controlador PID ideal o no interactivo.

Otro nombre para esta forma es controlador de tres términos o no interactivo pues se suma cada termino y los ajustes de cada bloque pueden ser hechos en forma independiente

En el caso práctico se limita las señales de alta frecuencia mediante un filtro paso bajo

$$\frac{1}{1 + T_F S}$$

Resultando:

$$\frac{V}{E} \quad \frac{K}{1 + T_f S}\left(1 + \frac{1}{T_I S} + T_D S\right)$$

Haciendo algunas transformaciones y utilizando la igualdad TF = γTZ llegamos a la forma "Real" o interactiva del controlador PID.

$$\frac{V}{E} \quad \frac{K1\,(T1\,S + 1)\,(T2\,S + 1)}{T1\,S\,(\gamma\,T2\,S + 1)}$$

Donde

V = Salida (a la válvula)

E = Error (PV - SP)

T1 = Constante de tiempo integral

T2 = Constante de tiempo derivativa

γ = Constante de razón de amplitud.

S = Operador de laplace.

K1 = Ganancia.

Esta última ecuación es representativa de la mayoría de los controladores analógicos. La siguiente ecuación (que es igual a la anterior pero puesta en otra forma) permite que la ecuación de control sea implementada en computadora pues es más conveniente para su programación.

$$\frac{V}{E} \quad \frac{T_2 S + 1}{\gamma T_2 + 1}\, K_I \left(1 + \frac{1}{T_1 S}\right)$$

La figura 10 20 muestra su representación en bloques

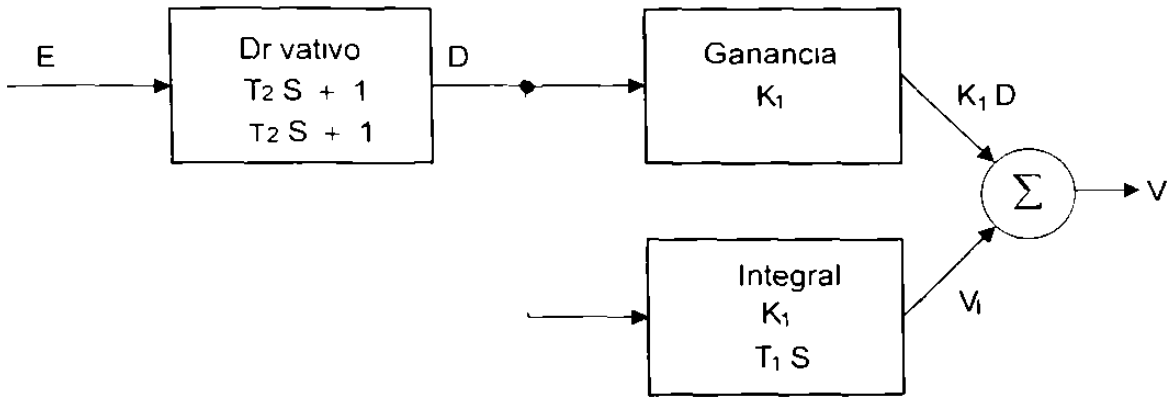


Figura 10.20 Diagrama de bloques del algoritmo PID real o interactivo.

Con esta aproximación, el algoritmo puede ser dividido para cada bloque. Tomemos el bloque derivativo primero

$$\frac{D}{E} = \frac{T_2 S + 1}{\gamma T_2 S + 1}$$

Donde D es la salida del bloque derivativo entonces.

$$(\gamma T2\ S + 1)\ D = (T2\ S + 1)\ E$$

$$\gamma T_2 \frac{dD}{dt} + D = T_2 \frac{dE}{dt} + E$$

Cambiando a la forma diferencial, utilizando.

$$\Delta D = Dn - Dn - 1$$

$$\Delta T = Tn - Tn - 1 = Ts \text{ (período de muestro)}$$

$$\gamma T_2 \frac{Dn - Dn - 1}{Ts} + Dn = T_2 \frac{En - En - 1}{Ts} + En$$

$$\gamma Dn\ (T2 + Ts) = T2\ Dn - 1 + T2\ (En - En - 1) + En\ Ts$$

$$Dn = Dn - 1 + \frac{1}{\gamma T_2} \left[T_2 (En - En - 1) + En\ Ts - Dn\ Ts \right]$$

Para resolver para Dn, el valor actual (último) del derivativo en término de valores pasados, se requiere una manipulación posterior de la última ecuación

$$Dn\ 1 + \frac{Ts}{\gamma T2} - Dn\ 1 + \frac{1}{\gamma}(En - En\ 1) + \frac{Ts}{\gamma T2} En$$

$$Dn \frac{T2}{\gamma T2 + Ts} Dn\ 1 + \left(\frac{T2}{\gamma T2 + Ts}\right)(En\ En - 1)$$

$$+ \left(\frac{T2}{\gamma T2 + Ts}\right)(En\ En - 1)$$

$$Dn\ Dn\ 1\ Dn\ 1\left(1 \frac{T2}{\gamma T2 + Ts}\right) + \left(\frac{T2}{\gamma T2 + Ts}\right)(En\ En - 1)$$

$$+ \left(\frac{T2}{\gamma T2 + Ts}\right)(En\ En\ 1)$$

$$Dn - 1 + \left(\frac{T2}{\gamma T2 + Ts}\right)(En - En\ 1) + \left(\frac{Ts}{\gamma T2 + Ts}\right)(En\ Dn\ 1)$$

Para valores pequeños de Ts (<<T2) podemos hacer la aproximación:

$$Dn = Dn\text{-}1 + \frac{1}{\gamma}(En\ En\ 1) + \left(\frac{Ts}{\gamma T2 + Ts}\right)(En - Dn\ 1)$$

La cual es la forma diferencia para el bloque derivativo El bloque integral es mucho más simple. Para la acción integral queremos el cambio de la válvula debido a la acción integral. La forma de la función de transferencia en el dominio de Laplace es.

$$\frac{V}{Dn} - \frac{K_I}{T_1 S} \qquad \frac{V_1}{Dn} - \frac{K_1}{T_1 S}$$

$$VS - \frac{K_I}{T} Dn \qquad s V_1 - \frac{K_I}{T_I} Dn$$

Si αT es definida igual a T el sistema compensado responderia con una constante de tiempo T la cual es mucho mas pequena que T, mejorando la respuesta del sistema

Esto no es tan simple en la realidad, para obtener una respuesta mas rapida tendremos que tener una mayor disponibilidad de energía Esto se cubrirá en mayor detalle en el siguiente capitulo

11

ESTRATEGIAS DE CONTROL POR COMPUTADORA

11.1 Limitaciones del lazo simple de control.

¿Porqué el lazo simple de control no siempre es suficiente?

El lazo simple de control reacciona hasta que se presenta un error, y en esta forma el regulador modifica su salida Así, el lazo simple de control presenta limitaciones para minimizar la magnitud del error (nunca podrá cancelar transitoriamente el error). La existencia de error es básica para establecer nuevos valores de energía en la variable manipulada que permita regresar a la variable de proceso, bajo nuevas condiciones, al valor de la referencia

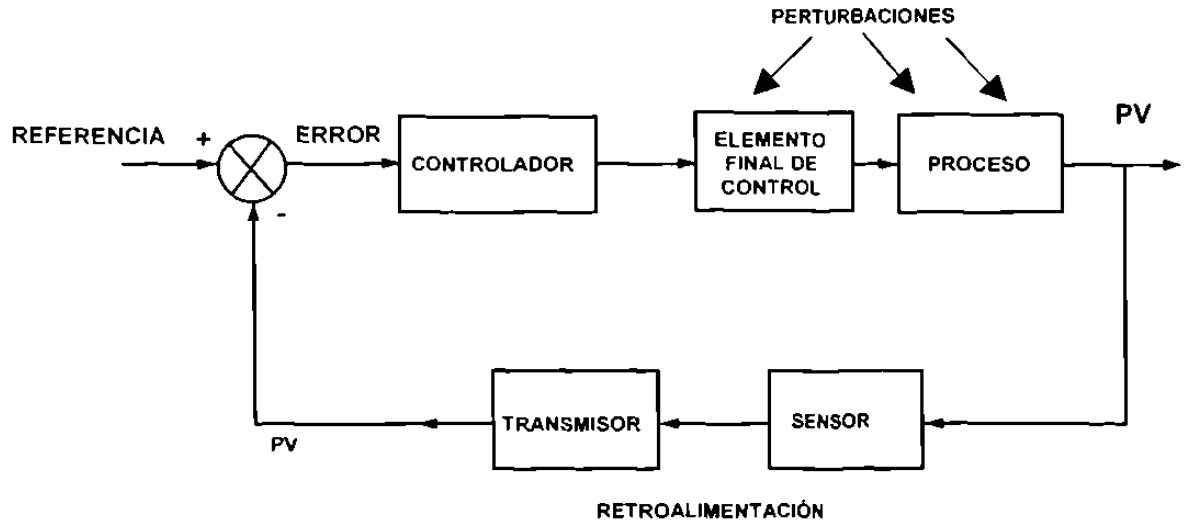


Figura 11.1 Lazo simple de control ante la presencia de perturbaciones.

En esta forma pudiéramos encontrarnos en la situación de que, ante la presencia de una perturbación se produzca un error transitorio fuera de especificaciones Ante este caso tenemos varias alternativas

1.- Revisar la sintonización del regulador.

Una mala sintonización puede evitar tener una respuesta rápida ante la presencia de error En cualesquier caso en el lazo simple de control siempre se presentarán errores transitorios, lo importante, en este caso, es minimizar su magnitud y permanencia Generalmente sabremos que estamos llegando a los límites de respuesta cuando el elemento final de control o actuador empieza a operar en saturación (límites de energía de entrada al proceso) Un criterio común es aplicar un escalón del 5% del valor de plena referencia (cerca del punto de operación del proceso) para ver si el regulador ya llegó a sus límites de desempeño debido a saturación

2.- Incrementar la capacidad del proceso.

Esto es, incrementar el rango de operación de la variable manipulada, de la energía de entrada al proceso. En este caso podremos asumir que seremos capaces de incrementar la respuesta del lazo de control y lograr cierta reduccion en error Sin embargo, este paso es generalmente costoso y se tendrá que evaluar su conveniencia.

3.- Desarrollar alguna de las estrategias diferentes al lazo simple de control: Control Cascada ó Control Feedforward.

La base de aplicación de estas estrategias es primeramente reconocer la "causalidad" en la generación del error. Esto es, si la variable de proceso cambia es debido a que "algo" generó ese cambio

Aún cuando situaciones de falla, desgaste ó pérdida de calibración de componentes del lazo de control pueden generar estos errores, los consideraremos problemas de mantenimiento que pueden ser resueltos

mediante las acciones pertinentes Así, consideremos que la variable controlada o de proceso cambia debido a la presencia de perturbaciones

Las perturbaciones son variables físicas presentes en el proceso o en su medio ambiente, que se encuentran fuera o dentro del proceso y que en alguna forma su cambio afecta a la variable de proceso que deseamos controlar

Ante esta situación, se recomienda hacer una lista de todas las posibles variables perturbadoras y posteriormente hacer un plan de medición para detectar que en el caso en particular se tiene una correlación entre la variable perturbadora y los cambios en la variable de proceso. No es suficiente que una variable perturbadora definida pueda cambiar el valor de la variable de proceso, se tiene que asegurar que en el caso en particular así esta ocurriendo.

11.2 Perturbaciones controlables y no controlables.

Podemos considerar que las variables perturbadoras pueden ser clasificadas en **controlables y no controlables**. Más que por razones técnicas, las variables perturbadoras serán consideradas controlables o no controlables en base a situaciones de costo o viabilidad de la implementación de su control.

Considere un proceso donde el cambio de la variable perturbadora hace que se produzca un cambio en la variable de proceso Si por algún medio pudiéramos mantener esta variable perturbadora constante (o alguna de sus consecuencias en variables intermedias del proceso anteriores a la variable a controlar), evitaríamos su efecto en la variable de proceso y por lo tanto la generación de error

La base de operación del control cascada es precisamente introducir un lazo de control en el lazo simple de control que minimice el efecto de la perturbación sobre la variable de proceso Pero, ¿ que hacer en los casos de variables perturbadoras no controlables? La compensación feedforward nos ofrece una posible solucion

La base de operación de la compensación feedforward es generar una accion adelantada de control que produzca un cambio en la variable de proceso de la misma magnitud pero en sentido opuesto al cambio que produce la variable perturbadora no controlable En esta forma se cancela o minimiza el efecto de la perturbación en la variable controlada.

11.3 Control cascada.

En general la filosofia del control cascada es cancelar o minimizar el efecto de perturbaciones en la variable de proceso introduciendo un lazo de control en el lazo de control principal

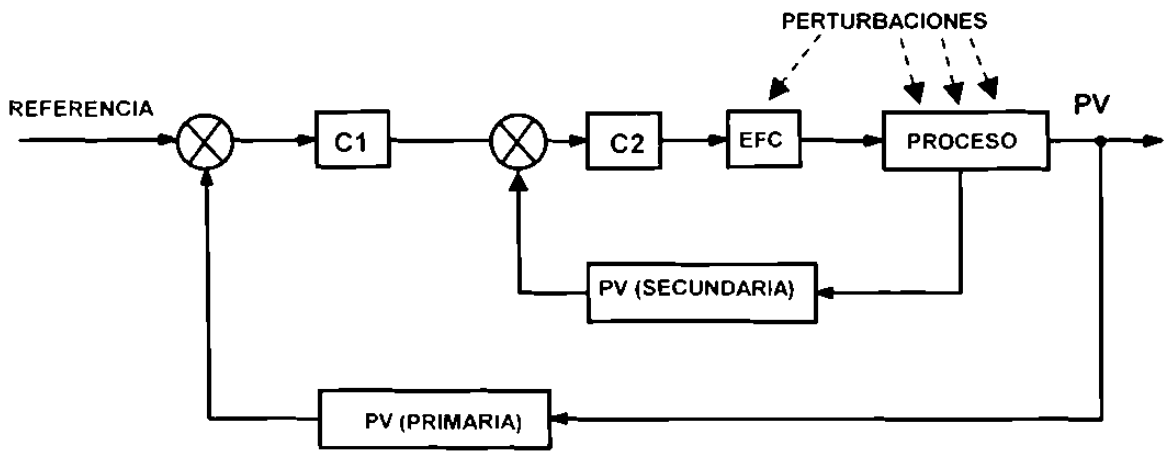


Figura 11.2 Concepto general de aplicación del control cascada.

