

Instrumentación Electrónica

Mercedes Román Ruiz

Febrero 2024

FELICES JUEGOS DEL HAMBRE

**Y QUE LA SUERTE ESTE SIEMPRE
DE SU LADO**

Índice general

1. Puente de Wheatstone	5
1. Conexión remota	7
2. Ejemplo de aplicación: Anulación del efecto de la temperatura en galgas extensiométricas	7
2. Amplificador de Instrumentación	9
1. ¿Por qué se utiliza un amplificador de instrumentación en vez de uno diferencial?	10
3. Cálculo del Ch del S&H	13
1. Cálculo del condensador de holding (C_h)	14
4. Problema del Interruptor Abierto	15
1. Interruptores analógicos	15
1.1. El interruptor ideal y el interruptor real	15
1.2. Parámetros de los interruptores analógicos	17
5. Convertidores A/D	19
1. Convertidores A/D paralelos	19
2. Convertidores de aproximaciones sucesivas	19
3. Convertidores tipo servo	20
4. Convertidores sigma-delta	21
5. Convertidores de rampa: simple y doble	21
6. Sensores de Presión	23
1. Elementos mecánicos	24
2. Elementos electromecánicos	24
3. Elementos electrónicos de vacío	25

7. Filtros	27
1. Ventajas de los filtros activos	27
2. Tipos de respuesta del filtro	28
2.1. Butterworth	28
2.2. Chebychev	28
2.3. Bessel	29
3. Algunas definiciones	30
4. Algunos tipos de filtros activos	31
4.1. El Sallen y Key (VCVS)	31
4.2. De retroalimentación múltiple	31
4.3. De variable de estado	32
4.4. El bicuadrático (Bicquad)	32
 8. Sensores de Temperatura	 33
1. Termómetro de vidrio	33
2. Termómetro bimetalico	34
3. Termómetros de bulbo y capilar	34
4. Termómetros de resistencia	34
5. Termistores	35
6. Termopares	36
7. Pirómetros de radiación	36
8. Pirómetros ópticos	37
9. Sensores monolíticos	37

Capítulo 1

Puente de Wheatstone

Los puentes de Wheatstone son los acondicionadores de señal para sensores resistivos más empleados. Consiste en dos divisores de tensión donde la tensión de salida se mide como la diferencia entre los dos potenciales, obteniéndose así el beneficio del rechazo al modo común y eliminación del offset. Si el puente está bien diseñado, esto es, se encuentra equilibrado, en ausencia de la magnitud a medir, la salida será $V_o = 0V$.

- Configuración 1 elemento sensible.

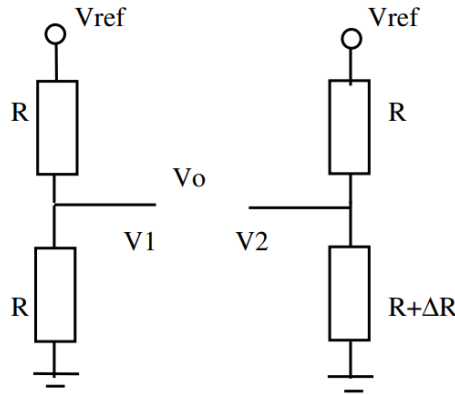


Figura 1.1: Puente de Wheatstone: 1 Elemento Sensible

$$V_o = V_{ref} \left(\frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} - \frac{1}{2} \right) = V_{ref} \left(\frac{2R + 2\Delta R - 2R - \Delta R}{4R + 2\Delta R} \right) = V_{ref} \frac{\Delta R}{4R + \frac{4\Delta R}{2}}$$

Obteniendo finalmente:

$$V_o = V_{ref} \frac{\Delta R}{4R} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{2R}} \quad (1.1)$$

Donde se observa que si $\frac{\Delta R}{2R} \ll 1$ tenemos que:

$$V_o = V_{ref} \frac{\Delta R}{4R} \quad (1.2)$$

- Configuración 2 elementos sensibles.

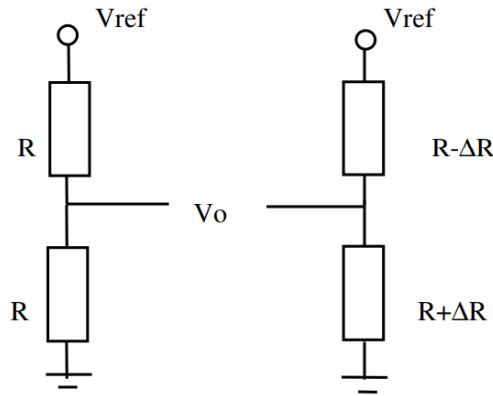


Figura 1.2: Puente de Wheatstone: 2 Elementos Sensibles

$$V_o = V_{ref} \left(\frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R - \Delta R} - \frac{1}{2} \right) = V_{ref} \frac{2R + 2\Delta R - 2R}{4R} = V_{ref} \frac{2\Delta R}{4R}$$

$$V_o = V_{ref} \frac{\Delta R}{2R} \quad (1.3)$$

- Configuración 4 elementos sensibles.

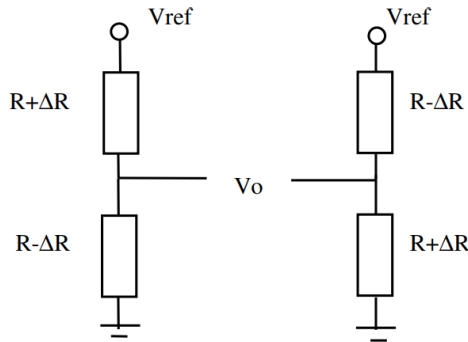


Figura 1.3: Puente de Wheatstone: 4 Elementos Sensibles

$$V_o = V_{ref} \left(\frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R - \Delta R} - \frac{R - \Delta R}{R - \Delta R + R + \Delta R} \right) = V_{ref} \frac{R + \Delta R - R + \Delta R}{2R}$$

$$V_o = V_{ref} \frac{\Delta R}{R} \quad (1.4)$$

Se observa como mejoramos la sensibilidad al añadir más elementos sensibles, aunque también se encarece el montaje y aumenta la dificultad de conseguir elementos apareados.

1. Conexión remota

Otra consideración referida a los puentes de Wheatstone y aplicable a toda medida a distancia, consiste en la consideración de los hilos de conexión. Estos hilos implican la aparición de resistencias en serie al transductor.

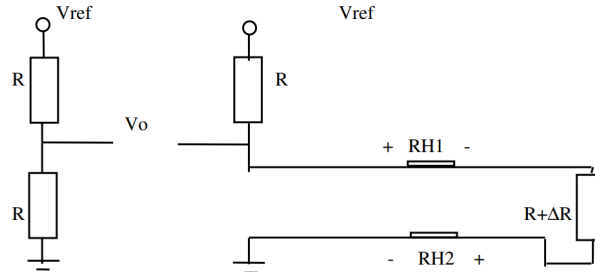


Figura 1.4: Conexión incorrecta de un sensor resistivo a un puente remoto

Este problema se soluciona con el método de conexión de Siemens o de los tres hilos (Figura 1.5). En esta configuración, los potenciales añadidos a V_o por las resistencias de los hilos 1 y 2, se anulan, mientras que el potencial que añadiría la resistencia del hilo 3, es despreciable pues, aunque exista resistencia, no circula corriente apreciable ya que se supone una alta impedancia de entrada del amplificador al que conectemos V_o .

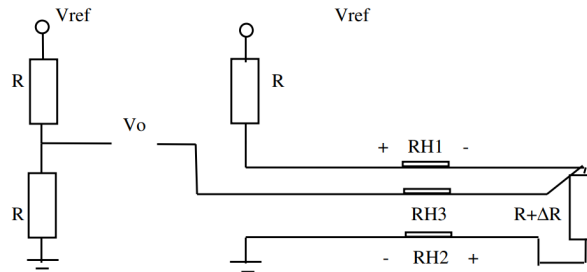


Figura 1.5: Conexión de un sensor resistivo a un puente remoto: método de Siemens o de los tres hilos

2. Ejemplo de aplicación: Anulación del efecto de la temperatura en galgas extensiométricas

Para realizar medidas de fuerza con galgas extensiométricas, se disponen una o varias galgas en configuración de puente de Wheatstone. Para ello se utilizan galgas pasivas (Figura 1.6), que son galgas iguales a las de medida dispuestas junto a ellas para que experimenten los mismos cambios de temperatura, pero que no están sometidas a esfuerzo porque se colocan transversalmente al mismo.

