

## *Sensores inteligentes e instrumentación digital*

### 7.1 CONCEPTO DE SENSORES INTELIGENTES

Un sensor inteligente es aquel que combina la función de detección y alguna de las funciones de procesamiento de la señal y comunicación. Dado que estas funciones adicionales suele realizarlas un microprocesador, cualquier combinación de sensor y micro procesador se denomina a veces sensor inteligente. Aunque no tiene que ser un elemento monolítico, se sobre entiende que un sensor inteligente está basado, total o parcialmente, en elementos miniaturizados, y con un encapsulado común. Un sensor inteligente es inevitablemente mas caro que un sensor convencional. Pero si además del costo de compra se consideran el mantenimiento, fiabilidad, etc., el costo total de un sensor convencional puede ser mucho mayor.

El nivel de complejidad de un sensor inteligente puede ser muy variada. Además de la detección o traducción puede incluir: acondicionamiento de señal correcciones de cero, ganancia y linealidad, compensación ambiental, escala de conversión de unidades, comunicación digital, autodiagnóstico, decisión e incluso activación sobre el sistema donde se conecta.

De esta manera los sensores inteligentes incluyen, además del sensor primario, cuando menos algún algoritmo de control, memoria y capacidad de comunicación digital.

La repercusión inmediata de los sensores inteligentes en un sistema de medida y control es que reducen la carga sobre controladores lógicos programable (PLC)

### 7.2 TÉCNICAS DE COMPENSACIÓN INTEGRABLES

Una de las funciones que debe realizar la interfaz con un sensor es compensar interferencias y perturbaciones que afectan a su salida. Una forma de hacerlo es mediante un microprocesador que almacene en memoria el valor de una serie de parámetros de referencia que permitan corregir el valor de salida del sensor. Si por ejemplo, se almacenan los valores de salida correspondiente a tres entradas determinadas, se pueden corregir los errores de cero, ganancia y, hasta cierto punto, no linealidad. En el caso de una relación lineal entre la entrada  $X$  (magnitud a detectar) y la salida  $Y$  ( tensión, corriente, frecuencia, período),

$$y = px + q \quad (2.1)$$

si la sensibilidad  $p$  y la salida para  $X=0$ ,  $q$ , varían por el efecto de factores ajenos a  $X$ , se puede determinar midiendo la salida respectiva para dos entradas conocidas,

$$\begin{aligned} y_1 &= px_1 + q \\ y_2 &= px_2 + q \end{aligned} \quad (2.2a) \text{ y } (2.2b)$$

de aquí se deduce,

$$\begin{aligned} p &= \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \\ q &= y_1 - px_1 \end{aligned} \quad (2.3a) \text{ y } (2.3b)$$

Ahora bien, si se pretende adaptar éste método a un sensor inteligente, es necesario poder aplicar los valores conocidos  $X_1$  y  $X_2$  a la entrada, y esto no es posible de forma general. En la figura 7.1 se muestra un acelerómetro que aunque no puede autoaplicarse una aceleración conocida, si que es capaz de producir una deflexión de la masa inercial mediante la dilatación térmica de un balancín central que integra una resistencia calefactora de  $160\Omega$ .

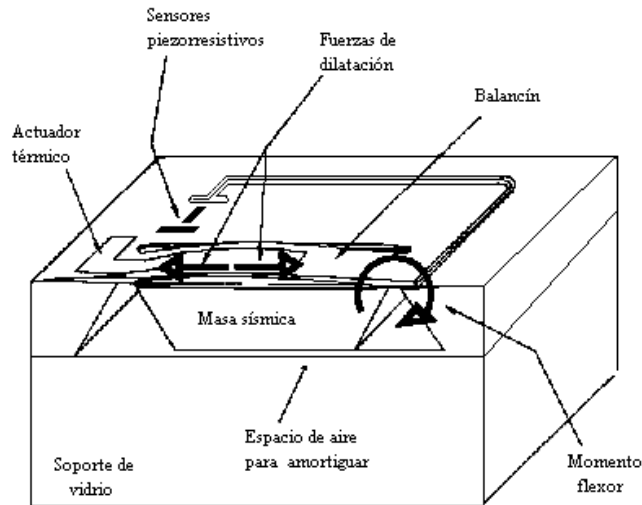


Figura 7.1 Esquema de un sensor de aceleración de silicio micromecanizado, que incluye un actuador térmico para autocomprobación.

Un sistema de este tipo puede permitir la autocalibración pero sin olvidar que, por definición, la autocalibración total no existe; en este caso por ejemplo haría falta calibrar periódicamente cuando menos la tensión aplicada al actuador.

Si los parámetros del sensor se conocen, pero hay una interferencia o perturbación que afecta su salida, con sensores convencionales se puede emplear un segundo sensor igual al de medida, y que sufra las mismas interferencias, pero que no este expuesto a la magnitud a medir. En el caso de una interferencia perturbación que de un error aditivo, se tendrá entonces,

$$\begin{aligned} y_1 &= px_1 + q + y_I \\ y_2 &= q + y_I \end{aligned} \quad (2.4a) \text{ Y } (2.4b)$$

Dado que la sensibilidad es conocida, el valor de la magnitud medida se puede determinar mediante

$$x_1 = \frac{y_1 - y_2}{p} \quad (2.5)$$

Este método es el que se emplea para galgas extensométricas.