Considere el ejemplo de una caldera con variaciones en la temperatura de salida (variable de proceso) causadas por cambios en la presión del suministro de combustible (perturbación)

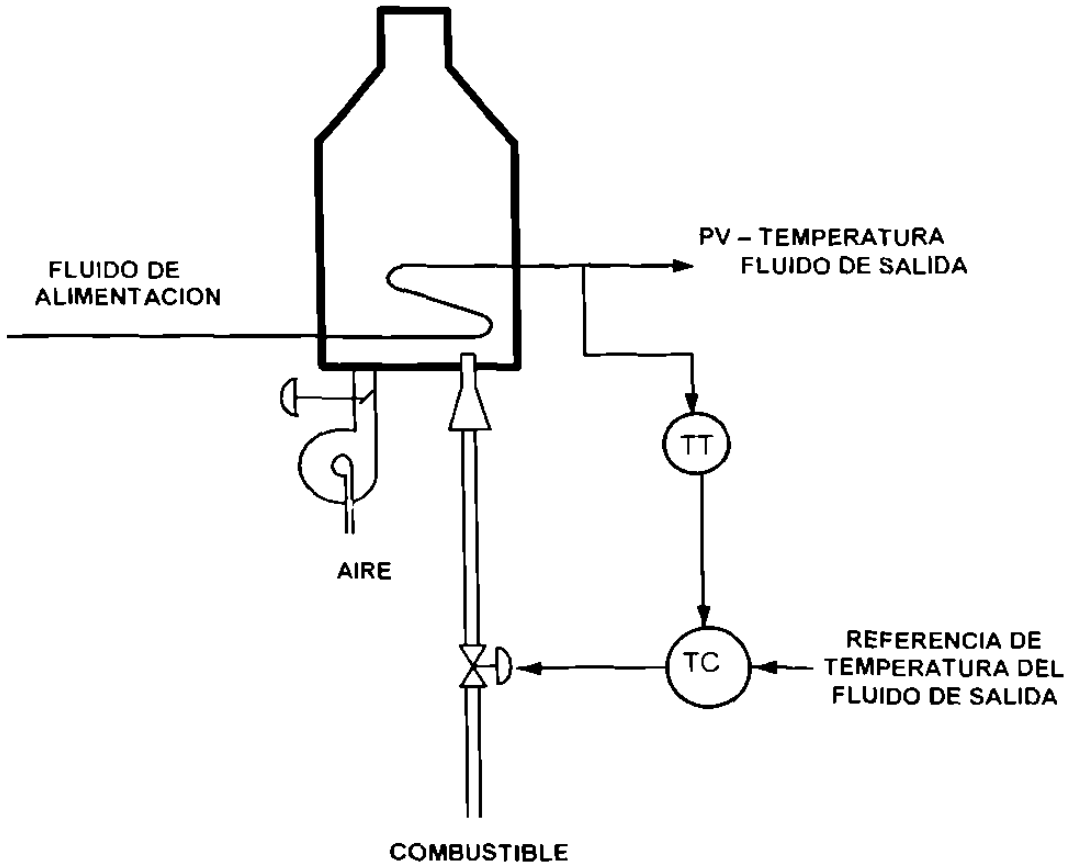


Figura 11.3 Lazo simple de control de temperatura en una caldera.

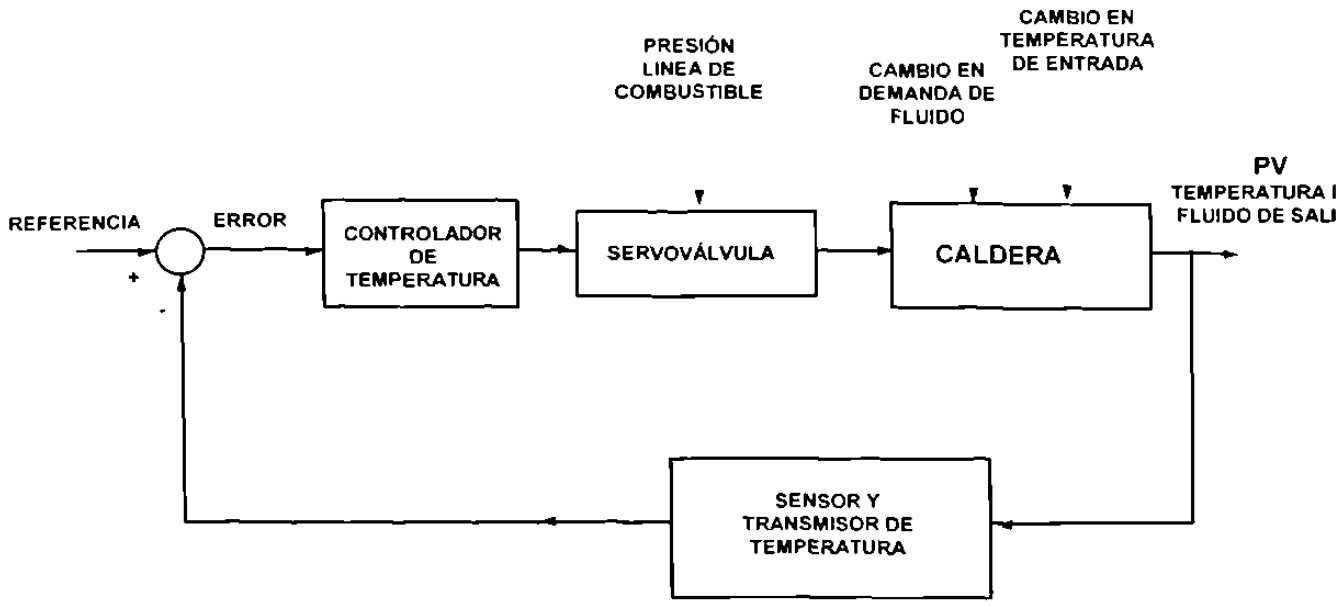


Figura 11.4 Diagrama de bloques de un control simple de temperatura.

Una caída en la presión del suministro de combustible producirá una disminución del flujo de combustible con esto una disminución en la cantidad de energía que entra a la caldera produciendo una diminución en la temperatura interna de la caldera y así una disminución de la temperatura del fluido de salida Todo esto en una forma lenta característica de la dinámica típica de la caldera

Hasta que el controlador de temperatura detecta una caída en el valor de la variable de proceso empieza a reaccionar enviando un incremento en la abertura de la servoválvula tendiente a incrementar el flujo de combustible, la temperatura interna de la caldera y así corregir el error

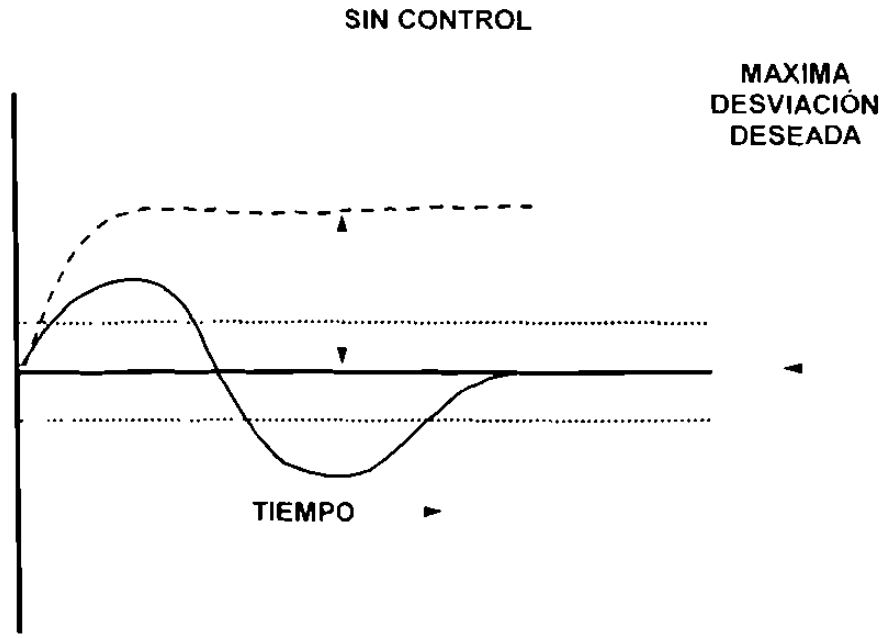


Figura 11.5 Respuesta sin control y con un lazo simple de control ante una perturbación

En un proceso con dinámica lenta y limitada capacidad esto producirá errores significativos presentes en tiempos largos. Ahora, considere que la perturbación se presenta en forma frecuente pudiéramos tener la variable de proceso siempre en valores lejanos del valor de la referencia

Una posible solución a este problema sería introducir un lazo de control de flujo de combustible dentro del lazo simple de control de temperatura

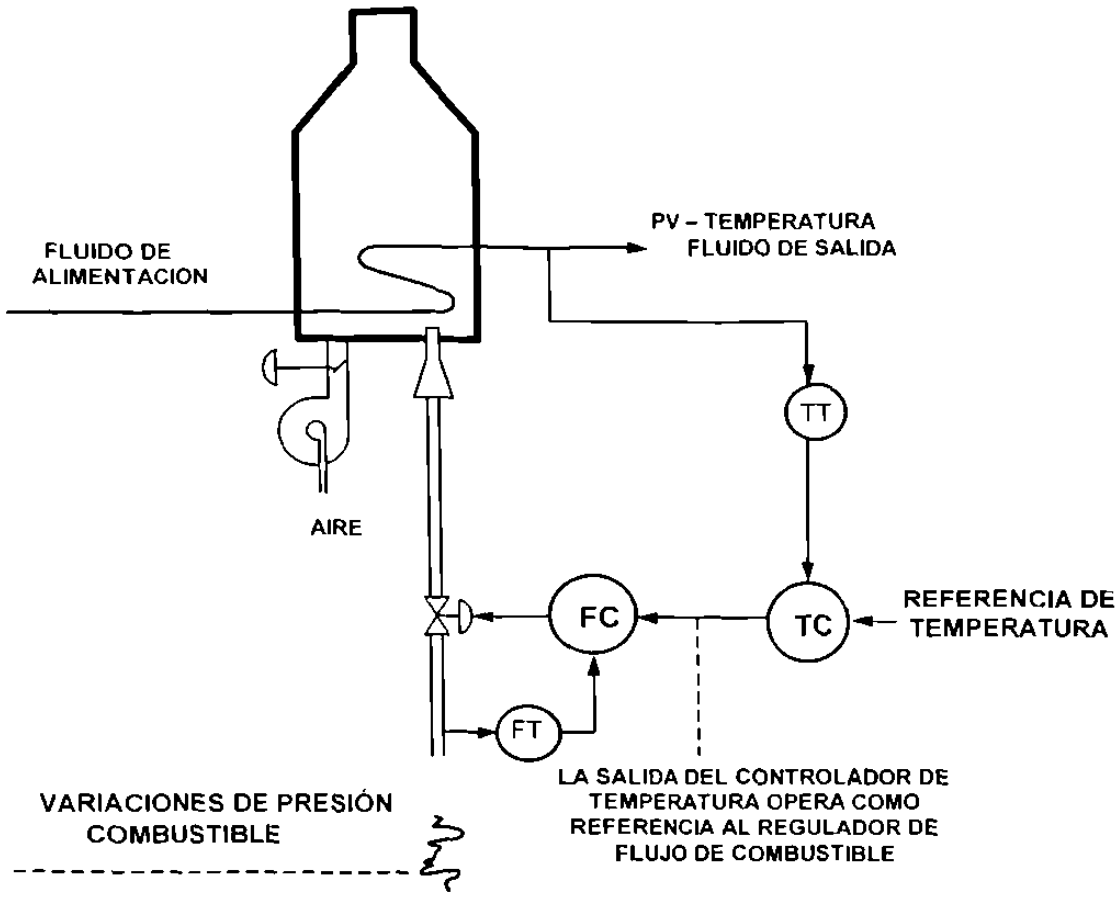


Figura 11.6 Control cascada de temperatura con lazo interno de control de flujo de combustible.

Así, cuando se presente una variación en la presión de combustible, la variación en el flujo producirá una rápida reacción del regulador de flujo, abriendo la servoválvula y restaurando el flujo original de combustible

Observe que la salida del regulador de temperatura ahora opera como referencia al regulador de flujo de combustible En esta forma, antes de que se presente un error en la temperatura del fluido de salida se está ejerciendo una acción de control que evitará que el efecto de la perturbación se haga presente en la variable de proceso.

Por supuesto que la rápida reacción del regulador de flujo será la causa de la eliminación del efecto de la perturbación en la temperatura de salida. Con

esto podemos asumir que entre más rápido sea el lazo interno menor será el impacto de la perturbación en la variable de proceso

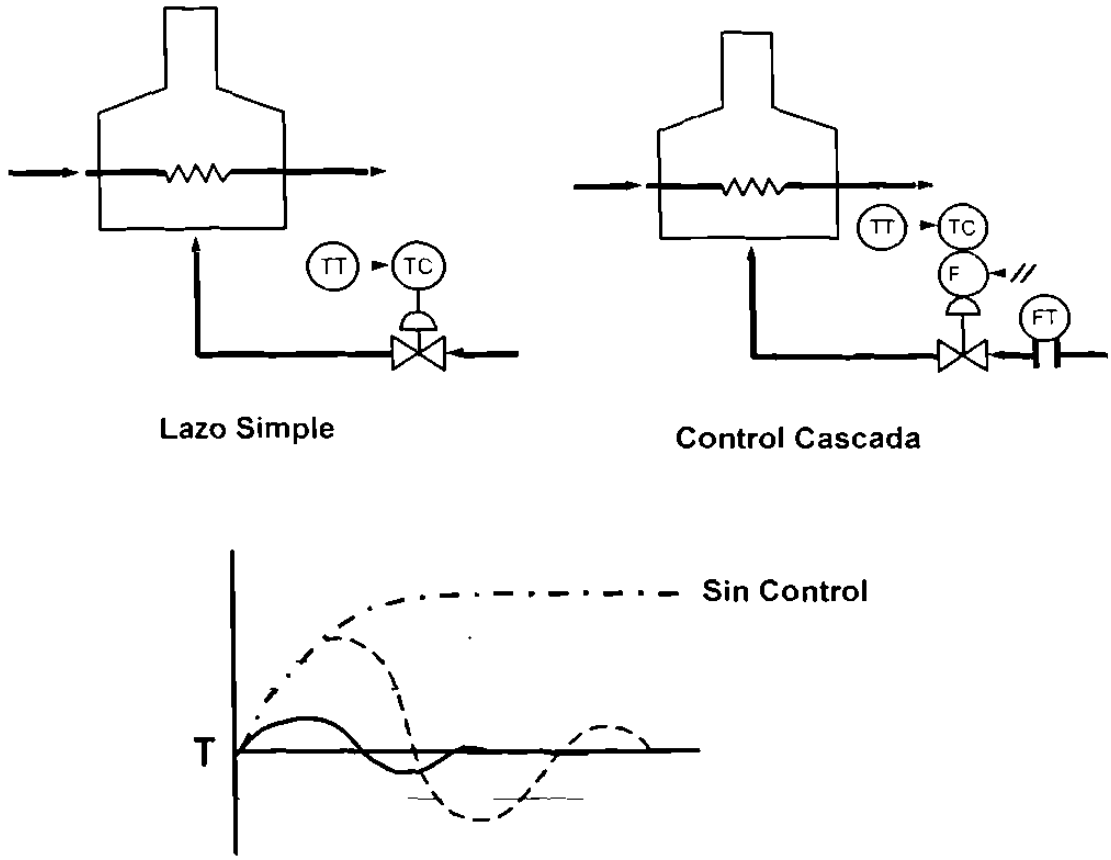


Figura 11.7 Comparativo entre Lazo Abierto, Lazo Simple y Control Cascada ante un cambio en la presión del suministro de combustible.