2. EJEMPLO DE APLICACIÓN: ANULACIÓN DEL EFECTO DE LA TEMPERATURA EN GALGAS EXTENSIONOMÉTRICAS

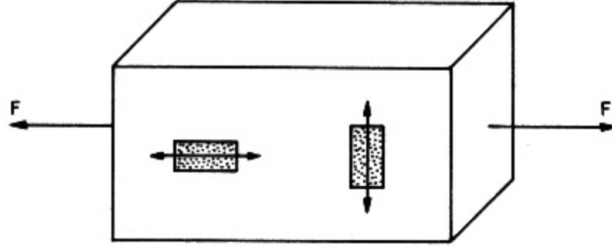


Figura 1.6: Galga pasiva

- Configuración 2 elementos sensibles.

$$\begin{aligned}
 V_o &= V_{ref} \left(\frac{R(1 + \epsilon F)(1 + \alpha \Delta T)}{R(1 + \epsilon F)(1 + \alpha \Delta T) + R(1 + \alpha \Delta T)} - \frac{1}{2} \right) = \\
 &= V_{ref} \frac{2 + 2\epsilon F - 1 - \epsilon F - 1}{2(1 + \epsilon F) + 2} = V_{ref} \frac{\epsilon F}{2(2 + \epsilon F)}
 \end{aligned}$$

Si $2 \gg \epsilon F$ tenemos finalmente que:

$$V_o = V_{ref} \frac{\epsilon F}{4} \quad (1.5)$$

Capítulo 2

Amplificador de Instrumentación

El amplificador de instrumentación es un amplificador diferencial con dos entradas, e_1 y e_2 , y una salida V_o , y que verifica las siguientes especificaciones:

- La tensión de salida es igual a la ganancia, G , multiplicada por la diferencia de las señales de entrada:

$$V_o = G(e_2 - e_1)$$

- La ganancia es programable sobre un rango determinado con un sólo componente.
- El parámetro CMRR es extremadamente alto (idealmente infinito) de modo que el amplificador sólo responde a la diferencia entre las señales de entrada, ignorando la componente de entrada en modo común.
- Posee una alta impedancia de entrada para no cargar las fuentes de entrada.
- Tiene una baja impedancia de salida que hace que el circuito sea inmune a la carga conectada a la salida.

1. ¿POR QUÉ SE UTILIZA UN AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN EN VEZ DE UNO DIFERENCIAL?

1. ¿Por qué se utiliza un amplificador de instrumentación en vez de uno diferencial?

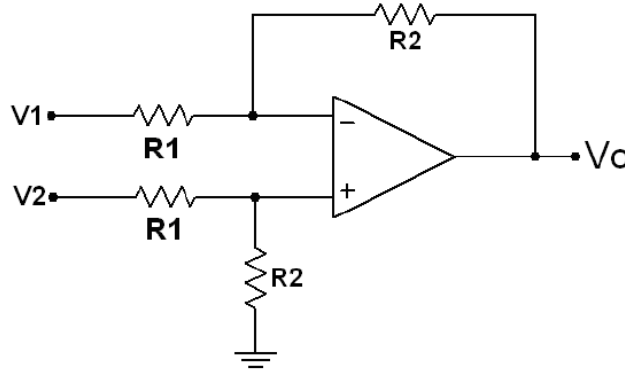


Figura 2.1: Amplificador Diferencial

$$V^+ = V_2 \frac{R_2}{R_2 + R_1} \quad (2.1)$$

$$\frac{V_o - V^-}{R_2} = \frac{V^- - V_1}{R_1}$$

$$R_a V_o - R_a V^- = R_f V^- - R_f V_1$$

Despejando V^- :

$$V^- = \frac{R_a V_o + R_f V_1}{R_a + R_f} \quad (2.2)$$

Igualando las ecuaciones (2.1) y (2.2):

$$V_2 \frac{R_f}{R_f + R_a} = \frac{R_a V_o + R_f V_1}{R_a + R_f}$$

$$V_2 R_f = R_a V_o + R_f V_1$$

Despejando V_o :

$$V_o = \frac{R_f}{R_a} (V_2 - V_1) \quad (2.3)$$

Como se observa, para modificar la ganancia del amplificador diferencial, se requiere modificar dos resistencias, manteniendo a la vez la relación entre ellas. Esto no es sencillo de obtener. Por eso se utilizan los amplificadores de instrumentación, que a pesar de ser más complejos, resuelven el problema.

La configuración más común del amplificador de instrumentación está basada en tres amplificadores operacionales (Figura 2.2).

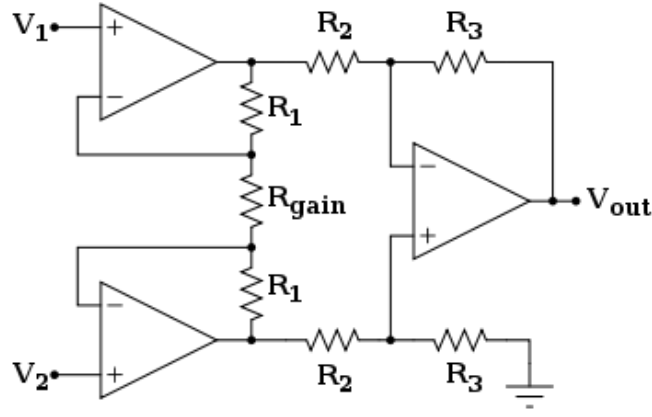


Figura 2.2: Amplificador de Instrumentación: Configuración Básica

$$\frac{V_A - V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_2}{R_g}$$

$$V_A = \frac{R_1}{R_g}(V_1 - V_2) + V_1 \quad (2.4)$$

$$\frac{V_1 - V_2}{R_g} = \frac{V_2 - V_B}{R_1}$$

$$V_B = V_2 - \frac{R_1}{R_g}(V_1 - V_2) \quad (2.5)$$

$$\frac{V_B - e_1}{R_2} = \frac{e_1}{R_3}$$

$$V_B = e_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \quad (2.6)$$

$$\frac{V_o - e_1}{R_3} = \frac{e_1 - V_A}{R_2}$$

$$V_A = e_1 - \frac{R_2}{R_3}(V_o - e_1) \quad (2.7)$$

Igualando las ecuaciones (2.5) y (2.6) y despejando e_1 :

$$\begin{aligned} V_2 - \frac{R_1}{R_g}(V_1 - V_2) &= e_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \\ V_2 \frac{R_g + R_1}{R_g} - V_1 \frac{R_1}{R_g} &= e_1 \frac{R_3 + R_2}{R_3} \\ e_1 &= V_2 \frac{R_3(R_g + R_1)}{R_g(R_3 + R_2)} - V_1 \frac{R_1 R_3}{R_g(R_2 + R_3)} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Igualando las ecuaciones (2.4) y (2.7) y despejando e_1 :

$$\begin{aligned} \frac{R_1}{R_g}(V_1 - V_2) + V_1 &= e_1 - \frac{R_2}{R_3}(V_o - e_1) \\ V_1 \frac{R_1 + R_g}{R_g} - V_2 \frac{R_1}{R_g} &= e_1 \frac{R_2 + R_3}{R_3} - V_o \frac{R_2}{R_3} \end{aligned}$$

1. ¿POR QUÉ SE UTILIZA UN AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN EN VEZ DE UNO DIFERENCIAL?

$$e_1 = V_1 \frac{R_3(R_1 + R_g)}{R_g(R_2 + R_3)} - V_2 \frac{R_1 R_3}{R_g(R_2 + R_3)} + V_o \frac{R_2 R_3}{R_3(R_2 + R_3)} \quad (2.9)$$

Igualando las ecuaciones (2.8) y (2.9) y despejando V_o :

$$\begin{aligned} V_2 \frac{R_3(R_g + R_1)}{R_g(R_3 + R_2)} - V_1 \frac{R_1 R_3}{R_g(R_2 + R_3)} &= V_1 \frac{R_3(R_1 + R_g)}{R_g(R_2 + R_3)} - V_2 \frac{R_1 R_3}{R_g(R_2 + R_3)} + V_o \frac{R_2 R_3}{R_3(R_2 + R_3)} \\ V_o &= \frac{R_2 + R_3}{R_2} \left(V_2 \frac{R_3(R_g + R_1) + R_1 R_3}{R_g(R_2 + R_3)} - V_1 \frac{R_1 R_3 + R_3(R_1 R_g)}{R_g(R_3 + R_2)} \right) = \\ &= \frac{(R_3 R_g + R_3 R_1 + R_1 R_3) V_2 - (R_1 R_3 + R_3 R_1 + R_3 R_g) V_1}{R_g R_2} = \frac{2 R_3 R_1 + R_3 R_g}{R_g R_2} (V_2 - V_1) \end{aligned}$$

Finalmente obtenemos que:

$$V_o = \frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{2 R_1}{R_g} \right) (V_2 - V_1) \quad (2.10)$$

Capítulo 3

Cálculo del Ch del S&H

El tiempo necesario para la cuantificación y la codificación de señales depende de la resolución deseada, del método de conversión y de la velocidad de los componentes empleados. Por otra parte, la velocidad con que se debe convertir una señal depende de sus variaciones temporales y de la exactitud deseada. Pero no sólo deber ser el CAD suficientemente rápido de acuerdo con el criterio Nyquist, sino que además debiera hacer la conversión de forma instantánea, pues de lo contrario se tiene una incertidumbre en la amplitud de la señal adquirida. Si la conversión dura un tiempo t_c , la salida obtenida corresponderá al valor de la señal en algún momento dentro de dicho intervalo de tiempo, pero no se sabe cuál.

Un amplificador de muestreo y retención soluciona este problema a base de tomar una muestra de la tensión de entrada y almacenarla en un condensador durante el tiempo que dure la conversión. De este modo no hace falta que la conversión sea muy rápida; basta que lo sea la adquisición de la muestra. La salida del CAD corresponde entonces al valor de la entrada en el instante de muestreo. El tiempo de conversión vendrá limitado solamente por el criterio de Nyquist.

Independientemente de los detalles del circuito o del tipo de S&H en cuestión, todos estos dispositivos tienen cuatro componentes principales. El amplificador de entrada, el dispositivo de almacenamiento de energía (condensador), el búfer de salida y los circuitos de conmutación son comunes a todos los S&H. En la figura 3.1 se muestra la configuración típica del circuito de muestreo y retención.

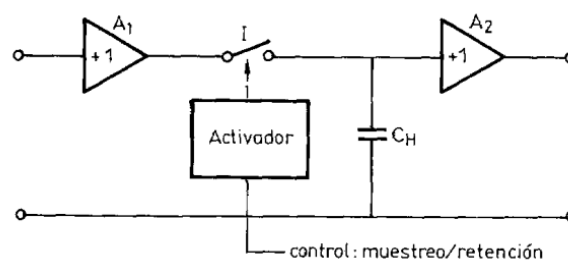


Figura 3.1: Circuito de Muestreo y Retención (S&H): Configuración Básica

1. Cálculo del condensador de holding (C_h)

Si se elige un C_h excesivamente pequeño, se cargará muy rápidamente pero podrá no retener la información suficiente tiempo. Si se elige un C_h excesivamente grande, mantendrá la información durante bastante tiempo pero se tardará mucho en cargarlo con lo que podría incumplir el tiempo de asentamiento estipulado. La solución deberá estar entre dos valores ($C_{h,min}$ y $C_{h,max}$) que satisfagan ambos requisitos.

■ Cálculo de $C_{h,max}$.

Si es demasiado grande podríamos incumplir el tiempo de asentamiento estipulado. La limitación está pues en el tiempo de asentamiento: hemos de garantizar que el condensador alcanza el valor final (menos el error permitido) durante el tiempo de asentamiento.

De las condiciones de carga consideraremos la $I_{o,max}$ ya que las otras dos son menos relevantes y, en todo caso, se suponen minimizadas por el fabricante del S&H.

En consecuencia consideramos la carga de un condensador a corriente constante (mientras no se alcance el valor final se puede considerar el AO cortocircuitado y, por tanto, entregando la $I_{o,max}$ de cortocircuito).

$$Q = I \times T = C \times V$$

$$C = I \times \frac{T}{V}$$

Donde:

- C : $C_{h,max}$
- I : $I_{o,max}$
- T : T_s (tiempo de asentamiento)
- V : V_{fs} (tensión de fondo de escala)

■ Cálculo de $C_{h,min}$.

La descarga del condensador se produce por las corrientes de fuga que podemos considerar constantes (I_{fugas}).

El condensador deberá mantener el valor de la señal durante el tiempo de conversión (T_c) con un error no superior al permitido ($Error$).

$$C_{h,min} = I_{fugas} \frac{T_c}{Error}$$

Se elegirá un valor comprendido entre $C_{h,min}$ y $C_{h,max}$. Una vez elegido se comprobará que cumple con las otras condiciones.

$$C_{h,min} = I_{fugas} \frac{T_c}{Error}$$

$$C_{h,max} = I_{o,max} \frac{T_s}{V_{fs}}$$

Capítulo 4

Problema del Interruptor Abierto

1. Interruptores analógicos

Un interruptor analógico consiste en un transistor, normalmente de efecto de campo (FET), que se lleva a conducción o a saturación mediante una señal de control digital. Dado que el nivel y la velocidad de ésta pueden ser insuficientes para producir una transición rápida entre los dos estados, suele disponerse un activador entre la señal de control digital y el terminal de control del transistor.

1.1. El interruptor ideal y el interruptor real

En la figura 4.1 se presenta el modelo eléctrico de un interruptor analógico real, abierto y cerrado, en continua y en alterna, cuando consiste en un transistor FET; la adición de todos los elementos indicados permite considerar al interruptor I como ideal. I_S es la corriente de fugas del surtidor, I_D es la de fugas del drenador y R_{ON} es la resistancia entre drenador y surtidor en estado de conducción.

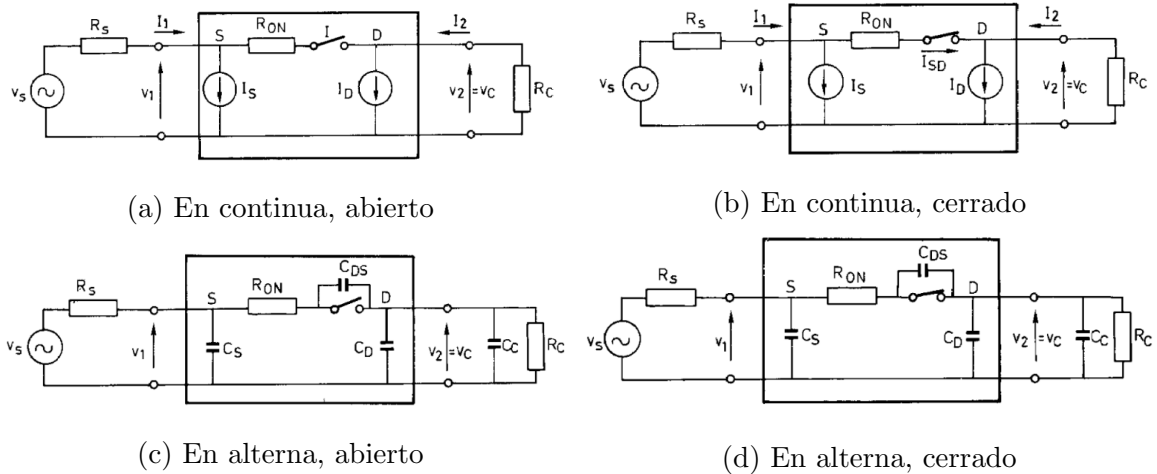


Figura 4.1: Modelos eléctricos para un interruptor real basado en un transistor FET.

Errores en continua

En corriente continua, cuando el interruptor está abierto la tensión de salida debería ser $v_2 = 0$, y sin embargo tenemos

$$v_2 = -I_2 R_c = -I_D R_c \quad (4.1)$$

Dado que la salida debería ser nula, no cabe hablar de error relativo. El error absoluto E referido a la entrada v_s es

$$\frac{E}{v_s} = \frac{v_2 - 0}{v_s} \quad (4.2)$$

Cuando el interruptor está cerrado deberíamos tener $v_2 = v_1 = v_s$, e $I_1 = 0$, y sin embargo tenemos

$$I_1 = I_S + I_S D = I_S + I_D - I_2 \quad (4.3)$$

$$v_2 = -I_2 R_c \approx \frac{v_s}{R_S + R_{ON} + R_C} R_C \quad (4.4)$$

Hay, pues, un error relativo

$$\varepsilon \approx \frac{v_s - v_2}{v_s} = \frac{-(R_S + R_{ON})}{R_S + R_{ON} + R_C} \quad (4.5)$$

Dado que tanto I_S como I_D son muy pequeñas, y a la vez R_C puede ser fácilmente $1M\Omega$ los errores que se cometen en continua cuando se emplean interruptores FET son muy pequeños. Al factor $R_C/(R_C + R_{ON})$ se le denomina pérdidas por inserción, IL, (Insertion Loss), y se expresa en decibelios

$$IL(dB) = 20 \log \frac{R_C}{R_C + R_{ON}} \quad (4.6)$$

Errores en alterna

Cuando la señal de entrada al interruptor es alterna, hay que tener en cuenta las capacidades parásitas del interruptor y de la carga. La presencia de capacidades parásitas afecta por una parte al tiempo de respuesta (tiempo de establecimiento, settling time) en la apertura y cierre, y al aislamiento entrada-salida cuando el interruptor está abierto.

El error relativo que se comete al medir la salida en un instante t será

$$\varepsilon = \frac{v_o(t) - v_i(t)}{v_i(t)} = \frac{-\frac{1}{1+\omega^2\tau^2} \exp(-t/\tau) + \frac{1}{(1+\omega^2\tau^2)^{1/2}} \cos(\omega t - \theta)}{\cos(\omega t)} - 1 \quad (4.7)$$

y, por lo tanto, depende no sólo del factor t/τ como sucede para una entrada continua, sino también de $\omega\tau$.

Velocidad de conmutación

En un interruptor ideal la apertura y el cierre del circuito son inmediatos. En un interruptor real hay un retardo desde que se da la orden, en forma de señal digital, hasta que se alcanza la situación final en el canal. Este retardo suele especificarse mediante el denominado tiempo de conmutación, t_c , que se define para una señal de entrada v_s constante (positiva o negativa).

1.2. Parámetros de los interruptores analógicos

Los parámetros de los interruptores analógicos se pueden agrupar según se regieran al contacto (impedancia, entrada, salida), a la conmutación, al control de la conmutación, y a las características ambientales, incluida la alimentación.

■ Características del contacto.