El control cascada muestra resultados espectaculares en procesos con dinámicas lentas donde la presencia de perturbaciones producen errores significativos durante periodos prolongados de tiempo

Frecuentemente la adición de un lazo interno y su adecuada sintonización permite mejorar la respuesta del lazo externo esto es debido a que al ajustar el lazo interno con un mayor ancho de banda (respuesta más rapida) que la parte del proceso incluida en el lazo interno, la dinámica vista por el regulador externo es menor lo cual permite a su vez mejorar su respuesta

Retornando al caso de la caldera, la configuración cascada con lazo interno de control de flujo de combustible no es única, observe las siguientes 2 alternativas

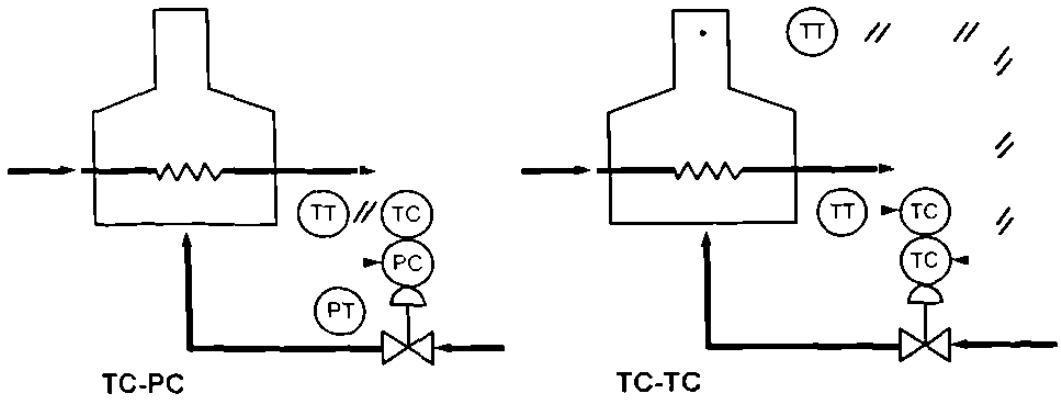


Figura 11.8 Otras 2 alternativas de control cascada: Lazo interno de presión de combustible y lazo interno de temperatura interna de la caldera.

¿ Cual de las 3 alternativas seleccionar?

Aquí, primeramente debemos reconocer que el efecto de las perturbaciones que queden dentro del lazo interno van a ser corregidas rápidamente. Así, seria deseable incluir dentro del lazo interno tantas perturbaciones como sean posibles. Las perturbaciones que queden fuera del lazo interno van a ser corregidas por el lazo de control principal (externo) con las consecuencias ya vistas en magnitud y permanencia del error

Sin embargo, agregar perturbaciones generalmente agrega dinámica al lazo interno, produciendo en una respuesta más lenta y generando cierto efecto de la perturbación en la variable de proceso Así, **el objetivo a lograr en el control cascada** es incluir el máximo de perturbaciones en el lazo interno pero a la vez minimizar su dinámica (mínimos retardos) de tal forma que la respuesta del lazo interno sea muy rápida

Con esto ya estamos en una mejor posición para juzgar las diferentes configuraciones de control cascada ¿Cual seleccionaríamos? Veamos los 3 casos

Para el caso **de lazo interno de control de presión**, tenemos que evitaría las variaciones de la variable de proceso causadas por cambios en la presión del fluido de alimentacion la dinamica es muy rápida lo cual permitiría ajustar este lazo interno también para una respuesta muy rápida.

En el caso **de lazo interno de control de flujo de combustible** también se tiene una respuesta rapida pero no solo se corregiría por cambios en la presión de suministro de combustible, pues también se incluirian eventos que produzcan cambios en el flujo de combustible tales como cambios en el quemador (obstrucciones parciales), cambios en característica de operación de la servovalvula y variaciones en los transmisores de señal a la servoválvula.

Aún cuando esto pudiera 'tapar' un problema de mantenimiento, se tiene la alternativa de disenar un sistema de monitoreo que detectara prematuramente una falla en la servoválvula o en los transmisores de señal (**detección de fallas**) y activara una alarma

Para el caso **de lazo interno de control de temperatura interna de la caldera** se tendería un impacto fuerte en la dinámica pues, debido a las características del sistema, la respuesta de este lazo de control no sería tan rápida como en los otros casos Sin embargo se ganaría al incluir un mayor número de perturbaciones, tales como cambios en composición del combustible cambios en la eficiencia de la combustión y cambios en la temperatura del medio ambiente

¿Que opción seleccionar?

Aquí lo importante sera analizar el caso particular, pues incluir una variable perturbadora que no cambia, o que cambia muy lentamente, deteriorando la respuesta del lazo interno traería consecuencias negativas en el rendimiento del sistema debido a una disminución en la respuesta del lazo interno

Otro punto importante a mencionar es que debido a los nuevos equipos electrónicos ut lizados en control de procesos (controladores programables y

computadoras industriales) el costo de la conversión de un lazo simple de control a un control cascada es mínimo, la conversion requeriría la adición de un sensor en la variable intermedia (que frecuentemente ya está disponible con propósitos de indicación, seguridad o medición), de una entrada analógica al procesador digital y de modificaciones relativamente sencillas de software

Por supuesto que en sistemas neumáticos antiguos (que seguramente aún hay instalados) el costo es mucho mayor, pues requeriría el cambio del regulador origina por otro que tuviera el hardware de 2 reguladores en configuración cascada

11.4 Control de velocidad con lazo interno de corriente.

En controles de velocidad de motores generalmente se agrega un lazo interno de control de corriente de armadura, esto evita cambios de velocidad debidos a variaciones en el voltaje de suministro.

Esta configuración es nombrada frecuentemente como "control multirretroalimentado" En este caso el lazo externo de control es de velocidad y el lazo interno, como se comentó, opera como control de corriente de armadura, como lo muestra la siguiente figura.

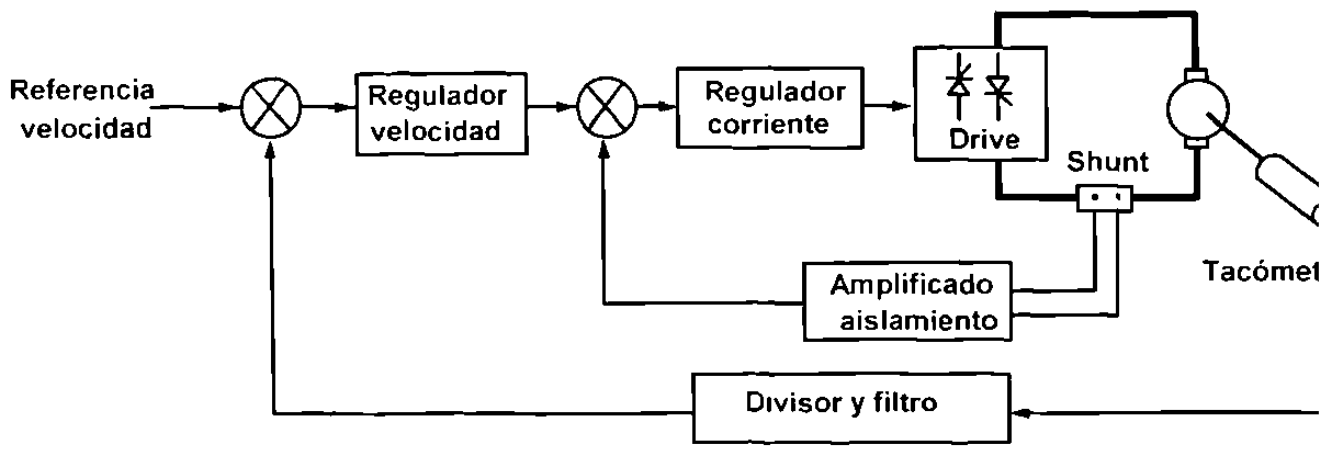


Figura 11.9 Control cascada de velocidad con lazo interno de control de corriente de armadura.

Para este caso se aprovecha una cualidad del control cascada Como la salida del lazo externo es referencia al lazo interno, si se limita la máxima salida del regulador del lazo externo se estará limitando la máxima referencia al lazo interno y por lo tanto el maximo valor de la variable que controla ese lazo.

La salida del regulador de velocidad es referencia de corriente de armadura, así, limitando la maxima salida del regulador de velocidad limitaremos la maxima referencia de corriente de armadura y por lo tanto la máxima corriente que tomará el motor Este ajuste es conocido como "limite de corriente" y evita un dano al motor bajo condiciones de cargas mecánicas altas

11.5 Ajuste de lazos de control en control cascada.

El procedimiento de ajuste de los reguladores del control cascada requiere que se inicie con el del lazo más interno y se continúe en forma progresiva hacia afuera Esto debe ser obvio pues la dinámica del lazo interno afecta a los lazos externos que los contiene Así un cambio en la respuesta del lazo interno afectará la respuesta del lazo externo y esto es especialmente crítico si se reduce la respuesta del lazo interno

Otro punto importante en sintonización de los lazos en un control cascada es que el lazo interno debe tener una respuesta más rápida el siguiente lazo externo No cumplir con esto produce un comportamiento oscilatorio en la salida del regulador principal (externo), oscilaciones en el lazo interno (producidas por las oscilaciones de la salida del lazo externo), lo cual pudiera o nó producir oscilaciones significativas en la variable de proceso, pero que seguramente deteriora la calidad del control y el uso y mantenimiento del actuador o elemento final de control

Un criterio comun es hacer la respuesta del lazo interno al menos 3 veces más rapida que la del siguiente lazo externo, con esto se evitaría el problema de interaccion entre lazos. A esto se refiere comúnmente como separacion dinámica' entre lazos

Recuerde que entre mas rapido sea el lazo interno, los efectos de las perturbaciones (incluidas en el lazo interno) en la variable de proceso se verán minimizados

Mantener la "separacion dinamica" entre lazos en el control cascada pudiera representar una desventaja en la aplicación del control cascada, pues pudiera producir (en el caso de muchos lazos) una limitación para incrementar la respuesta del lazo más externo (regulador principal).

Resumen

1.- La estrategia del control cascada es introducir un lazo de control dentro del lazo de simple de control (unidimensional).

2.- El objetivo a lograr en el control cascada es incluir dentro del lazo interno el máximo de perturbaciones con el mínimo de dinámica. Con esto se tendrá una reduccion importante (de las perturbaciones incluidas en el lazo interno) en las variaciones de la variable de proceso.

3.- La adición de un lazo interno y su adecuada sintonización permite mejorar la respuesta del lazo externo pues la dinámica vista por el regulador externo es menor

4.- Limitando el máximo valor de la salida del regulador principal (el del lazo externo) se tendrá una lim tación de la referencia al regulador del lazo interno y así una limitación de la variable controlada por el lazo interno Esto pudiera representar una ventaja en las condiciones de seguridad y protección de la planta

5- En la puesta en marcha de un control cascada, se inicia ajustando el lazo interno y se continua en forma progresiva hacia afuera ajustando el o los lazos mas externos Por otra parte, la respuesta de los lazos internos deben ser más rapidos que el de los siguientes externos para asegurar un comportamiento estable (separación dinam ca entre lazos).

Otro ejemplo de control cascada para analizar.

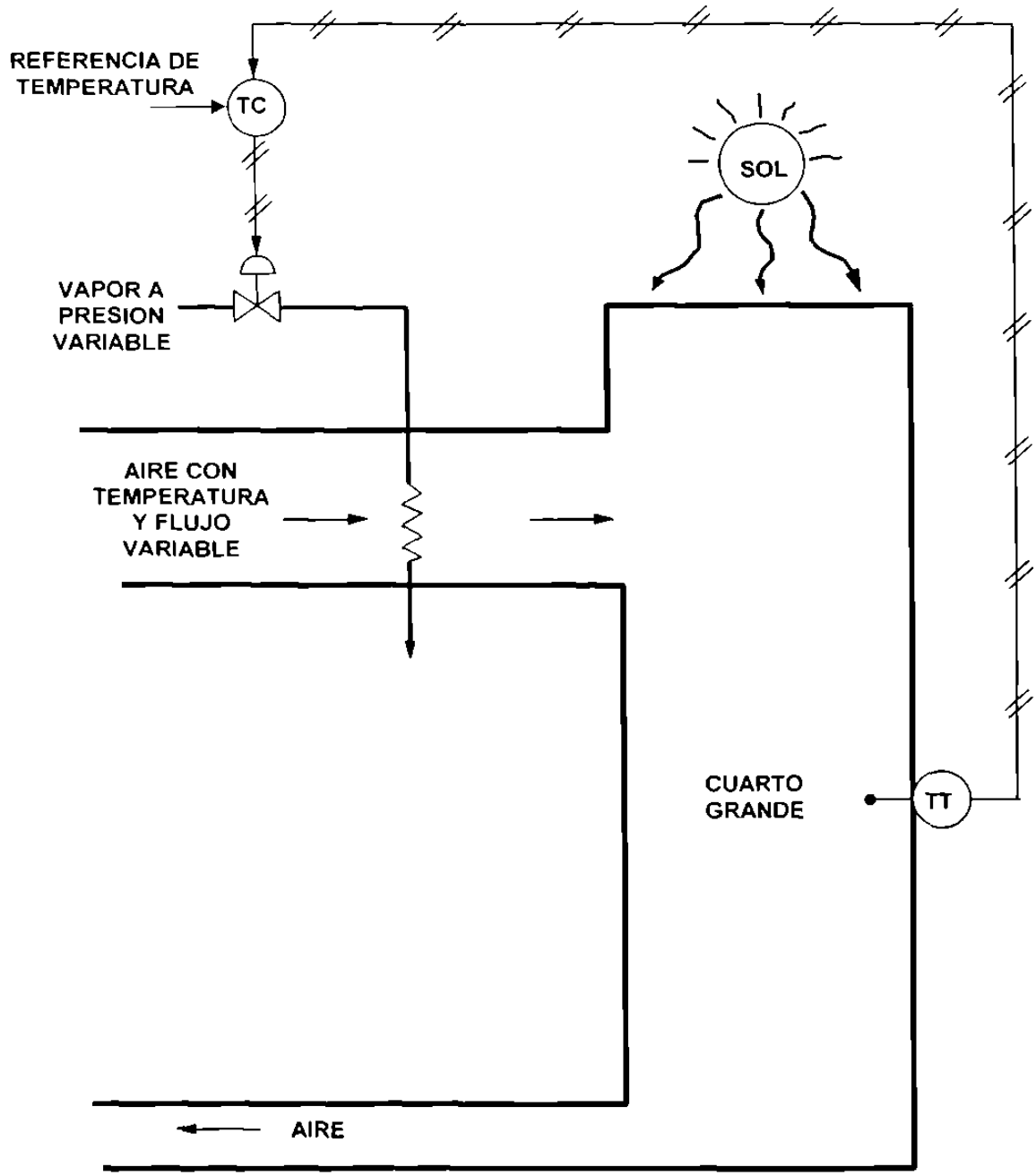


Figura 11.10 Lazo simple de control de temperatura de un cuarto grande, identifique perturbaciones y posibles configuraciones de control cascada.