- $R_{ON} : R_{DS}$, resistencia óhmica entre surtidor y drenador cuando está cerrado; varía con la señal, la alimentación y la temperatura. El valor y la dependencia con la señal decrecen para tensiones de alimentación altas y temperaturas bajas.
- ΔR_{ON} : diferencia entre R_{ON} para interruptores con un mismo encapsulado.
- I_{DS} : corriente (máxima) a través del interruptor cerrado. Se especifica un valor para corriente continua y otro para alterna.
- I_D, I_S : corrientes respectivas en los terminales D o S.
- C_D, C_S : capacidad respectiva entre los terminales D o S, y la masa (terminal de referencia). Dependen de la condición ON/OFF.
- C_{DS} : capacidad entre los terminales D y S. Determina el aislamiento.
- C_{DD}, C_{SS} : capacidad entre los terminales D y entre los terminales S de distintos interruptores en un mismo encapsulado. Influye en la diafonía entre canales.

■ Características de conmutación.

- t_{ON} : retardo entre el 50 % de la señal de control y el instante cuando se considera que el interruptor está cerrado.
- t_{OFF} : retardo entre el 50 % de la señal de control y el instante cuando se considera que el interruptor está abierto.
- Operación bbm o mbb: En interruptores dobles, la apertura del circuito precede al cierre del otro (operación bbm -*break before make*-) o al revés (operación mbb -*make before break*-).

■ Características de control.

- V_{INL} : tensión umbral para tener el estado «bajo».
- V_{INH} : tensión umbral para tener el estado «alto».
- I_{INL}, I_{INH} : corriente respectiva en la entrada de control.
- C_{IN} : capacidad entre la entrada digital y masa.
- Inyección de carga: carga inyectada desde el terminal de control a la salida.

Capítulo 5

Convertidores A/D

1. Convertidores A/D paralelos

Los denominados convertidores «flash» son un tipo de CAD paralelo que consisten, para n bits, en un divisor de tensión con 2^{n-1} tomas intermedias. Cada toma se conecta a un comparador analógico de alta velocidad, cuya otra entrada va conectada a la tensión a convertir. Este método de conversión es el más rápido disponible comercialmente. Su principal inconveniente es que necesita 2^{n-1} comparadores, por lo que sólo puede concebirse como CI LSI, no a base de componentes discretos.

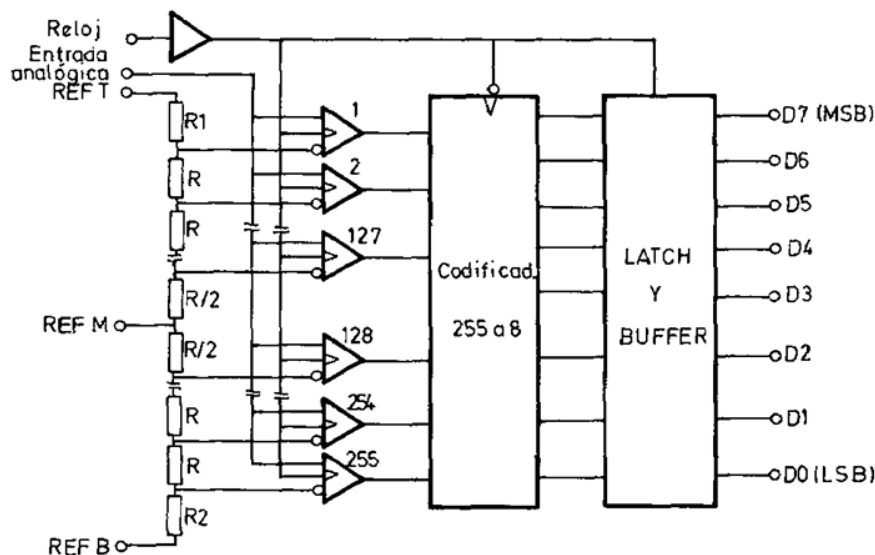


Figura 5.1: Diagrama de bloques del convertidor paralelo TLC5502 (*Texas Instruments*)

2. Convertidores de aproximaciones sucesivas

El algoritmo de aproximaciones sucesivas ofrece un buen compromiso entre velocidad y complejidad, y es el más frecuente cuando no se trata de obtener una exactitud muy elevada.

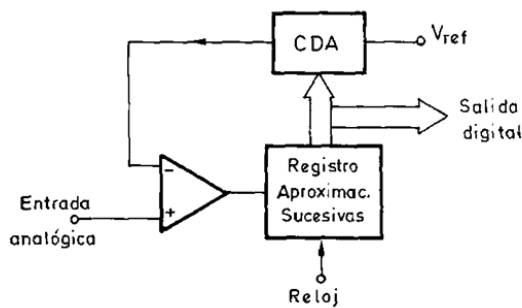
Hay muchos modelos de 8, 10, 12, 14 y 16 bits, con tiempos de conversión entre 1 y $100\mu s$. Se puede montar con componentes discretos, pero su coste supera el de muchos de los CI disponibles.

El método consiste en ir comparando la tensión de entrada con una tensión analógica generada internamente con un CDA, cuya entrada digital incrementa o decrementa según que el resultado de la comparación indique, respectivamente, que la tensión de entrada es inferior o superior a la tensión generada internamente. Los errores del CDA pueden llevar a no linealidades.

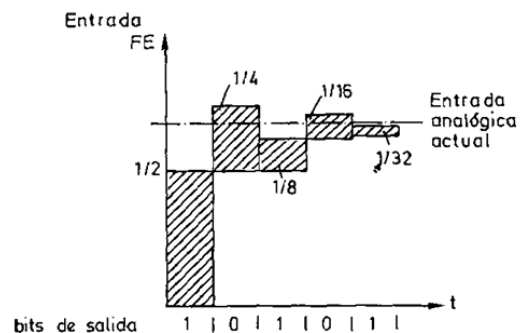
El tiempo de conversión aumenta al hacerlo la resolución deseada, pero es independiente de la amplitud de la entrada. El límite actual es de unas 10^6 conversiones para 12 bits. Dado que el resultado de una comparación no se fija en el registro de salida hasta que llega el ciclo del reloj siguiente a aquel en el que se ha efectuado la comparación, si la frecuencia de reloj es f_r el tiempo de conversión para n bits es:

$$t_c = \frac{n + 1}{f_r} \quad (5.1)$$

Un inconveniente de este método es su no linealidad si la entrada varía durante el tiempo de conversión. Para evitar que la entrada cambie durante la conversión, se precede al CAD con un amplificador S&H; esto no evita, sin embargo, que la muestra tomada pueda venir influida por el posible ruido en la entrada. En cualquier caso son, pues, convertidores muy susceptibles al ruido.



(a) Esquema simplificado de un CAD basado en el algoritmo de aproximaciones sucesivas.



(b) Asignación de valor a los bits de salida en comparaciones sucesivas.

Figura 5.2

3. Convertidores tipo servo

Este tipo de convertidor está basado también en la comparación de la entrada con una tensión analógica generada con un CDA, pero en este caso la palabra digital es la salida de un contador bidireccional. Al iniciar la conversión, el contador se pone a cero, y su salida va incrementando hasta que rebasa el valor de la entrada, situación que es detectada por el comparador. Una vez ha «alcanzado» a la entrada, cualquier posible cambio pequeño en ésta es seguido rápidamente, contando o descontando, y de ahí la analogía como un servosistema.

La máxima velocidad (SR, *Slew Rate*) de la señal de entrada que el sistema realimentado puede seguir, está limitada por la frecuencia de reloj f_r .

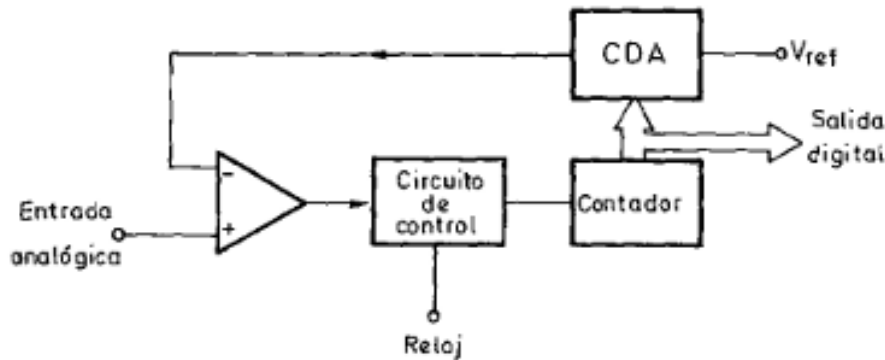


Figura 5.3: Convertidor A/D tipo servo *tracking*.

4. Convertidores sigma-delta

Conocidos también como convertidores delta-sigma, convertidores de 1 bit y convertidores con sobremuestreo, se están convirtiendo en los favoritos para aplicaciones de alta resolución a frecuencias bajas y medias. Constan de un modulador analógico y de un circuito de filtrado y diezmado. El modulador analógico convierte la señal de entrada en una salida de dos niveles (1 bit) y alta velocidad (de aquí el «sobremuestreo»), y consta de uno o varios integradores, un comparador cuya salida se almacena en un cerrojo, y un CDA de 1 bit (o más en algunos modelos). El circuito sustrae (de ahí la «delta») la salida del CDA de la entrada analógica e integra (de ahí la «sigma») el resultado. La salida del integrador se compara con cero a alta velocidad, de modo que se tiene una secuencia de unos y ceros a alta velocidad. El CDA en el lazo de realimentación intenta mantener la salida del integrador próxima a cero; puede ser una simple fuente de corriente. El filtro digital elimina el ruido de alta frecuencia introducido por el modulador analógico. El diezmador ofrece las muestras de salida a una velocidad menor de la disponible a la salida del comparador, pero con mayor resolución.

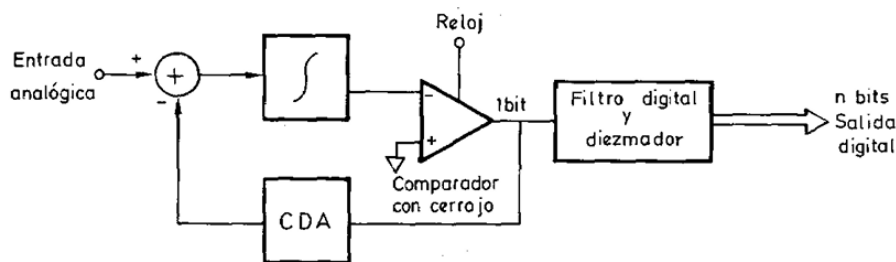


Figura 5.4: Estructura básica de un CAD sigma-delta.

5. Convertidores de rampa: simple y doble

Este método de conversión consiste en convertir primero la tensión de entrada en otra magnitud, y después convertir esta magnitud en una salida digital. En los denominados

convertidores de rampa, la magnitud intermedia es el intervalo de tiempo de carga o descarga de un condensador.

En el caso de rampa simple, se integra la tensión de referencia hasta que la salida del integrador iguale a la tensión de entrada. El tiempo que se tarda en llegar a esta situación depende de la magnitud de la tensión de entrada, y se mide con un reloj y un contador internos. La precisión depende de la frecuencia del reloj, de la estabilidad de la tensión de referencia y de la capacidad del condensador de integración.

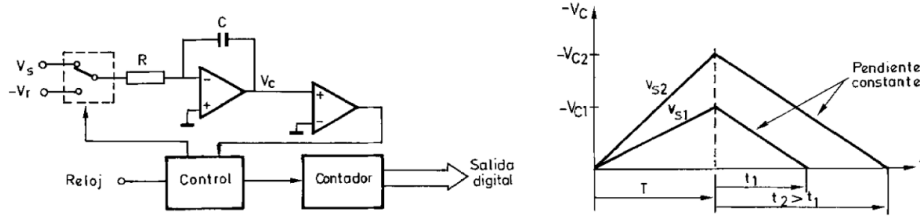


Figura 5.5: Convertidor A/D de doble rampa.

En los convertidores de doble rampa, se integra la señal de entrada v_s , constante, en un condensador durante un tiempo prefijado T , y luego se descarga el condensador hasta cero, empleando una corriente conocida determinada por la tensión de referencia, V_r . En la fase de integración, la tensión en el condensador alcanza un valor

$$V_C = \frac{1}{\tau} \int_0^T -v_s dt = \frac{v_s}{\tau} T \quad (5.2)$$

donde $\tau = RC$ es la constante de tiempo del integrador. La descarga hasta $0V$, empleando la tensión de referencia $-V_r$, para establecer la corriente de descarga, dura un tiempo t tal que

$$0 - v_s = \frac{1}{\tau} \int_T^{T+t} -(-V_r) dt = \frac{V_r}{\tau} t \quad (5.3)$$

De estas ecuaciones se obtiene

$$t = T \frac{v_s}{V_r} \quad (5.4)$$

Resulta, pues, que el tiempo que dura la descarga es proporcional a la amplitud de la entrada. Dado que el reloj con que se miden los tiempos y el condensador de integración son los mismos en la fase de carga y en la de descarga, su exactitud no influye en la precisión de la conversión, siempre y cuando permanezcan estables durante el tiempo de la conversión. La exactitud del convertidor depende sólo de la tensión de referencia y de los errores de cero internos. Este método de conversión es inherentemente lineal.

Capítulo 6

Sensores de Presión

La presión es una fuerza por unidad de superficie y puede expresarse en unidades tales como Pascal (S.I.), bar, atmósferas, kilogramos por centímetro cuadrado y psi (libras por pulgada cuadrada).

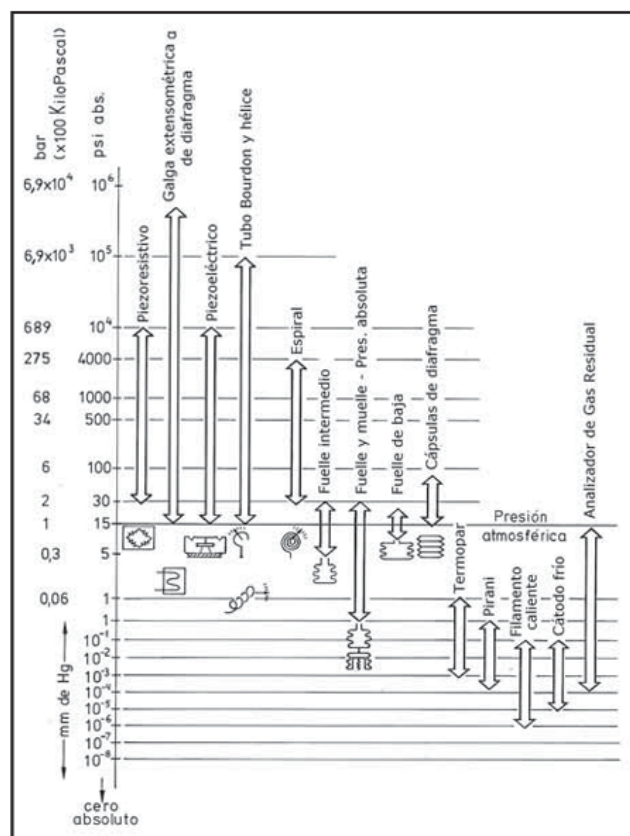


Figura 6.1: Instrumentos de presión y campo de aplicación

Las clases de presión absoluta o diferencial que los instrumentos miden comúnmente en la industria son:

- *Presión absoluta* que se mide con relación al cero absoluto de presión.

- *Presión atmosférica* es la presión ejercida por la atmósfera terrestre a nivel del mar medida mediante un barómetro.
- *Presión relativa*, que es la diferencia entre la presión absoluta y la atmosférica del lugar donde se realiza la medición.
- *Presión diferencial* es la diferencia entre dos presiones.
- *Vacío* es la diferencia de presiones entre la presión atmosférica existente y la presión absoluta, es decir, es la presión medida por debajo de la atmosférica.

1. Elementos mecánicos

Podemos dividirlos en elementos primarios de medida directa que miden la presión comparándola con la ejercida por un líquido de densidad y altura conocidas (barómetro cubeta, manómetro de tubo en U, manómetro de tubo inclinado, manómetro de toro pendular, manómetro de campana) y en elementos primarios elásticos que se deforman con la presión interna del fluido que contienen.

Los elementos primarios elásticos más empleados son el tubo de Bourdon, el elemento en espiral, el helicoidal, el diafragma y el fuelle.

Los materiales empleados normalmente son acero inoxidable, aleación de cobre o níquel o aleaciones especiales como hastelloy y monel.

2. Elementos electromecánicos

Los elementos electromecánicos de presión utilizan un elemento mecánico combinado con un transductor eléctrico, que genera la correspondiente señal eléctrica. Se clasifican según el principio de funcionamiento en los siguientes tipos: resistivos, magnéticos, capacitivos, extensométricos y piezoeléctricos.

Los elementos resistivos están constituidos de un elemento elástico que varía la resistencia óhmica de un potenciómetro en función de la presión.

Los elementos de inductancia variable utilizan el transformador diferencial variable lineal que proporciona una señal en c.a. proporcional al movimiento de una armadura de material magnético situada dentro de un imán permanente o una bobina que crea un campo magnético.

Los elementos de reluctancia variable se basan en el desplazamiento mecánico, debido a la presión, de un núcleo magnético situado en el interior de una o dos bobinas.

Los elementos capacitivos se basan en la variación de capacidad que se produce en un condensador al desplazarse una de sus placas por la aplicación de presión.

Los elementos de galgas extensiométricas se basan en la variación de longitud y de diámetro, y por lo tanto de resistencia, que tiene lugar cuando un hilo de resistencia se encuentra sometido a una tensión mecánica por la acción de una presión.

Los elementos piezoeléctricos son materiales cristalinos que, al deformarse físicamente por la acción de una presión, generan un potencial eléctrico. Dos materiales típicos en

los transductores piezoeléctricos son el cuarzo y el titanato de bario, capaces de soportar temperaturas del orden de 150°C en servicio continuo y de 230°C en servicio intermitente.

Los elementos de película delgada son sensores piezoresistivos, adecuados para presiones superiores a 25 bar, que consisten en membranas cubiertas con una capa de resistencia, cuyo valor cambia con la aplicación de presión.

3. Elementos electrónicos de vacío

Los elementos electrónicos de vacío se emplean para la medida de alto vacío, son muy sensibles y se clasifican en los siguientes tipos:

- Medidos McLeod
- Mecánicos - Tubo Bourdon, fuelle y diafragma.
- Propiedades de un gas - Conductividad térmica.
- Térmicos - Termopar, Pirani, bimetel.
- Ionización - Filamento caliente, cátodo frío.