11.6 Compensación feedforward.

Pero ¿ que hacer en el caso de variables perturbadoras no controlables? la compensación feedforward ofrece una estrategia para atenuar el efecto de variables perturbadoras no controlables en la variable de proceso.

El principio de operación de la compensación feedforward es, mediante la medición de la perturbación no controlable, establecer un cambio en la variable manipulada que produzca un cambio en la variable de proceso de la misma magnitud pero en sentido contrario al que produce la perturbación

Por ejemplo considere, en el caso del control de temperatura de la caldera, que se presenta una disminución en la temperatura del fluido de alimentación Este cambio producirá una disminución con toda seguridad, de la temperatura del fluido de salida (variable de proceso) que tendrá que ser corregido por el controlador de temperatura a través de la lenta dinámica de la caldera

Si tuviéramos un dispositivo de medición de la temperatura del fluido de alimentación, al presentarse la disminución de la temperatura se podría generar un incremento en el fluido de combustible que produzca un aumento en la temperatura interna de la caldera y así un incremento en la temperatura del fluido de salida

Si el incremento en la temperatura de salida es igual a la disminucion de su valor producido por la caída de la temperatura de fluido de alimentación, se tendrá un efecto de cancelación del efecto de la perturbación en la variable de proceso.

La forma más sencilla de compensación feedforward establece una corrección proporcional a la magnitud de la variable perturbadora Esta configuración se conoce como compensación "feedforward estática" Así, el valor de la variab e perturbadora se multiplica por una "K" y se suma (para el caso de la caldera) a la salida del regulador de temperatura, tal como se muestra en la siguiente figura

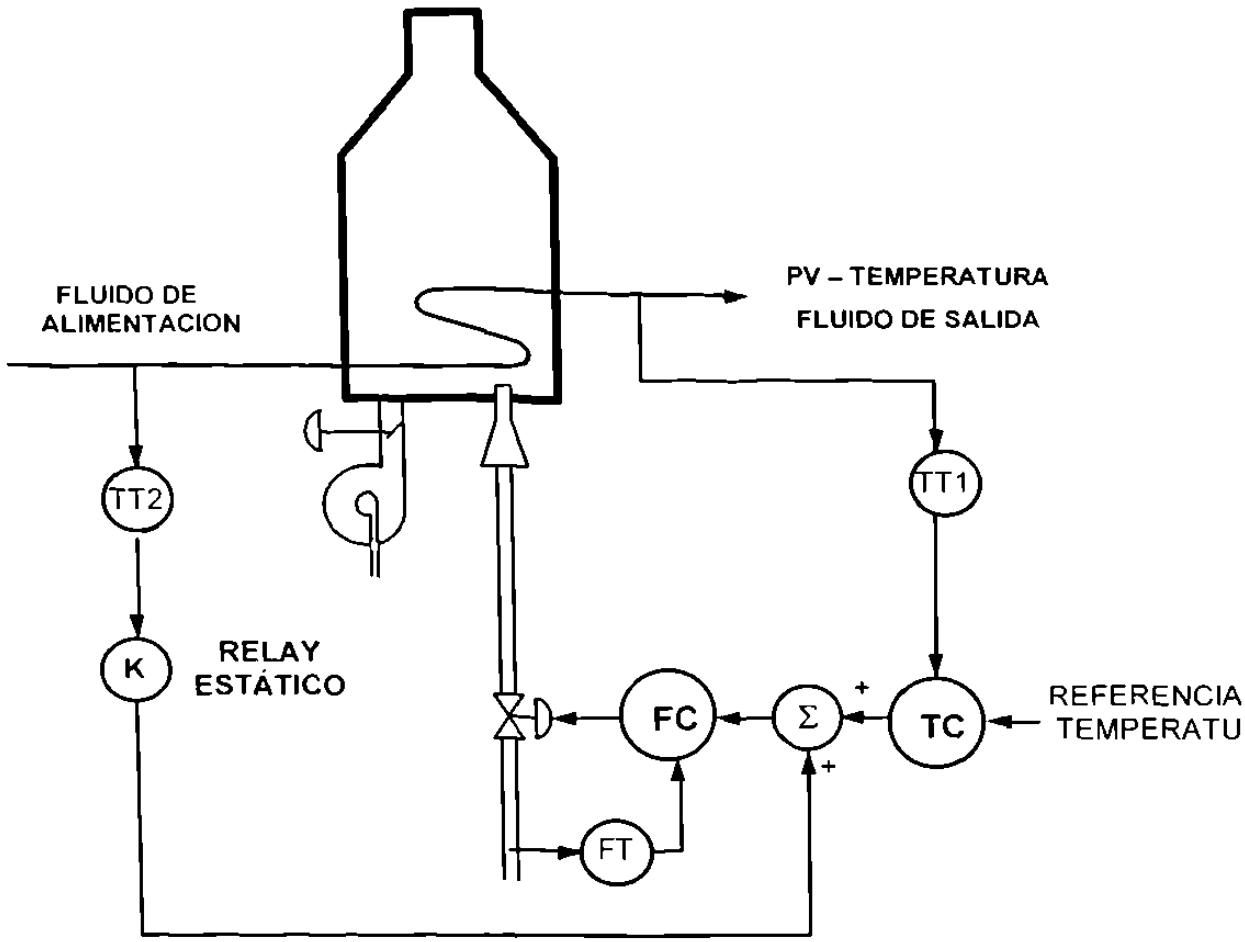


Figura 11.11 Control cascada de temperatura con lazo interno de control de flujo de combustible y compensación feedforward estática de temperatura del fluido de alimentación.

Por supuesto que la perturbación afecta con una cierta dinámica a la variable de proceso Un ajuste estatico (con solo la ganancia K) generalmente produce errores transitorios significativos. Incrementar el valor de K para hacer más robusta la respuesta inicial de la compensación produce una sobrecorrección ¿Que hacer ante esta limitación?.

Para hacer que la compensación "siga" los efectos sobre la variable de proceso sin producir un efecto de sobrecorrección, generalmente se le agrega una red de adelanto atraso ofreciendo en esta forma un mejor seguimiento durante el transitorio Recuerde que una red de adelanto atraso permite ajustar

la respuesta transitoria haciendo posible aplicar un forzamiento que ayude a vencer la inercia de la dinámica del proceso sin producir sobrepaso en la variable de proceso

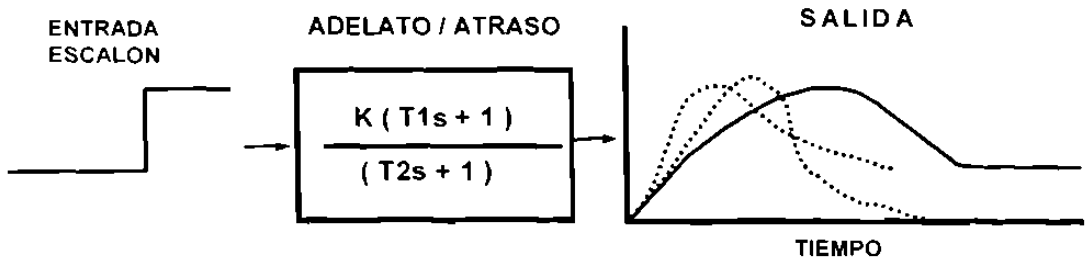


Figura 11.12 Características de respuesta de una red de adelanto atraso.

Cuando en lugar de una ganancia estática K la compensación feedforward cuenta con una red de adelanto atraso, se le conoce como compensación "feedforward dinámica"

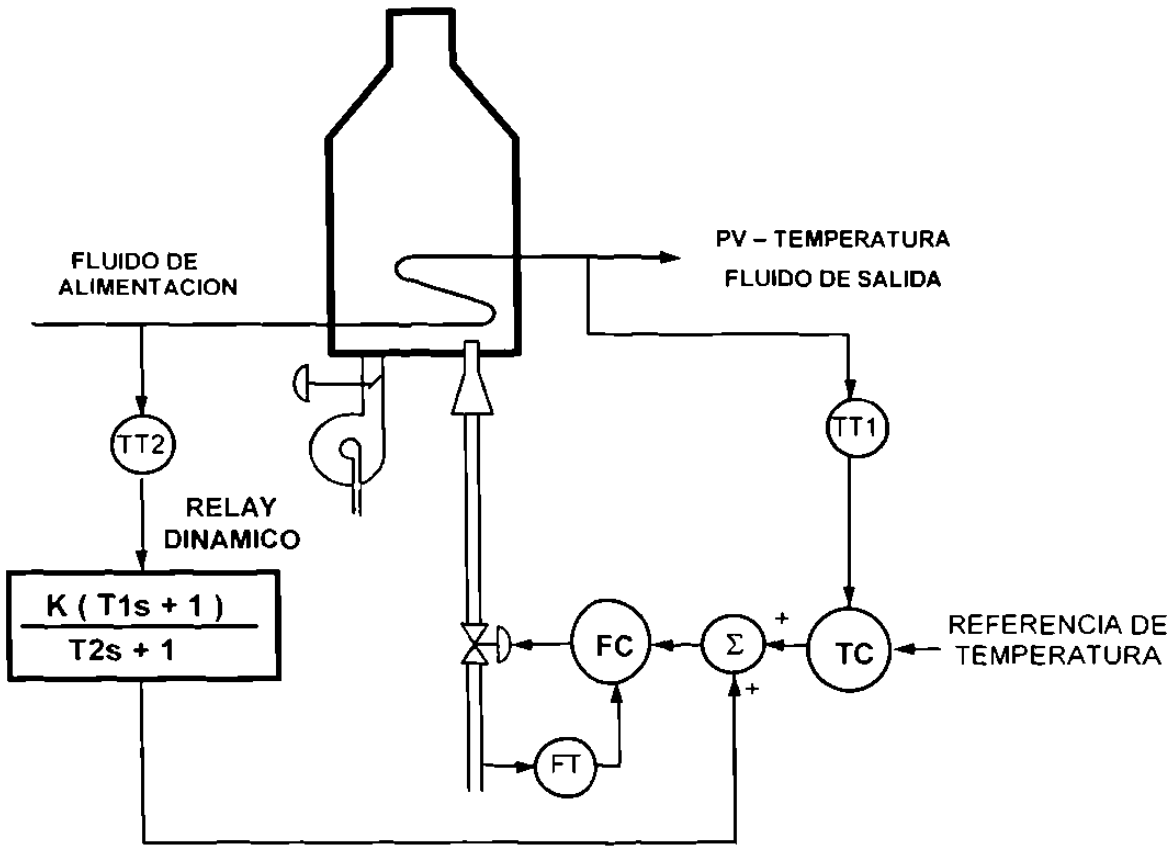


Figura 11.13 Control cascada de temperatura con lazo interno de control de flujo de combustible y compensación feedforward dinámica de temperatura del fluido de alimentación.

Aun cuando la compensacion feedforward dinamica resulta más difícil de ajustar, cuando se logra un buen ajuste sus resultados permiten reducir en forma muy significativa el efecto de variables perturbadoras no controlables sobre la variable de proceso

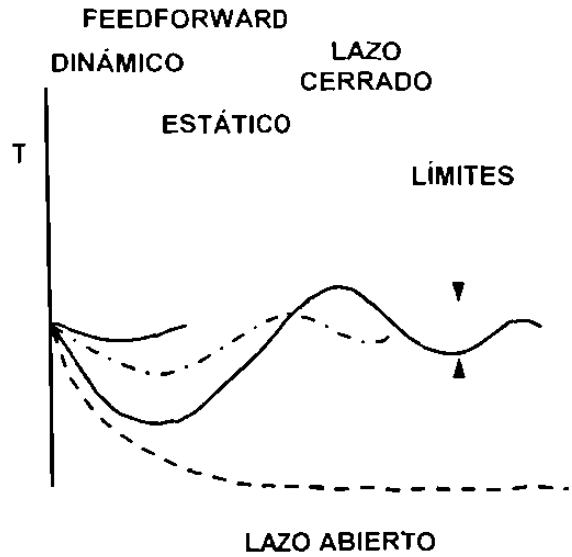


Figura 11.14 Comparativo de respuesta ante una perturbación, para casos de lazo abierto, lazo cerrado simple y compensaciones feedforward estática y dinámica.

La compensación feedforward es una estrategia muy "noble" en su integración a un sistema Iniciando su ajuste con bajas ganancias permite cancelar parcialmente el efecto de la perturbación y así disminuir sus efectos en la variable de proceso

Otro ejemplo de compensación feedforward.