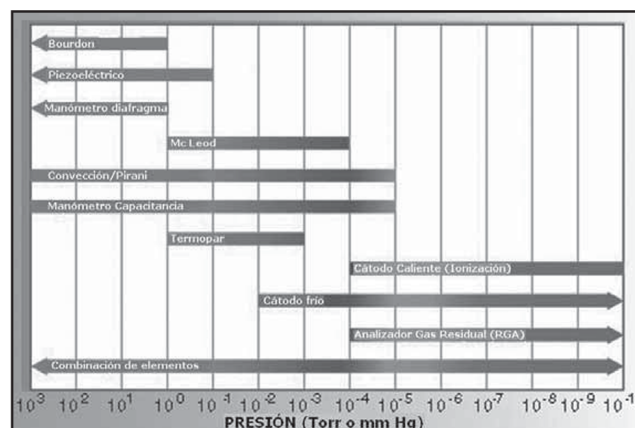


Figura 6.2: Campos de trabajo de los elementos electrónicos de vacío.

Capítulo 7

Filtros

Un filtro, sea activo o pasivo (que no contiene amplificadores), permiten que cierta porción del espectro de frecuencias pase por su salida. El filtro se clasifica de acuerdo con la porción del espectro de frecuencias que deja pasar.

Los filtros paso-bajos dejan pasar frecuencias desde cero hasta alguna frecuencia de corte seleccionada, f_c , y atenúan todas las frecuencias superiores a f_c . A la gama de frecuencias de cero a f_c se le llama banda de paso. A la gama de frecuencias superiores a f_b se le llama banda de bloqueo. A la gama de frecuencias de f_c a f_b se le llama región de transición. La proporción en que varía la atenuación en la región de transición es una característica importante del filtro. La frecuencia a la cual el voltaje de salida del filtro cae a un valor de 0.707 de su valor en la banda de paso (o sea, que ha disminuido en 3 dB) es la frecuencia de corte, f_c . La frecuencia a la cual el voltaje de salida está 3 dB arriba del valor en la banda de bloqueo es f_b .

El filtro paso-altos atenúa todas las frecuencias hasta f_c y deja pasar todas las frecuencias superiores a f_c hasta el límite de frecuencia del filtro paso-altos.

Un filtro paso-banda deja pasar todas las frecuencias entre una frecuencia inferior de corte, f_1 , y una frecuencia superior de corte, f_2 . Todas las frecuencias inferiores a f_1 y superiores a f_2 son atenuadas. Las gamas de frecuencias de f'_1 a f_1 y de f_2 a f'_2 son las regiones de transición. La frecuencia central f_0 se considera como la media geométrica de f_1 y f_2 y se encuentra a partir de esta ecuación:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (7.1)$$

1. Ventajas de los filtros activos

Las ventajas de los filtros activos respecto a los pasivos son las siguientes:

1. Utilizan resistencias y condensadores que se comportan más idealmente que los inductores.
2. Son relativamente baratos.
3. Pueden dar ganancia en la banda de paso y rara vez tienen pérdidas severas (como las tienen los filtros pasivos).

4. El empleo de amp-ops en los filtros activos proporciona separación entre la entrada y la salida. Esto permite que los filtros activos puedan conectarse fácilmente en cascada a fin de obtener un mejor funcionamiento.
5. Los filtros activos son relativamente fáciles de alinear.
6. Se pueden construir filtros de muy baja frecuencia usando componentes de poco valor.
7. Los filtros activos son pequeños y ligeros.

Los filtros activos tienen desventajas. Requieren una fuente de alimentación y su frecuencia máxima está limitada a la frecuencia más alta de operación del amp-op.

2. Tipos de respuesta del filtro

2.1. Butterworth

La respuesta de un filtro Butterworth (Figura 7.1) es muy plana en la banda de paso. Se dice que su respuesta es máximamente plana. La variación de atenuación de un filtro Butterworth en la región de transición es de 20dB/década por cada polo. La respuesta de fase de un filtro Butterworth no es lineal. Dicho de otro modo, el tiempo necesario para que una señal se propague a través del filtro no es lineal con la frecuencia. Por tanto una respuesta de escalón o pulso aplicado a un filtro Butterworth provocará un exceso en la salida. Este filtro se usa cuando todas las frecuencias de la banda de paso deben tener la misma ganancia.

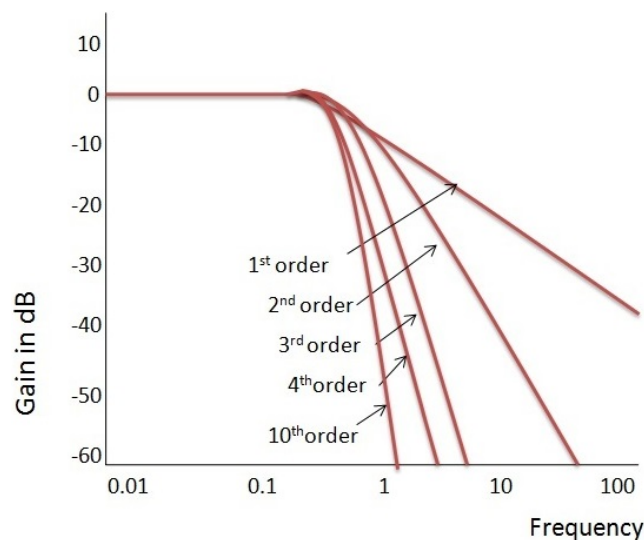


Figura 7.1: Curva de respuesta del filtro Butterworth.

2.2. Chebychev

Un filtro Chebyshev tendrá ondulaciones en la banda de paso, pero no en la banda de bloqueo. Mientras más alto sea el orden del filtro, más ondulaciones aparecerán en la banda de paso. La amplitud de la ondulación puede establecerse en el filtro al diseñarlo y casualmente

se fija a 0.5 dB, 1 dB, 2 dB ó 3 dB. Mientras más ondulación se permita, más atenuación se obtendrá en la región de transición.

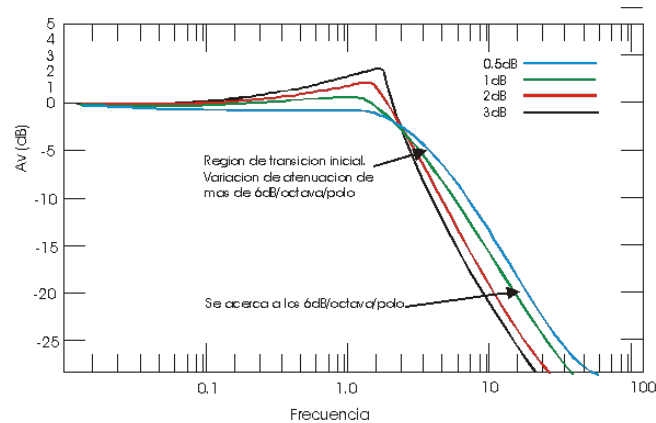


Figura 7.2: Curva de respuesta del filtro Chebyshev.

2.3. Bessel

A los filtros Bessel se les llama filtros de fase lineal o de retraso lineal en el tiempo. El retraso de fase de una señal, de la entrada a la salida, aumenta linealmente con la frecuencia. Por tanto, los filtros Bessel casi no tienen exceso con una entrada de respuesta en escalón. Esta característica hace que sean los mejores para filtrar ondas rectangulares sin alterar la forma de la onda..

Los filtros Bessel tienen una variación de atenuación en la región de menos de 20 dB/década. La frecuencia de corte del Bessel se define como la frecuencia a la cual el retraso de fase del filtro es la mitad del retraso de fase máximo. La frecuencia de 3 dB de un filtro Bessel no es la f_c definida.

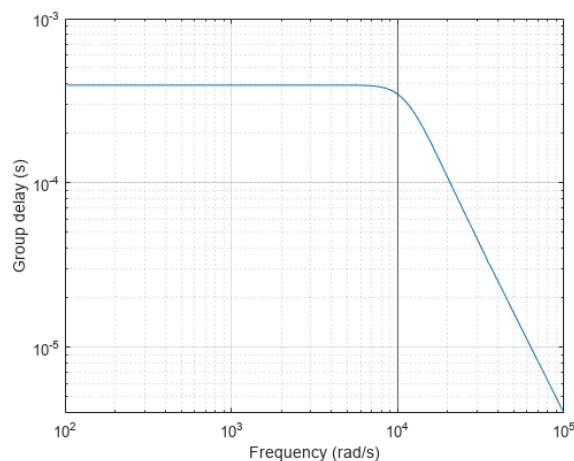


Figura 7.3: Curva de respuesta del filtro Bessel.

3. Algunas definiciones

El factor de amortiguación, α , determina la forma de la región de transición y el exceso de la respuesta de banda de paso cerca de la región de transición. Por tanto determina la forma de la respuesta del filtro y el tipo de filtro. Un filtro Bessel, un Butterworth y un Chebyshev podrían tener el mismo diagrama, que sólo diferirá en los valores de los componentes.

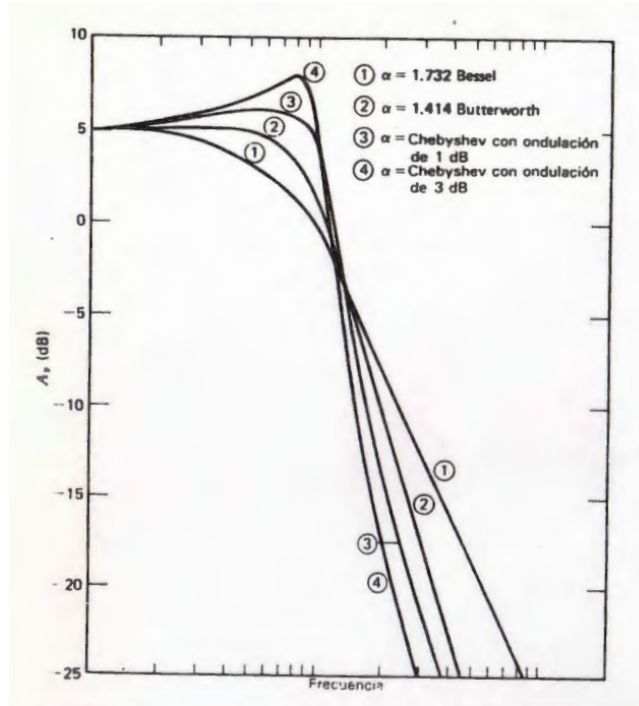


Figura 7.4: Respuestas de paso-bajas variando el factor de amortiguación.

El factor de calidad, Q , es la relación entre la frecuencia central de paso-banda y las frecuencias de 3 dB en un circuito paso-banda.

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{\sqrt{f_1 f_2}}{f_2 - f_1} \quad (7.2)$$

donde

- $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$ = frecuencia central
- f_1 = frecuencia inferior de 3dB
- f_2 = frecuencia superior de 3dB

En el caso de los filtros activos,

$$Q \approx \frac{1}{\alpha} \quad (7.3)$$

La ganancia del filtro activo en su banda de paso es la ganancia de banda de paso.

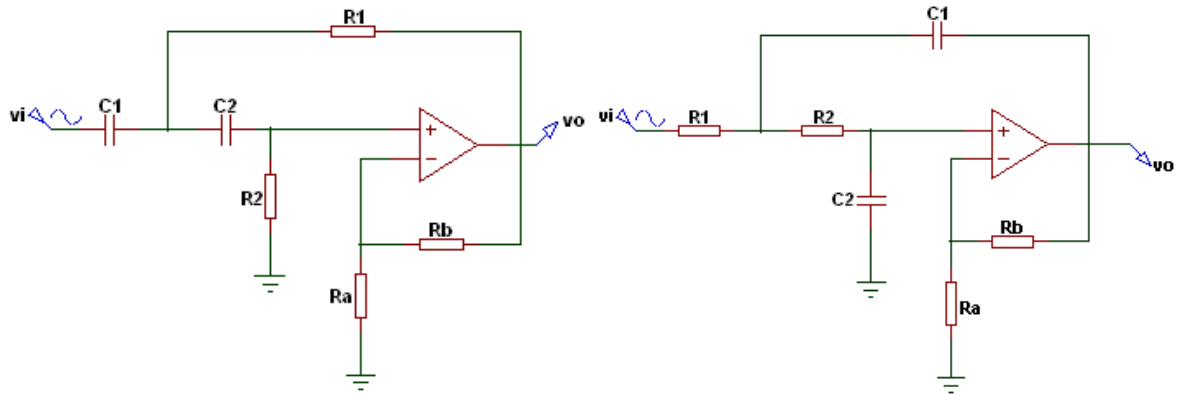
$$A_p \approx \frac{V_{sal}}{V_{ent}} \quad (7.4)$$

La sensibilidad, S , es la proporción en que varía un parámetro del filtro conforme se varía otro parámetro.

4. Algunos tipos de filtros activos

4.1. El Sallen y Key (VCVS)

VCVS son las siglas en inglés de fuente de voltaje controlada por voltaje. En estos circuitos, el amp-op se usa como VCVS. Como hay dos circuitos RC , R_1C_1 y R_2C_2 , los circuitos que se muestran son de segundo orden. En el circuito de paso-bajas, R_1C_1 y R_2C_2 son integradores. En el circuito de paso-altas, R_1C_1 y R_2C_2 son diferenciadores. R_A y R_B determinan el factor de amortiguación.



(a) Filtro paso-altas de segundo orden.

(b) Filtro paso-bajas de segundo orden.

4.2. De retroalimentación múltiple

El filtro activo de retroalimentación múltiple es un filtro paso de banda, sencillo y de buen funcionamiento, para Q s de bajos a moderados, hasta de 10 aproximadamente. Este circuito se muestra en la figura —. Se observa como la retroalimentación tiene lugar a través de C_1 y de R_3 . R_1 y C_1 proporcionan la respuesta paso-bajas y R_3 y C_2 proporcionan la respuesta paso-altas. La retroalimentación proporciona la maximización (Q) cerca de f_0 . R_2 se puede omitir; pero se modifica el procedimiento de cálculo de los componentes. $R - 2$ eleva la R_{ent} y ofrece una ganancia controlable de banda de paso.

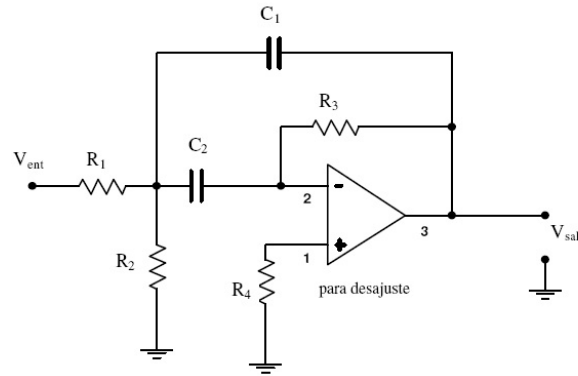


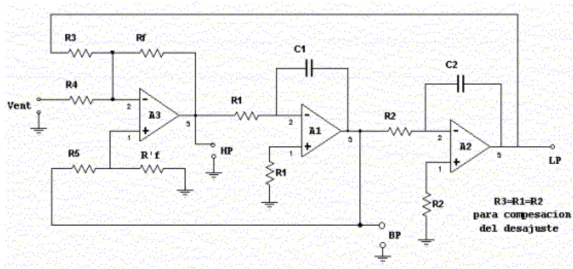
Figura 7.6: Filtros paso-banda de retroalimentación múltiple.

4.3. De variable de estado

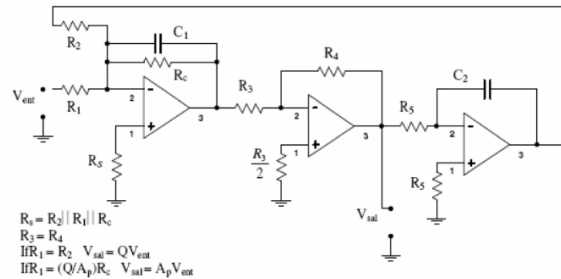
El filtro de variable de estado es muy estable, tienen bajas sensibilidades Q y α y hay poca interacción entre los ajustes de frecuencia y el Q . Si se usa como filtro paso-banda se pueden obtener Q s estables hasta de 100. El filtro con variable de estado, llamado a veces “filtro activo universal”, se usa en muchos filtros activos comerciales.

4.4. El bicuadrático (Bicud)

El filtro bicuadrático (bicud) es un filtro activo muy estable, fácil de conectar en cascada, capaz de dar Q s de más de 100 en la aplicación paso-banda. Una de las características del bicud es que su ancho de banda permanece constante a medida que se varía su frecuencia, de manera que su Q aumenta con la frecuencia en los filtros ajustables.



(a) Filtros de Variable de Estado.



(b) Filtro bicuadrático paso-banda.

Capítulo 8

Sensores de Temperatura

La medida de la temperatura es una de las más comunes y de las más importantes que se efectúan en los procesos industriales. Casi todos los fenómenos físicos están afectados por ella.

Existen diversos fenómenos que son influidos por la temperatura y que son utilizados para medirla:

- Variaciones en volumen o en estado de los cuerpos (sólidos, líquidos o gases).
- Variación de resistencia de un conductor (sondas de resistencia).
- Variación de resistencia de un semiconductor (termistores).
- La fuerza electromotriz creada en la unión de dos metales distintos (termopares).
- Intensidad de la radiación total emitida por el cuerpo (pirómetros de radiación).
- Otros fenómenos utilizados en laboratorio (velocidad del sonido en un gas, frecuencia de resonancia de un cristal, etc.)

De este modo, se emplean los siguientes instrumentos: termómetros de vidrio, termómetros bimetalicos, elementos primarios de bulbo y capilar rellenos de líquido, gas o vapor, termómetros de resistencia, termopares, pirómetros de radiación, termómetros ultrasónicos y termómetros de cristal de cuarzo.

1. Termómetro de vidrio

El termómetro de vidrio consta de un depósito de vidrio que contiene, por ejemplo, mercurio (-35°C hasta 280°C), pentano (-200°C hasta 20°C) o alcohol (-110°C hasta 50°C) y que al calentarse, se expande y sube en el tubo capilar.