Otro ejemplo de compensacion feedforward se presenta en líneas de proceso de pintado de lámina En la siguiente figura se muestra un diagrama esquematico de los componentes de este proceso

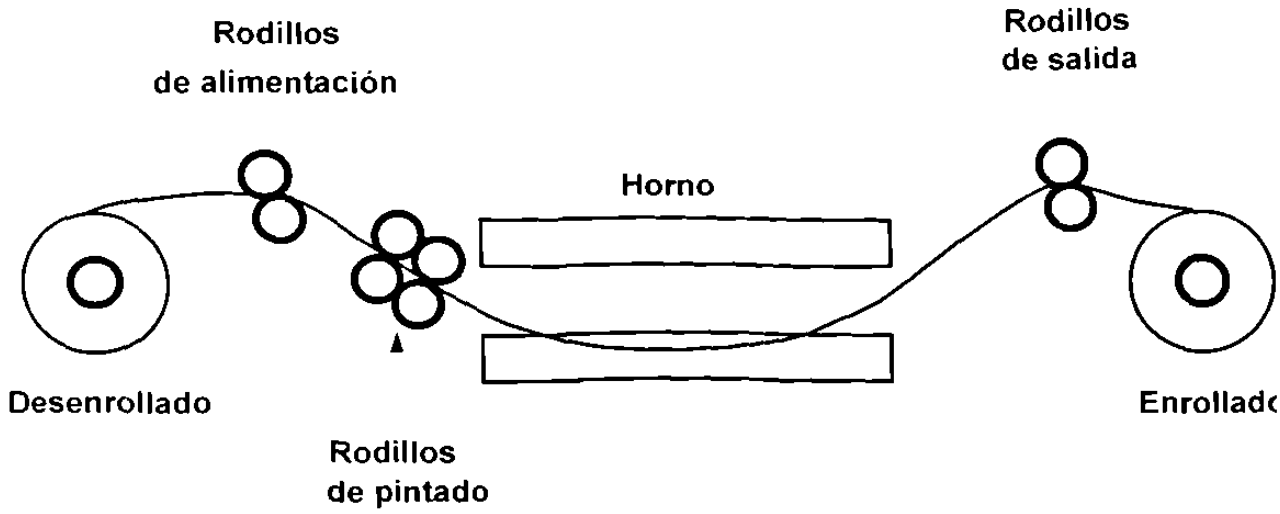


Figura 11.15 Línea de proceso de pintado de lámina

Los rodillos de alimentación extraen la lámina (generalmente de un desenrollador) a una velocidad definida por el operador Los rodillos de pintado aplican la pintura a la lámina y operan en sentido contrario al flujo de la lámina

Al salir de los rodillos de pintado hay un horno donde se seca la pintura, por supuesto se requiere que la lámina no haga contacto con la estructura del horno pues en ese caso se marcaría la pintura fresca, así la lámina deberá estar suspendida en el aire

El horno seca la pintura y los rodillos de salida tienen como objetivo mandar la lamina ya seca del horno hacia un enrollador, y mantener una posicion constante en la catenaria formada por la lámina independientemente de los cambios de velocidad y condiciones de operación del proceso (calibre de la lamina, velocidad de los rodillos de pintado cambios en tensión de enrollado, etc)

El control de los rodillos de alimentación opera regulando velocidad La configuracion del control de los rodillos de salida es un control cascada de posicion con lazo interno de control de velocidad y compensación feedforward de velocidad de alimentación de entrada de la lamina

La retroalimentacion de posición se hace mediante un sensor inductivo o capacitivo (sin contacto con la lámina) que produce una señal eléctrica analogica proporcional a su distancia a la lámina

Ante un cambio en la velocidad de alimentación, con certeza sabemos que producirá un cambio en la posición de la catenaria de lámina lo cual entra como una perturbacion a su control de posición Asi, se toma una señal del tacometro que sensa la velocidad de los rodillos de alimentación y se introduce como referencia al regulador de velocidad (lazo interno) de los rodillos de salida

Idealmente si las velocidades de los rodillos de entrada y de salida fuera siempre la misma la posición se mantendria constante (aún en transitorio), sin embargo esto no ocurre en la realidad, debido a las cambiantes situaciones del proceso (desgaste de rodillos, etc), respuesta de lazos de control, etc. La posicion de la lamina resultará de la integral de la diferencia de velocidades de entrada y salida y cualquier pequeno error entre las velocidades producirá un cambio constante (rampa) en la posicion

Este problema se resuelve agregando el lazo de control de posición, que a su vez permite ajustar la altura de la lamina en el horno.

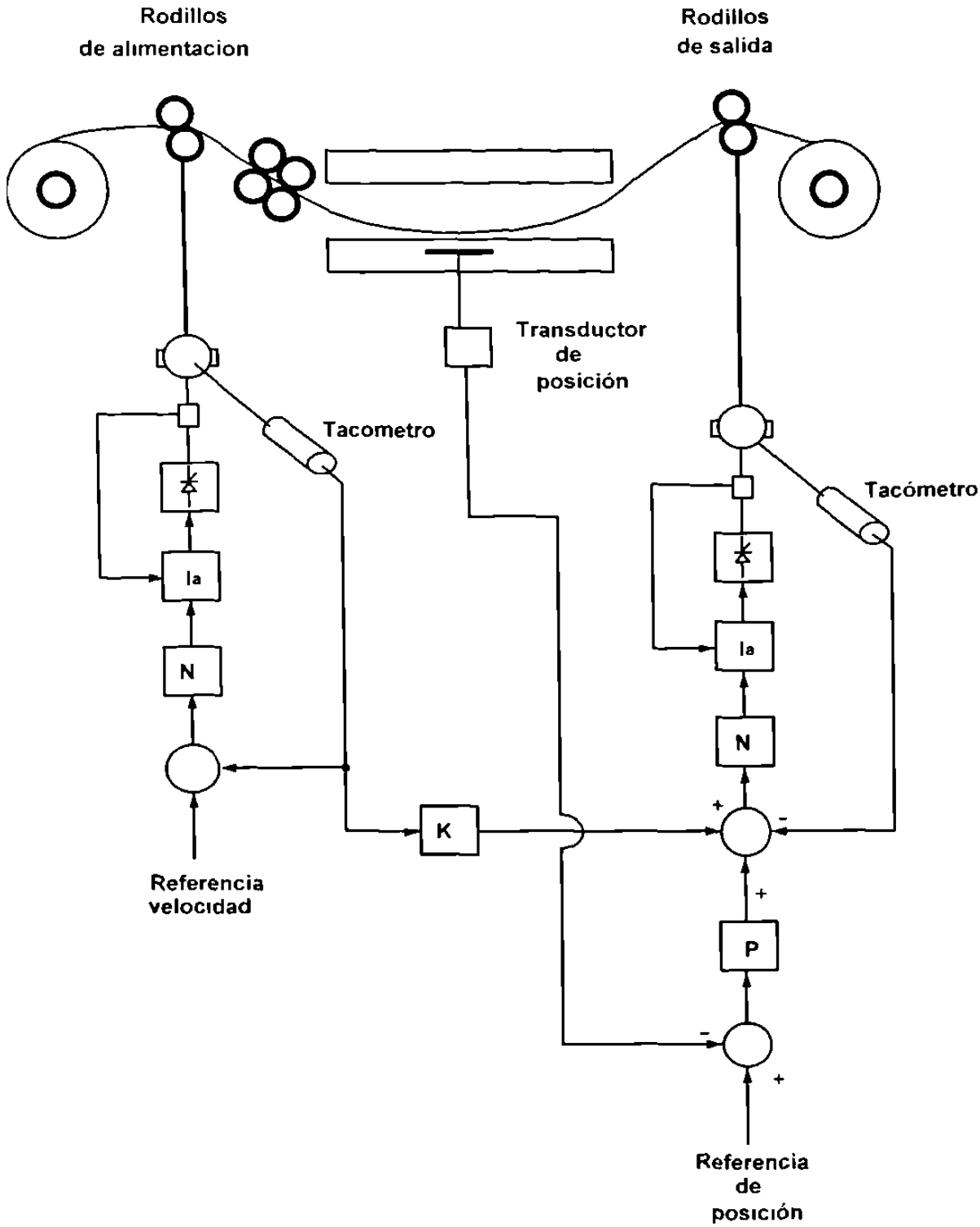


Figura 11.16 Control de posición con compensación feedforward de velocidad.

En este caso e peso de la compensacion feedforward es mayor como referencia de velocidad que la salida del regulador de posición el cual establecerá ajustes finos a la velocidad de los rodillos de salida para mantener la posicion de la lámina en su valor de referencia

¿ Se podría tomar la compensación feedforward de la referencia de velocidad a los rodillos de alimentación en lugar de tomarla de su tacómetro, que ventaja y desventaja traería tenerla así?

11.7 Control de tiempo muerto.

El tiempo muerto ha sido nombrado por muchos como el elemento más difícil de controlar Hay algunos arreglos especiales de control retroalimentado disponibles para el control de procesos con tiempos muertos significativamente grandes

La siguiente figura muestra un diagrama general de control retroalimentado para un lazo de control con un proceso de este tipo En este caso asuma que hay un tiempo muerto significativamente grande Como se ilusta en la figura 11 17, la variable de retroalimentación al controlador es la salida del tiempo muerto ∅.

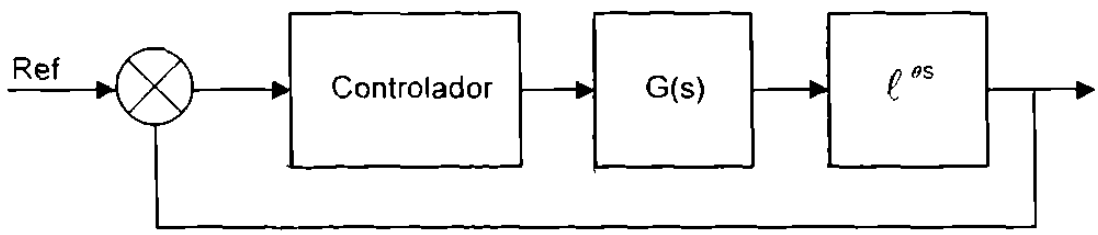


Figura 11.17 Típico lazo de control retroalimentado en un proceso con tiempo muerto ∅.

Si en cierta forma, la variable de retroalimentación pudiera ser puesta (en forma efectiva) fuera de lazo esto es si el tiempo muerto que ve el controlador pudiera ser puesto fuera de lazo el controlador entonces podria ser sintonizado mucho mejor obteniendo como resultado una respuesta significativamente mejor

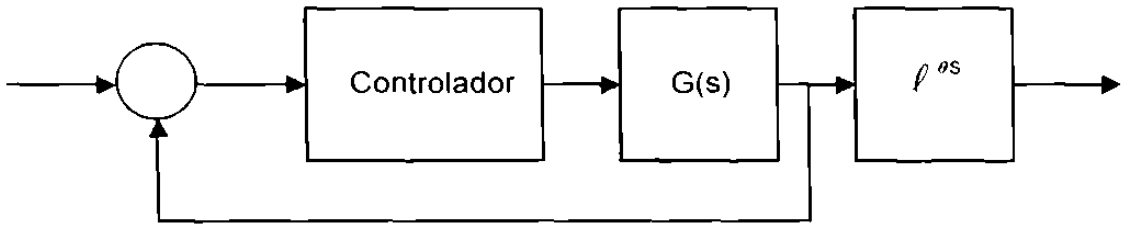


Figura 11.18a Mejorando la respuesta separando el tiempo muerto.

Esto parece fácil pero la mayoria de las veces el proceso y su tiempo muerto asociado no puede ser separado En estos casos pudiera hacerse un modelado del proceso

La figura 11 18b muestra un modelo del sistema retroalimentado Gm(s), el cual es operado en paralelo con la planta real "$\varnothing_m$" es el tiempo muerto del modelo La salida del modelo es usada para cancelar la señal de retroalimentación original, si el modelo fuera perfecto la salida del sumador (error del modelo) seria siempre cero

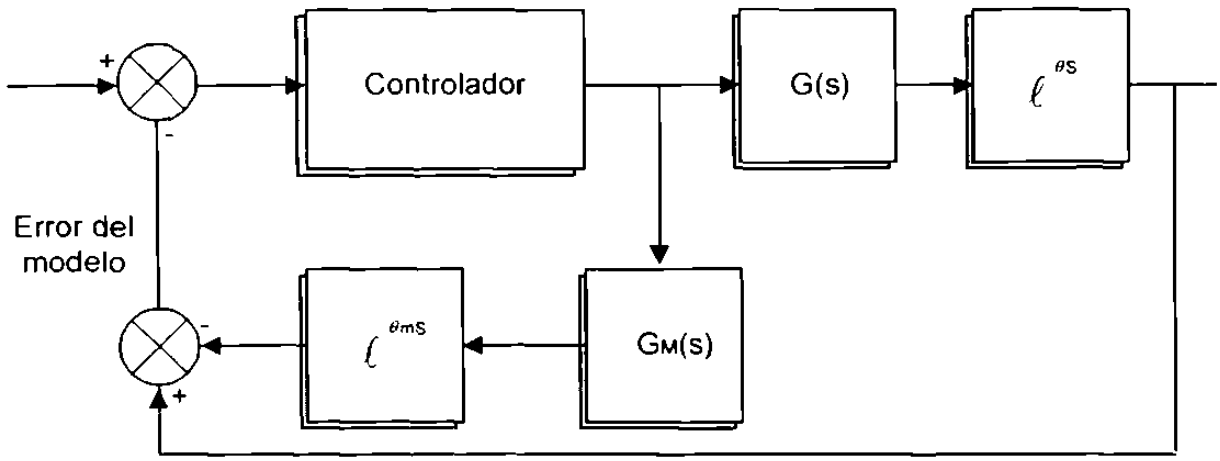


Figura 11.18b Modelo utilizado que se cancele la retroalimentación.

En a figura 11 19 la salida del modelo de la planta antes del tiempo muerto es utilizado como retroalimentacion del controlador

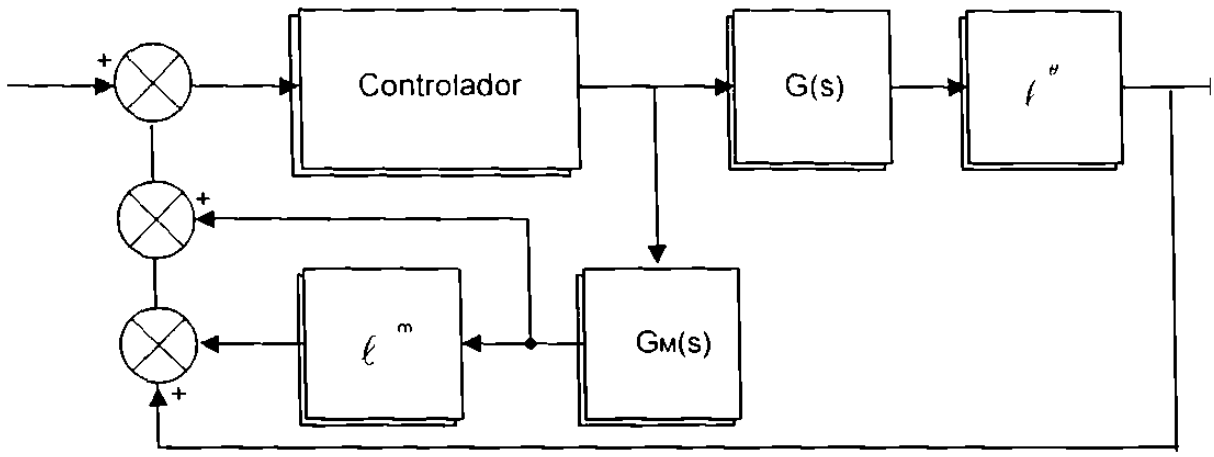


Figura 11.19 Salida del modelo utilizada como retroalimentación.

Para en la realidad el modelo del proceso siempre es imperfecto, la salida del sumador inferior es el error del modelo y puede ser usado para ajustar la salida del modelo que provee retroalimentación del controlador, la operacion final de esta compensación, con modelado perfecto, se muestra en la siguiente figura 11 20

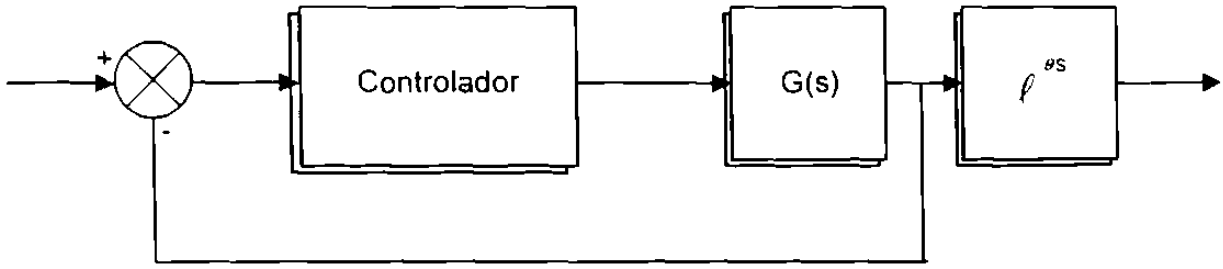


Figura 11.20 Equivalente a una compensación de tiempo muerto con modelo perfecto.

Algoritmo de compensación de tiempo muerto.

La función de transferencia de muchos procesos puede ser representada aproximadamente por un atraso de primer orden más un tiempo muerto, esto es

$$\frac{PV}{C} = \frac{A\ell^{-LS}}{Ts+1}$$

Un valor grande de tiempo muerto puede ser excesivamente problemático, causando oscilaciones con periodos largos cuyo tiempo de asentamiento son mayores a 5 o 6 periodos de tiempo muertos.

OJM Smith demostró que un lazo de retroalimentación adicional al controlador (aun cuando pudiera usar un algoritmo PID) puede compensar estos efectos de tiempo muerto si la función de transferencia de retroalimentación es:

$$\frac{A(1-\ell^{-LS})}{Ts+1}$$

Donde las constantes A, L y P son las mismas del proceso, la figura 11 21 muestra el lazo de control modificado con las compensaciones por tiempo muerto

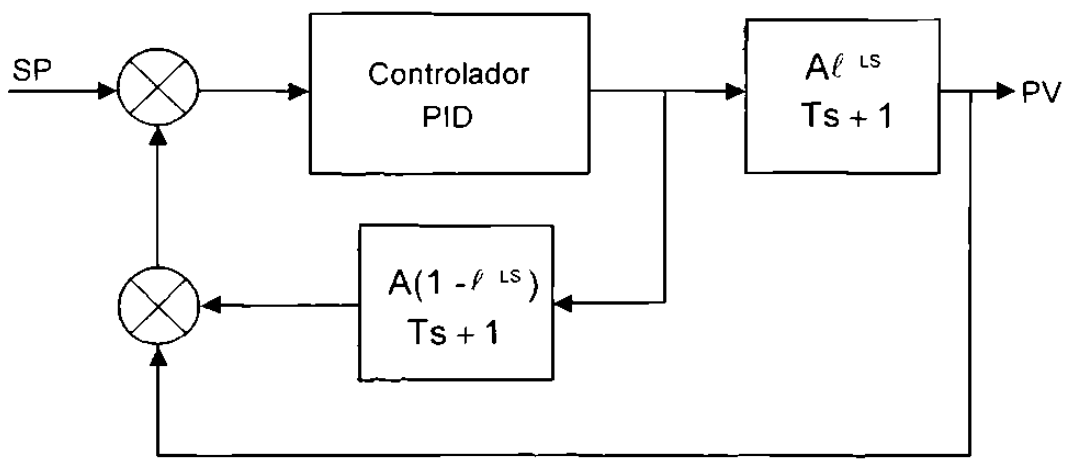


Figura 11.21 Compensación de tiempo muerto.

El primer problema de la transformación de esta función en la forma diferencia (digitalización) es la expresión en paréntesis. Esta puede ser representada utilizando series de potencias, esto es:

$$(\quad = \frac{1}{1 + LS + \left[(LS) \quad 4\right]} + \cdots$$

La cual puede ser aproximada a una ecuación de tres términos.

$$\text{LS} \qquad \frac{1}{1 + LS + \left[(LS)^2 \ / \ 4\right]} - \frac{1}{(1 + (LS \ / \ 2))^2}$$

Así la función de transferencia de la compensación por tiempo muerto puede ser adecuadamente aproximada por:

$$\frac{A}{Ts + 1}\left[1 \qquad \frac{1}{(1 + LS / 2)^2}\right]$$

Esta expresión puede ser separada en bloques (como vimos anteriormente) y así obtener la ecuación de diferencia a la función, como muestra la figura 11.22.

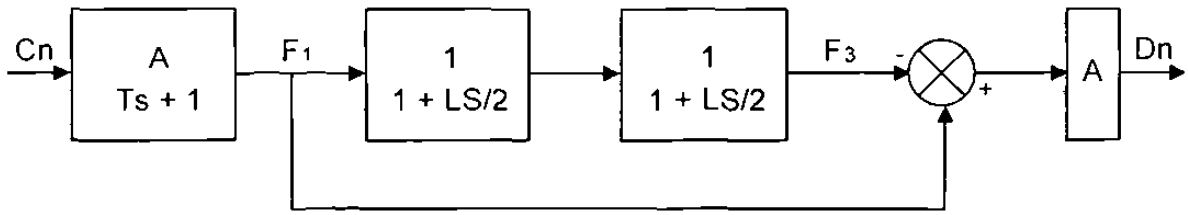
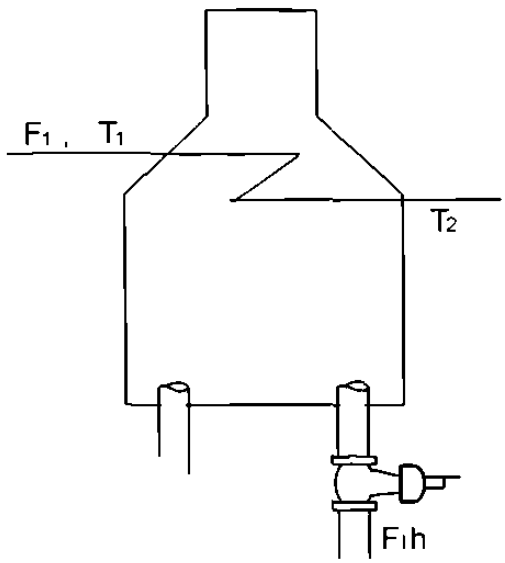


Figura 11.22 Diagrama de bloques de la aproximación de la compensación de tiempo muerto.

Así, el valor de Dn se añade a la variable de proceso PV con la finalidad de modificar la entrada real de retroalimentación al controlador.

11.8 Modelos de procesos por computadora.

Como su nombre lo indica, significa representar un proceso en la computadora, controlando la mayor parte de las variaciones del sistema. En el caso de la caldera tendriamos lo mostrado en la figura 11.23.



F = Flujo de combustible.

F1 = Flujo de alimentación.

h = Contenido calórico de combustible.

c = Calor esp. del fluido de alimentación.

T1 = Temp. del fluido de alimentación.

T2 = Temp. del fluido de salida.

Figura 11.23 Esquemático de una caldera y variables de modelado.

Bases para el modelo:

- Ley de la conservación de la energía

$$\begin{bmatrix}\text{Calor del}\\ \text{fluido de}\\ \text{alimentación}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\text{Calor}\\ \text{provisto}\\ \text{por comb.}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\text{Calor del}\\ \text{fluido de}\\ \text{salida}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\text{Perdidas}\end{bmatrix}$$

- Ley de la conservación de la materia

$$\begin{bmatrix}\text{fluido de}\\ \text{alimentación}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\text{fluido de}\\ \text{salida}\end{bmatrix}$$

Si consideramos las perdidas como nulas

$$F * h = FIC\ (T2 - T1)$$ Ecuación del modelo

Donde T2 es la variable controlada. Pero también la tenemos como referencia, ya que es la temperatura que deseamos tener a la salida. Además, "h" y "c" son constantes que introducimos a la computadora y "TI" la podemos medir del proceso. En esta forma, la única variable que queda es "F", el flujo de combustible

Despejando para "F" tenemos:

$$F \quad \frac{FIC}{n} (T2 \quad T1)$$

Esta ecuación la podemos calcular en la computadora.

La figura 11.24 muestra la nueva configuración utilizando el modelo del proceso en la computadora.

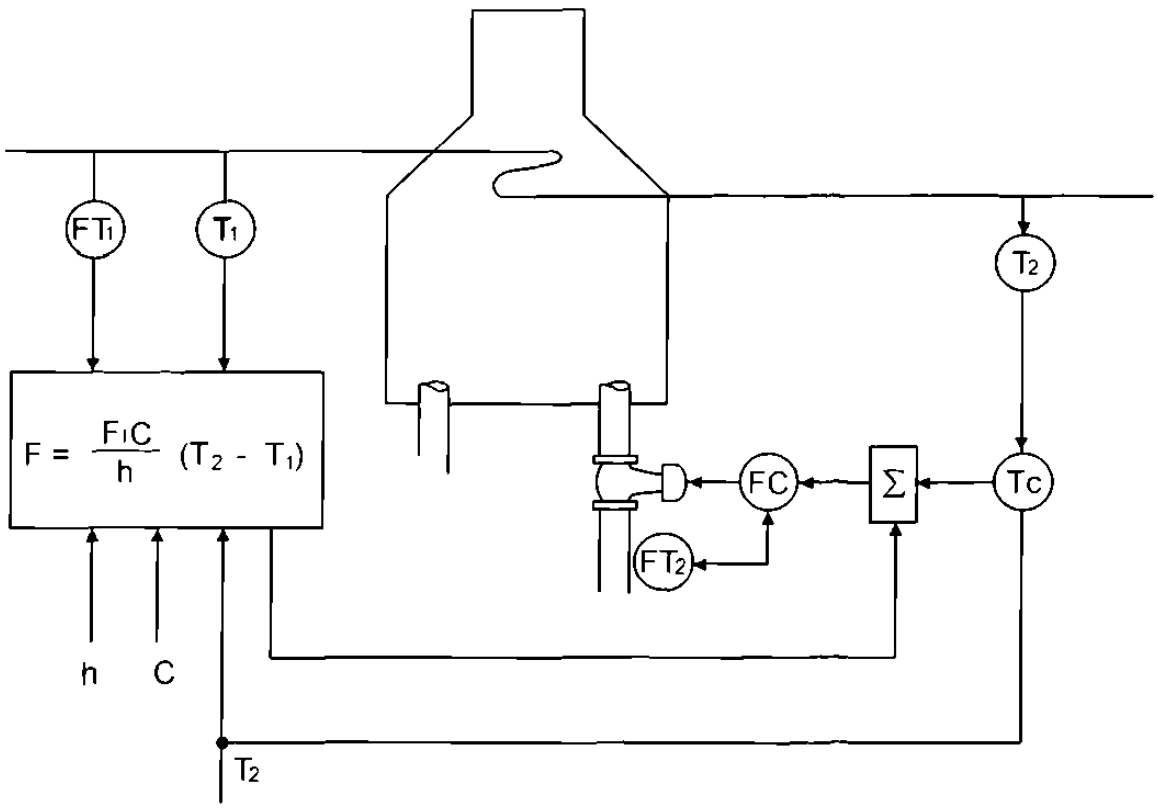


Figura 11.24 Configuración final del control del proceso mediante modelo del proceso en la computadora.

11.9 Control de razón o relación.

El ejemplo de la caldera puede mostrar otro tipo de modo de control común, el control de razón o relación En este caso se requiere que la referencia de un controlador sea mantenida a una cierta proporción de alguna otra variable Esta podría ser la salida de otro controlador. Así, por ejemplo, si el flujo de dos variables de proceso quiere ser mantenido en una proporción constante la referencia de la primera variable pudiera ser independiente y el valor de medición de su variable puede servir como referencia de la segunda.

En el caso de la caldera, es necesario mantener la cantidad de aire de combustión en una relación constante con el flujo de combustible Esto es necesario para mantener la eficiencia de la combustión y en muchos lugares para cumplir con los requerimientos del límite de contaminación. Un control de razón o relación permite mantener la relación de estas variables.

La figura 2-22 muestra un sistema donde el flujo de aire es controlado en razón directa del flujo de combustible, el cual es la salida del transductor del flujo de combustible.

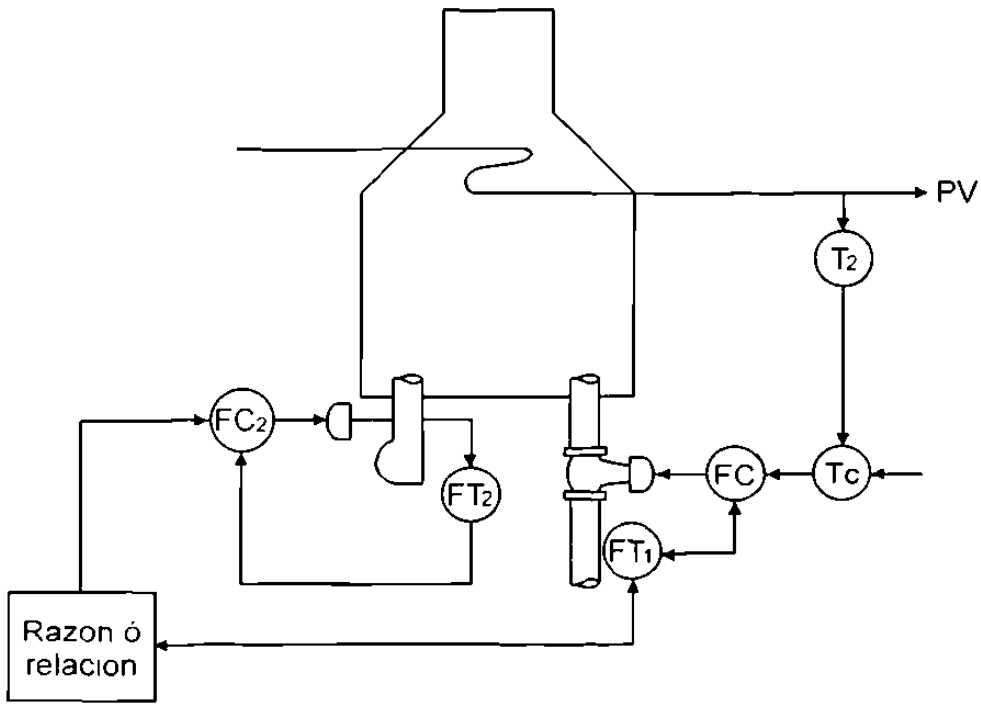


Figura 11.25 Control de relación aire – combustible en una caldera.