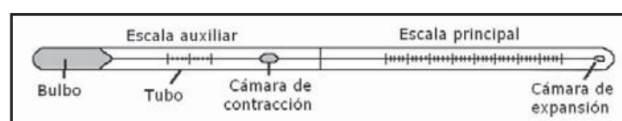


Figura 8.1: Termómetro de vidrio

2. Termómetro bimetalico

Los termómetros bimetalicos se fundamentan en el distinto coeficiente de dilatación de dos metales diferentes laminados conjuntamente, que se deforma cuando se produce un cambio de temperatura.

3. Termómetros de bulbo y capilar

Los termómetros tipo bulbo y capilar consisten, esencialmente, en un bulbo conectado por un capilar a una espiral. Cuando la temperatura del bulbo cambia, el gas o el líquido en el bulbo se expande y la espiral tiende a desenrollarse, moviendo la aguja sobre la escala para indicar la elevación de la temperatura en el bulbo. Hay cuatro clases de este tipo de termómetros:

- Clase I. Termómetros actuados por líquido.
- Clase II. Termómetros actuados por vapor.
- Clase III. Termómetros actuados por gas.
- Clase IV. Termómetros actuados por mercurio.

4. Termómetros de resistencia

La medida de temperatura utilizando sondas de resistencia depende de la variación de resistencia en función de la temperatura, que es propia del elemento de detección.

El elemento consiste, usualmente, en un arrollamiento de hilo muy fino del conductor adecuado bobinado entre capas de material aislante y protegido con un revestimiento de vidrio o de cerámica.

El material que forma el conductor se caracteriza por el llamado "coeficiente de temperatura de resistencia" que expresa, a una temperatura especificada, la variación de la resistencia en ohmios del conductor por cada grado que cambia su temperatura.

La relación entre estos factores puede verse en la siguiente expresión lineal:

$$R_t = R_0(1 + \alpha t) \quad (8.1)$$

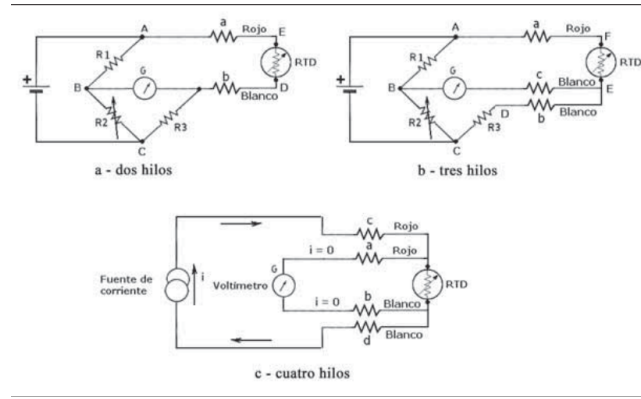


Figura 8.2: Tipos de circuitos de puente de Wheatstone a sonda de resistencia.

La medición automática clásica de la resistencia y, por lo tanto, de la temperatura se lleva a cabo mediante instrumentos auto equilibrados que utilizan un circuito de puente de Wheatstone o bien un puente de capacidades.

En ambos casos, un motor de equilibrio es excitado siempre que el puente esté equilibrado, de tal modo que el instrumento está marcando continuamente la temperatura del proceso. La adición de un convertidor o transductor permite obtener una tensión proporcional a la resistencia, que puede amplificarse. Añadiendo transmisión de datos vía bus se obtiene un "transmisor inteligente" con la posibilidad del cambio automático del sensor o del campo de medida, la obtención por hardware o por software de diferentes características, etc.

5. Termistores

Los termistores son semiconductores electrónicos con un coeficiente de temperatura de resistencia negativo de valor elevado, por lo que presentan unas variaciones rápidas, y extremadamente grandes, para los cambios, relativamente pequeños, en la temperatura.

Los termistores también se denominan NTC (*Negative Temperature Coefficient*) existiendo casos especiales de coeficiente positivo cuando su resistencia aumenta con la temperatura (PTC - *Positive Temperature Coefficient*)

La relación entre la resistencia del termistor y la temperatura viene dada por la expresión:

$$R_t = R_0 e^{\beta \left(\frac{1}{T_t} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (8.2)$$

Los termistores se conectan a puentes de Wheatstone convencionales o a circuitos que convierten su resistencia a una tensión de salida proporcional. La distancia entre el termistor y el instrumento de medida puede ser considerable siempre que el elemento posea una alta resistencia comparada con la de los cables de unión. La corriente que circula por el termistor, a través del circuito de medida, debe ser baja para garantizar que la variación de resistencia del elemento sea debida exclusivamente a los cambios de temperatura en el proceso.

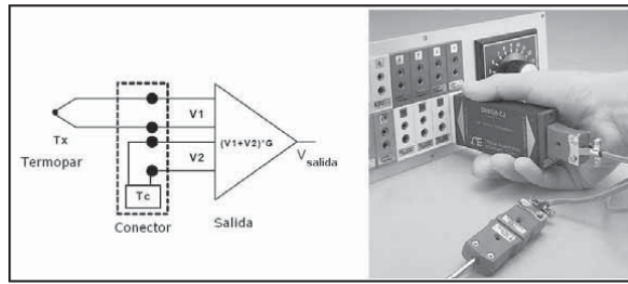


Figura 8.4: Módulo de compensación de la unión fría del termopar.

6. Termopares

Cuando el termopar está instalado a una distancia larga del instrumento, no se conecta directamente al mismo, sino por medio de un cable de extensión o compensación. (Figura 8.3). Los cables de extensión son conductores con propiedades eléctricas similares a las del termopar a las temperaturas límites que pueden encontrarse en el proceso y son más económicos. El uso del cable de extensión es claro en el caso de termopares tipo R o S, debido al elevado precio del platino que encarecería el coste del hilo desde el campo hasta el panel.

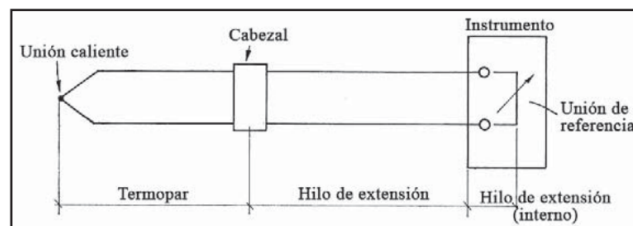


Figura 8.3: Diagrama de un sistema pirométrico

En los instrumentos clásicos galvanométricos o potenciométricos, la compensación se realiza mediante una resistencia (resistencia de compensación de la unión fría), que absorbe una tensión equivalente a la f.e.m. que tendría el termopar con la unión caliente a la temperatura de la caja del instrumento y la unión fría a 0°C. En los instrumentos digitales se utilizan módulos de acondicionamiento que compensan, electrónicamente, el cambio de temperatura de la unión fría y que, además, linealizan, con relación a la temperatura, los mV generados por el termopar.

7. Pirómetros de radiación

Los pirómetros de radiación se fundan en la ley de Stefan-Boltzmann, que dice que la intensidad de energía radiante emitida por la superficie de un cuerpo aumenta proporcionalmente a la cuarta potencia de la temperatura absoluta (Kelvin) del cuerpo, es decir:

$$W = K \times T^4 \quad (8.3)$$

Los pirómetros de radiación miden, pues, la temperatura de un cuerpo a distancia en función de su radiación. Existen varios tipos, el pirómetro óptico que capta la radiación luminosa entre 0,4 a 0,7 micras, el pirómetro de infrarrojos de 0,7 a 20 micras, el detector fotoeléctrico

que mide la radiación térmica, el pirómetro de dos colores o de relación entre radiaciones correspondientes a dos bandas estrechas y el pirómetro de radiación total, que mide toda la radiación emitida por el cuerpo.

8. Pirómetros ópticos

Los pirómetros ópticos automáticos son parecidos a los de la radiación infrarroja. Comparan la radiación emitida por el cuerpo con la emitida por una fuente de referencia controlada. Consisten, esencialmente, en un disco rotativo que expone el detector a la radiación del objeto y a la de referencia, alternativamente. La exactitud de los pirómetros ópticos es del $\pm 1\%$ al $\pm 2\%$.

9. Sensores monolíticos

Tema	¿? / 8
Puente de Wheatstone	7
Amplificador de Instrumentación	6
Cálculo del Ch del S&H	5
Sensor monolítico de Temperatura	3
Problema del interruptor abierto / cerrado	2
Convertidor ADC	2
Sensor ?	2
Convertidor doble rampa	2
Sensores de presión	2
Convertidor de aproximaciones sucesivas	2
Convertidor DAC	1
Sensores de desplazamiento, velocidad y aceleración	1
Convertidor simple rampa	1
Termistor	1
Filtros	1
Sensores de temperatura	1

Bibliografía

- [1] Ramón Pallás Areny. *Adquisición y distribución de señales*.
- [2] Ramón Pallás Areny. *Sensores y Acondicionadores de Señal 4a Edicion*.
- [3] José Luis Navas Borrero. *Guías de clase*. Inf. téc. Universidad de Málaga, 2023.
- [4] Lucas M. Faulkenberry. *Introducción a los amplificadores operacionales con aplicaciones a CI lineales*.
- [5] Antonio Creus Solé. *Instrumentación industrial, 8va Edicion*.