Esto puesto en un diagrama de bloques quedaría como lo muestra la figura 11 26

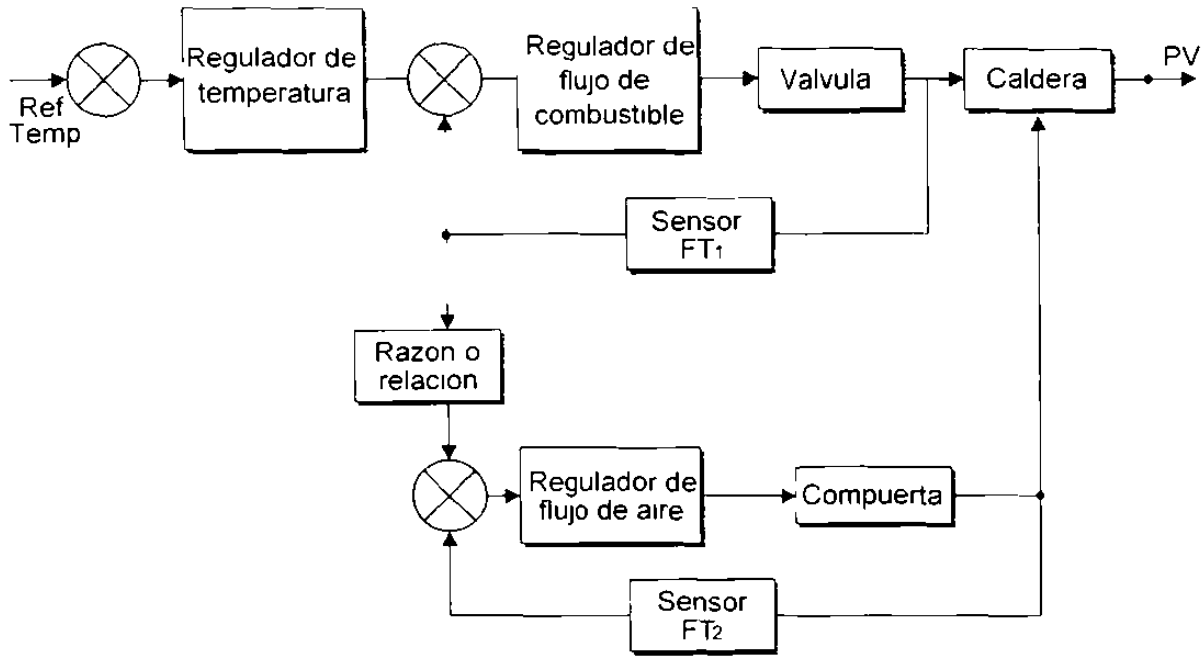


Figura 11.26 Diagrama de bloques de un control de relación aire – combustible en una caldera.

Un criterio de la eficiencia de la combustión es el contenido de oxígeno en los gases del producto de la combustión el cual es una medida del exceso de aire

Ahora bien, si al caso típico de la caldera se le agregara otros elementos que permitieran regular mejor nuestro proceso, como un analizador de oxígeno, la configuración podría ser (figura 11 27):

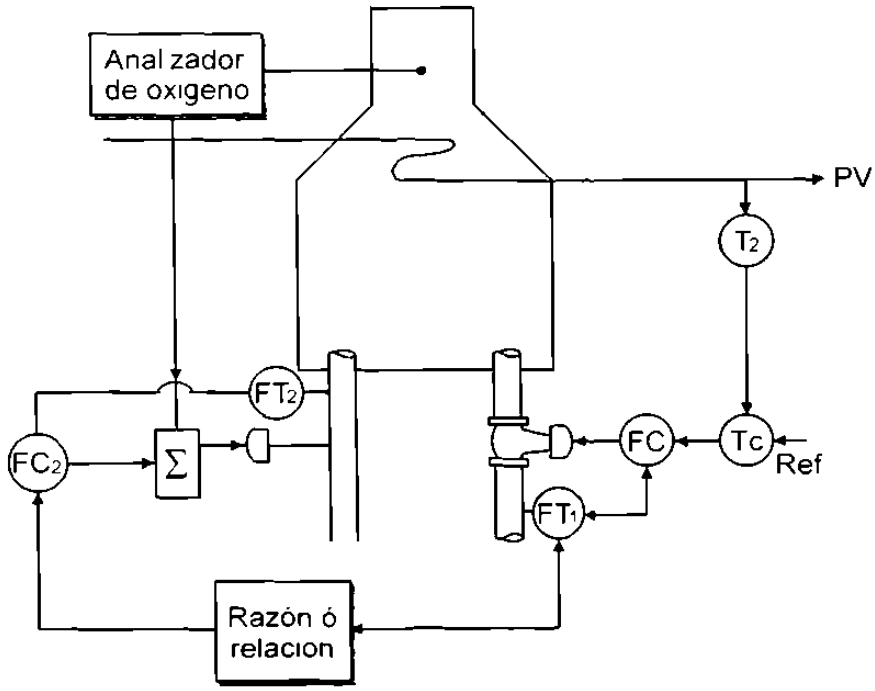


Figura 11.27 Agregando un analizador de oxigeno para mejorar la calidad del control.

La figura 11 28 muestra otra configuración común.

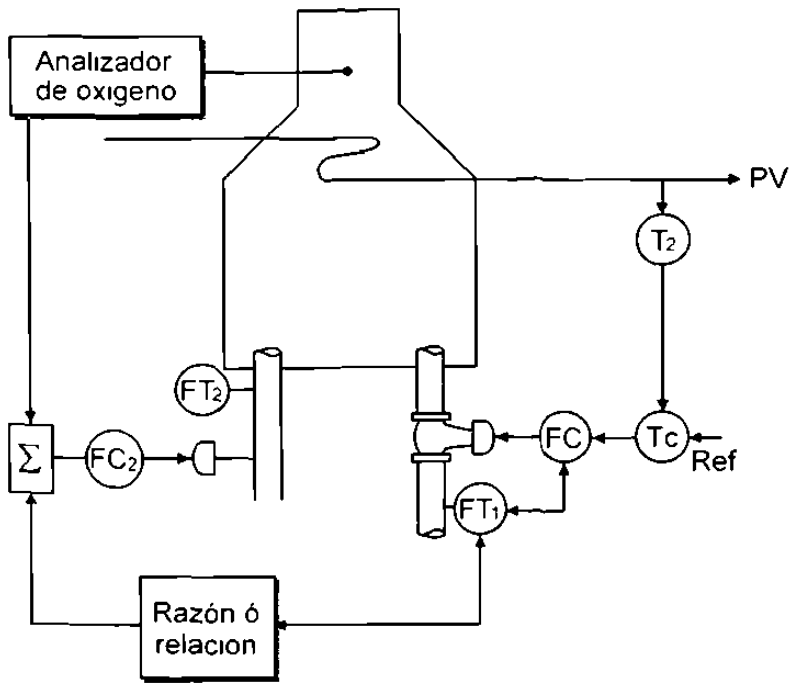


Figura 11.28 Otra configuración de control utilizando un analizador de oxigeno para mejorar la calidad del control.

11.10 Sistema de control multivariable.

En los temas anteriores vimos sistemas de control en una relación 1:1, esto es, una variable manipulada y una variable controlada en el proceso. En la práctica, en ciertos casos, esto no es cierto Se encuentran procesos donde se involucran más de una variable manipulada, como el mostrado en la figura 11.29

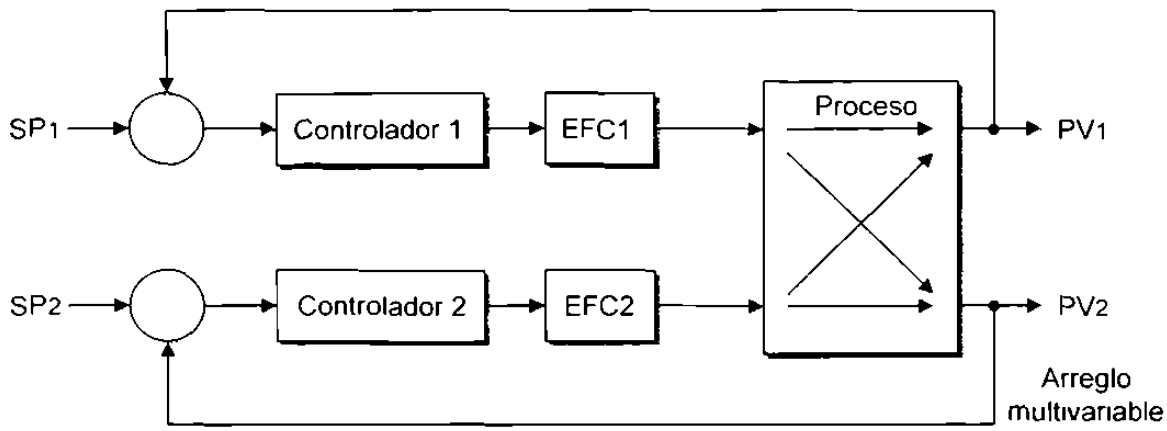


Figura 11.29 Interacción entre variables en un proceso.

Donde hay varios lazos de control, frecuentemente interactúan entre si. Por ejemplo, en la figura 11.29 si hay un cambio en la variable manipulada 2, se produce un cambio en el lazo 1, que repercute en el 2 y así sucesivamente, formando una trayectoria parecida a un "8" (un poco deformado).

Para compensar esto, es necesario disminuir la ganancia de los lazos, sacrificando con esto la calidad de control sobre las variables controladas. En este caso la solución es desacoplar los lazos de control de manera que uno no afecte al otro y viceversa Esto se aprecia en la figura 11.30.

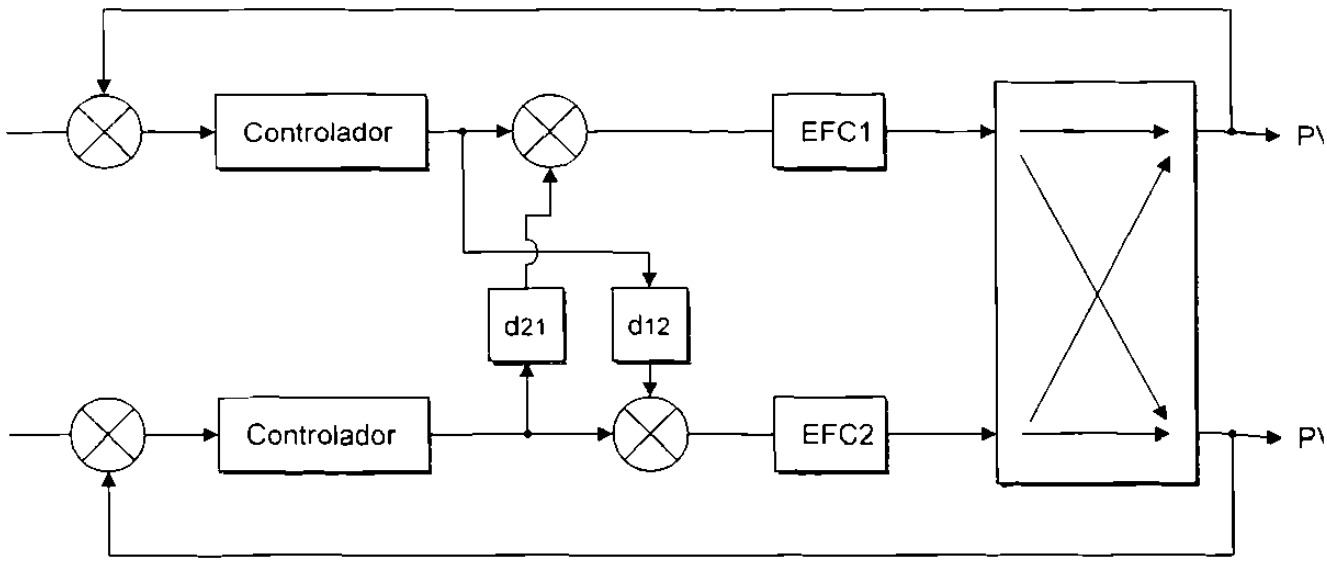


Figura 11.30 Uso de desacopladores para eliminar la ilnteracción entre lazos de control.

La función de transferencia del desacoplador.

$$\frac{K_{DEC}\ (T_1\ s + 1)}{T_2\ s + 1}$$

"d21" y "d12" son funciones de transferencia que pueden ser desde una constante hasta un modelo dinámico Su finalidad es cancelar el efecto de un controlador sobre otro.

El concepto involucrado en el desacoplador es muy sencillo, lo difícil es el diseño del desacoplador en sí El objetivo es diseñar un desacoplador que compense todas las interacciones exactamente Este es un fin posible pero a menudo difícil de lograr en la práctica.

Para un proceso 2 X 2 es equivalente al diseño de dos controladores feedforward simultáneamente. El problema se dificulta si fuera un proceso 5 X 5, la implementación de tal control multivariable requeriría de 20 controladores feedforward.

Frecuentemente el desacoplador es diseñado o implementado iniciando con un desacoplador de estado estable (uno que solo tenga términos algebraicos) y se añaden posteriormente términos dinámicos y así mejorar la respuesta del proceso.

12

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

12.1 Conclusiones.

El desarrollo de un primer curso de control por computadora representó una oportunidad para reflexionar la justificación tanto del orden en que se presentan los temas como de su nivel de profundidad.

Para tomar un curso introductorio de control por computadora se requieren de ciertos conocimientos previos relacionados con códigos y sistemas digitales, electrónica analógica y amplificadores operacionales y finalmente de ingeniería de control. Aun cuando se cubren algunos aspectos básicos relacionados con estos tópicos, debido a que no es el tema de tesis, no se toman con suficiente rigor y profundidad.

Un sistema de control por computadora siempre cuenta con un sistema de adquisición de datos, debido a esto, se cubren primeramente los temas de sistemas de adquisición de datos por computadora. Esto ofrece la posibilidad de profundizar en conceptos de señales continuas y discretas, así como en los dispositivos de procesamiento y conversión de señal.

Es importante conocer y cuantificar las fuentes de error de medición para asegurar que antes de la compra de equipos o dispositivos podamos afirmar que el sistema ya construido cumplirá con los requerimientos definidos. Los requerimientos de error tienen que ser definidos en tolerancias máximas permisibles tanto en magnitud como en frecuencia.

La decisión de utilizar un cierto algoritmo de control en un control por computadora no depende solo de aspectos técnicos, en la realidad también pesan factores de costo y tolerancias de calidad.

El lazo simple de control está limitado en su capacidad de reducir el error ante una perturbación, en estos casos es importante tener claridad en la aplicación de otras estrategias de control, tales como el control cascada y la compensación feedforward.

12.2 Recomendaciones.

Una primera recomendación es dedicar un tiempo inicial para describir un panorama de los contenidos del curso de control digital por computadora. Es importante tener claridad en la necesidad de cubrir los temas en el orden indicado y los objetivos finales de aprendizaje que se persiguen.

En el tema relacionado con sistemas continuos y discretos insistir en las implicaciones de sustituir o seleccionar un sistema discreto en lugar de uno continuo Esto permitirá prestar especial atención a las errores generados al operar con discontinuidad en magnitud y tiempo.

Cubrir en detalle la necesidad de aplicar una metodología en el diseño para asegurar la adecuada selección de equipos y componentes. Es importante poder mostrar objetivamente la justificación en la selección de dispositivos y configuraciones de equipo de cómputo.

Es importante señalar, en la definición de error de medición, la importancia de la estadística como herramienta de ingeniería para cuantificar, a partir de especificaciones individuales, el comportamiento global del sistema.

En lo relacionado con el proceso de muestreo, indicar la importancia de seleccionar una adecuada frecuencia de muestreo y filtros en base a requerimientos de exactitud tanto de ancho de banda como de magnitud

En los algoritmos básicos de control por computadora, revisar la necesidad de evolucionar de reguladores simples a más elaborados en base a requerimientos de exactitud y respuesta del proceso.

Indicar que el lazo simple de control presenta limitaciones en su capacidad de respuesta y reducción de error Esto permite introducir a otras estrategias que atacan en una forma distinta en problema de variación en la variable de proceso

BIBLIOGRAFÍA

Bennett S., Real Time Computer Control, IEE, 1984

Bibbero J. Robert, Microprocessors in Instruments and Control, John Wiley & Sons, 1992

Constadine H. Houpis, Digital control systems, McGraw Hill, 1992

McMillan K. Gregory, Tuning and control loop performance, ISA, 1983

Murrill W. Paul, Application concepts of process control, ISA, 1995

Phillips L. Charles, Digital Control System Analysis and Design, Prentice Hall, 1998

Taylor L. James Computer-Based Data Acquisition Systems. Design Techniques, ISA, 1986

LISTADO DE TABLAS

Tabla 4.1 Combinaciones de los 4 interruptores de un DAC. 46

Tabla 4.2 Combinaciones de 4 interruptores del DAC escalera R-2R. 49

Tabla 4.3 Relación entre el número de bits y el peso de LSB. 55

Tabla 6.1. Nivel de confianza como una función de Z. 77

Tabla 6.2 Resultados entrada/salida del amplificador. 79

Tabla 6.3 Distribución T de Student compensada. 82

Tabla 8.1 Errores típicos publicados para termopares. 135

Tabla 9.1 Resumen de característica de filtros. 177

Tabla 9.2 Resultados de muestreo de señal de la figura 9.22 a 4, 5 y 6 Hz. 180

Tabla 9.3 Resultados de muestreo de señal de la figura 9.22 a 2 y 3 Hz. 180

Tabla 9.4 Prueba de distorsión menor al 5% mediante uso de filtro. 185

LISTADO DE FIGURAS

Figura 3.1 Continuidad en Magnitud 11

Figura 3.2 Continuidad en Tiempo. 12

Figura 3.3 Discontinuidad en Magnitud. 14

Figura 3.4 Discontinuidad en Tiempo. 16

Figura 4.1 Sistema de adquisición de datos como interface entre proceso y observador. 22

Figura 4.2 Diagrama de un sistema digital de adquisición de datos. 23

Figura 4.3a Comportamiento histórico típico de un proceso estacionario. 25

Figura 4.3b Historia de tiempo típica de un proceso dinámico. 26

Figura 4.4 Métodos comunes utilizados para balancear transductores medidores de esfuerzo. 29

Figura 4.5 Calibración resistiva utilizando un sistema de 10 conductores. 31

Figura 4.6 Calibración multicanal utilizando un bus común. 32

Figura 4.7 Voltaje de modo común resultante de diferencias en potencial a tierra. 34

Figura 4.8 Error de señal resultante de voltaje de modo común. 35

Figura 4.9 Respuesta de un amplificador a una entrada escalón. 36

Figura 4.10a Sistema multicanal replicando equipo. 38

Figura 4.10b Técnica de multiplexado de bajo nivel. 38

Figura 4.10c Técnica de multiplexado de alto nivel. 39

Figura 4.11 Técnicas de multiplexado de bajo nivel. 40

Figura 4.12 Sistema de datos con multiplexado de alto nivel. 42

Figura 4.13 Diagrama de bloques de un convertidor digital a analógico. 43

Figura 4.14 Convertidor digital a analógico. 44

Figura 4.15 DAC con el interruptor S1 cerrado. 45

Figura 4.16 Circuito del DAC escalera R-2R. 48

Figura 4.17 DAC de registro. 50

Figura 4.18 Diagrama de bloques de un convertidor ADC. 51

Figura 4.19 Error de cuantización para un convertidor de 3 bits. 54

Figura 4.20 Tiempo de apertura requerido para mantener un error menor a la resolución para entradas senoidales. 57

Figura 4.21a Componentes funcionales de un convertidor aproximaciones sucesivas. 58

Figura 4.21 b.- Proceso de conversión secuencial en convertidor de aproximaciones sucesivas. 60

Figura 4.22a Componentes funcionales de un convertidor ADC de rampa doble. 61

Figura 4.22b Proceso de integración en un convertidor ADC de rampa doble. 62

Figura 4.23 Convertidor A/D tipo flash. 63

Figura 6.1 Medición de la relación entrada/salida del sistema. 74

Figura 6.2 Función de distribución del error. 75

Figura 6.3 El área bajo la curva de probabilidad normal es función de "σ", de la desviación estándar. 76

Figura 6.4 Diagrama de un experimento para determinar las características del comportamiento estático de un amplificador. 78

Figura 6.5 Histograma de los errores en el amplificador. 80

Figura 6.6 Histograma de los muestreos de error. 81

Figura 6.7 Efecto de errores positivos fijos en cada medición. 84

Figura 6.8 Medición centrada alrededor del valor real cuando el sesgo (bias) es eliminado. 85

Figura 6.9 La mayor parte de los errores estarán cercanos a cero. 88

Figura 6.10 Combinando errores del amplificado y el CAD. 91

Figura 7.1 Efectos de los errores de medición (m_1) sobre el parámetro F en diferentes puntos. 95

Figura 7.2 Superficie de error de medición para CECF. 100

Figura 7.3 Plano de medición ΔF - ΔT. 101

Figura 7.4 Bosquejo del proceso mostrado el flujo en un tubo cerrado. 105

Figura 7.5 Diagrama esquemático de un intercambiador de calor. 110

Figura 7.6 Características de variación de medición permisible sobre el rango de interés. 113

Figura 7.7 Cadena de sistema de medición con errores en sus elementos. 116

Figura 7.8 La raíz de la suma de los cuadrados descrita como una relación circular. 118

Figura 7.9 Estableciendo presupuestos de error elemental basados en especificaciones globales. 121

Figura 8.1 Error de linearidad. 126

Figura 8.2 Error de histéresis. 127

Figura 8.3 Error de precisión de ganancia. 130

Figura 8.4 Curvas de FEM vs temperatura para termopares. 136

Figura 8.5 Configuraciones comunes del circuito con RTD. 138

Figura 8.6 Efecto de resistencia de línea en medición de temperatura utilizando RTD's. 141

Figura 8.7 Efecto de resistencia de línea en medición de temperatura utilizando RTD's (caso de corriente de excitación constante). 143

Figura 8.8 Efecto de resistencia de línea en medición de temperatura utilizando RTD's. 144

Figura 9.1 Diagrama simplificado del proceso de muestreo digital. 150

Figura 9.2 Número infinito de funciones de muestreo impulso. 151

Figura 9.3 Señales equivalentes (alias) que tienen el mismo valor en los tiempos de muestreo. 152

Figura 9.4 Funciones comunes en el dominio del tiempo y su espectro. 154

Figura 9.5 Convolusión usando técnicas gráficas. 157

Figura 9.6 Distorsión resultante de una razón de muestreo inadecuada. 158

Figura 9.7 Señal de entrada senoidal. 160

Figura 9.8 Expansión punto-pendiente. 160

Figura 9.9 Efecto de un tiempo finito de conversión (apertura) en la precisión de amplitud. 162

Figura 9.10 Forma de onda compleja de entrada. 164

Figura 9.11 Espectros correspondientes a la figura 9.10. 165

Figura 9.12 Espectros resultantes muestreados con lóbulos adyacentes infinitos. 165

Figura 9.13 Espectro resultante al muestrear a una razón inadecuada, lo que resulta en distorsión. 166

Figura 9.14 Filtrado paso bajo requerido para eliminar lóbulos adyacentes. 167

Figura 9.15 Relación entre f_c, f_c^* y f_S. 169

Figura 9.16 Espectro donde se muestra distorsión y lóbulos adyacentes. 169

Figura 9.17 Función de entrada que contiene energía en todas las frecuencias. 170

Figura 9.18 Efecto de diferentes razones de caída de filtro sobre la frecuencia efectiva de corte, f_c^*. 171

Figura 9.19 Estableciendo f_c^* con diferentes razones de atenuación del filtro. 173

Figura 9.20 Definiendo f_c^{**} con base a la especificación de distorsión en f_c. 174

Figura 9.21 Relación entre la frecuencia de muestreo y error de distorsión en f_c para diferentes razones de caída de filtro. 175

Figura 9.22 Entrada sin componente a cero frecuencia. 179

Figura 9.23 Voltaje analógico a medir con ruido sobrepuesto. 181

Figura 9.24 Especificación de máxima distorsión en la medición. 182

Figura 9.25 Aplicación de filtro pasivo para atenuación de ruido. 183

Figura 10.1 Diagrama de bloques del sistema de control automático. 189

Figura 10.2 Control de temperatura en un intercambiador de calor. 190

Figura 10.3 Modo de control On-Off. 193

Figura 10.4 Respuesta a un control On-Off (a) con banda muerta (b) sin banda muerta. 194

Figura 10.5 Diagrama básico de bloques de tareas de la computadora. 195

Figura 10.6 Diagrama detallado de bloques de tareas de la computadora en un control On-Off. 196

Figura 10.7 Ley de control proporcional (a) Ganancia proporcional (ΔV/error). (b) Baja ganancia. (C) Alta ganancia. 198

Figura 10.8 Respuesta de un escalón de control proporcional. 200

Figura 10.9 Respuesta de un control proporcional a un escalón en la carga. 201

Figura 10.10 Diagrama de bloques de un control proporcional. 202

Figura 10.11 Diagrama de bloques simplificado. 203

Figura 10.12 Diagrama de bloques de un control integral. 207

Figura 10.13 Implementación analógica de un control integral. 209

Figura 10.14 Bloque de la ecuación de un control integral. 211

Figura 10.15 Diagrama detallado de bloques de tareas de la computadora en un control integral. 212

Figura 10.16 Respuesta escalón de un control PI. 214

Figura 10.17 Mejora en el comportamiento de lazo cerrado debido al control PI. 212

Figura 10.18 Acción de controlador PD a) Solo acción derivativa b) Acción proporcional más derivativa. 214

Figura 10.19 Controlador PID ideal o no interactivo. 216

Figura 10.20 Diagrama de bloques del algoritmo PID real o interactivo. 218

Figura 11.1 Lazo simple de control ante la presencia de perturbaciones. 222

Figura 11.2 Concepto general de aplicación del control cascada. 225

Figura 11.3 Lazo simple de control de temperatura en una caldera. 226

Figura 11.4 Diagrama de bloques de un control simple de temperatura. 226

Figura 11.5 Respuesta sin control y con un lazo simple de control ante una perturbación. 227

Figura 11.6 Control cascada de temperatura con lazo interno de control de flujo de combustible. 228

Figura 11.7 Comparativo entre Lazo Abierto, Lazo Simple y Control Cascada ante un cambio en la presión del suministro de combustible. 229

Figura 11.8 Otras 2 alternativas de control cascada: Lazo interno de presión de combustible y lazo interno de temperatura interna de la caldera. 230

Figura 11.9 Control cascada de velocidad con lazo interno de control de corriente de armadura. 232

Figura 11.10 Lazo simple de control de temperatura de un cuarto grande, identifique perturbaciones y posibles configuraciones de control cascada. 235

Figura 11.11 Control cascada de temperatura con lazo interno de control de flujo de combustible y compensación feedforward estática de temperatura del fluido de alimentación. 237

Figura 11.12 Características de respuesta de una red de adelanto atraso. 238

Figura 11.13 Control cascada de temperatura con lazo interno de control de flujo de combustible y compensación feedforward dinámica de temperatura del fluido de alimentación. 238

Figura 11.14 Comparativo de respuesta ante una perturbación, para casos de lazo abierto, lazo cerrado simple y compensaciones feedforward estática y dinámica. 239

Figura 11.15 Línea de proceso de pintado de lámina. 240

Figura 11.16 Control de posición con compensación feedforward de velocidad. 242

Figura 11.17 Típico lazo de control retroalimentado en un proceso con tiempo muerto ∅. 243

Figura 11.18a Mejorando la respuesta separando el tiempo muerto. 244

Figura 11.18b Modelo utilizado que se cancele la retroalimentación. 244

Figura 11.19 Salida del modelo utilizada como retroalimentación. 245

Figura 11.20 Equivalente a una compensación de tiempo muerto con modelo perfecto. 245

Figura 11.21 Compensación de tiempo muerto. 246

Figura 11.22 Diagrama de bloques de la aproximación de la compensación de tiempo muerto. 247

Figura 11.23 Esquemático de una caldera y variables de modelado. 248

Figura 11.24 Configuración final del control del proceso mediante modelo del proceso en la computadora. 249

Figura 11.25 Control de relación aire – combustible en una caldera. 250

Figura 11.26 Diagrama de bloques de un control de relación aire – combustible en una caldera. 251

Figura 11.27 Agregando un analizador de oxigeno para mejorar la calidad del control. 252

Figura 11.28 Otra configuración de control utilizando un analizador de oxigeno para mejorar la calidad del control. 252

Figura 11.29 Interacción entre variables en un proceso. 253

Figura 11.30 Uso de desacopladores para eliminar la interacción entre lazos de control. 254

AUTOBIOGRAFÍA

Mi nombre es Francisco Humberto González González, el grado que deseo obtener es el de Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con especialidad en Control, el título de la tesis es "Diseño de material didáctico para el curso de Control Digital I Sistemas de adquisición de datos basados en computadora y estrategias básicas de control"

Naci en Nuevo Laredo Tamaulipas el día 21 de Abril de 1957, mi padre es Humberto González Benavides y mi madre es Maria González Treviño

Realicé mis estudios profesionales en la Facultad de Ingeniería Mecanica y Eléctrica de la Universidad Autónoma de Nuevo León, donde me gradué en la carrera de Ingeniero Electricista en Enero de 1979.

De 1979 a la fecha he sido maestro del Departamento de Control en la Coordinación de Electronica He impartido las clases de Servosistemas, Sistemas de Control 2 Control Digital 1 y Electrónica Industrial

Como profesionista en las áreas de Ingeniería Eléctrica y Automatización he participado en proyectos de definición y consultoría en especificaciones, instalación arranque y mantenimiento de equipo electrónico y de automatización relacionado con molinos de laminación, molinos de papel, máquinas IS (vidrio), sistemas anticontaminantes, rectificadoras de rodillos, molinos de tubería y perfil soldadoras de alta frecuencia, control de demanda de energía, equipos de rayos X y equipos de resonancia magnética nuclear

He tenido cursos de entrenamiento en diseño de reguladores para aplicaciones en convertidores y motores de corriente directa (General Electric, 1981) en aceleradores lineales (Siemens, 1984), en control estadístico de calidad (SABA, 1988) en resonancia magnética nuclear (FONAR, 1991) y en convertidores digitales (CEGELEC, 1995)