Cuando la interferencia a compensar es la temperatura, hecho frecuente en sensores de silicio, se puede poner un sensor de temperatura y corregir el resultado en función de sus indicaciones. Pero si es posible, es preferible emplear el método de las entradas opuestas, ha base de incorporar un sensor de temperatura cuyo cambio modifique directamente la respuesta del sistema, por ejemplo una ganancia o sensibilidad

### 7.3 OSCILADORES VARIABLES

Si la información sobre la magnitud medida está en la señal obtenida, la conversión a digital es muy fácil porque basta medir dicha frecuencia. Además es muy fácil tener un margen dinámico grande, porque no hay límites por saturación ni por tensión de ruido. Un problema, sin embargo, es que, en general, la relación entre la frecuencia obtenida y la magnitud detectada no es lineal. También hay que tener en cuenta que, en el caso de sensores de reactancia variable, la medida no se hace a una frecuencia determinada, sino a la que resulta de la oscilación, por lo que ésta debe ser próxima a la frecuencia más adecuada para el sensor. Si hay varios sensores, hay que poner un oscilador para cada uno; la digitalización con un CAD, en cambio, permite

multiplexar las salidas de varios sensores hacia un único CAD. Pero digitalizar con un CAD ocupa mayor área de silicio y es casi siempre más caro que digitalizar con un contador, pero no todos tienen un CAD, o lo tienen de baja resolución.

Como interfaz para sensores, se emplean tanto osciladores armónicos (senoidales) como osciladores de relajación (salida cuadrada). A párete están los osciladores que emplean un sensor generador autorresonante.

### 7.3.1 Osciladores senoidales

Hay tres tipos de osciladores con salida senoidal que han encontrado aplicación en el acondicionamiento de sensores: RC, LC y a cristal. Los osciladores RC se basan en redes de desplazamiento de fase con resistencias-condensadores, o bien en el puente de Wien, que es el preferido por su mayor estabilidad.

#### 7.3.1.1 Osciladores de puente de Wien

En la figura 7.2a se muestra un puente de Wien basado en un A.O. con realimentación positiva y negativa. Para analizar las condiciones de oscilación, se emplea el modelo de la figura 7.2b. La tensión de salida será

$$V_0 = V_p \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) = V_p G(s) \quad (3.1a)$$

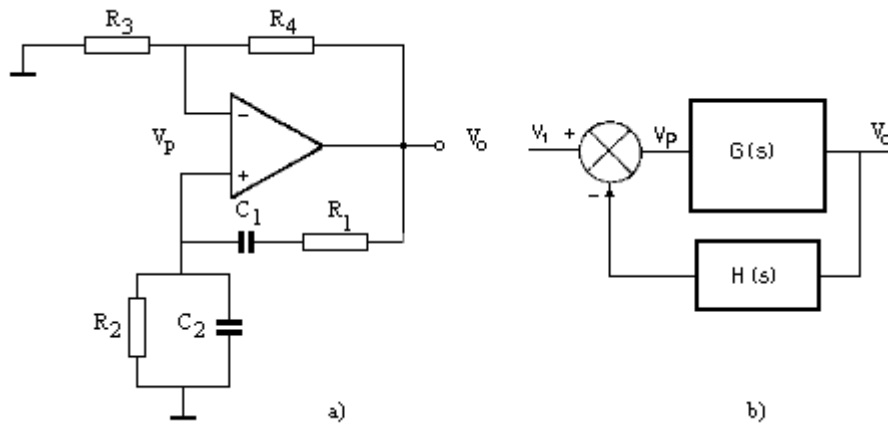


Figura 7.2 a) Oscilador de puente de quien basado en un amplificador operacional. b) Modelo como circuito realimentado.

$V_p$  (entrada no inversora) se obtiene de la misma salida,

$$V_p = V_0 \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = -V_0 H(s) \quad (3.1b)$$

donde. Con el modela de la figura 7.2b, la función de transferencia es

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{G}{1 + GH} \quad (3.2)$$

Si llamamos

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.3)$$

resulta que la ganancia del lazo de realimentación es

$$G(f)h(f) = \frac{-1 + R_4 / R_3}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + \frac{j}{2\pi R_2 C_1} \left( \frac{f}{f_0^2} - \frac{1}{f} \right)} \quad (3.4)$$

Esta ganancia decrece a frecuencias altas y a frecuencias bajas. Su valor máximo se produce en  $f=f_0$ , y vale

$$GH(f_0) = -\frac{1 + R_4 / R_3}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C}{C_{1,2}}} \quad (3.5)$$

Si  $|GH| < 1$ , el circuito es estable. Si  $|GH| > 1$ , el circuito es inestable, y basta cualquier perturbación  $V_i$  que tenga un contenido espectral a frecuencia  $f_0$  para que la amplitud de salida vaya creciendo hasta que se satura la salida del A.O.. La salida es entonces una senoide distorsionada. Si, en cambio, se cumple  $GH = -1$ , la oscilación es senoidal pura de frecuencia  $f_0$ . Esto sucederá cuando

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (3.6)$$

La máxima frecuencia de salida vendrá limitada por la velocidad de salida del A.O. y, en general, no excederá de unos 100Khz. Obsérvese que la condición anterior se cumple cuando a frecuencia  $f_0$  el puente formado por  $Z_1, Z_2, R_3$  y  $R_4$  está equilibrado, es decir,

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{Z_2(f_0)}{Z_1(f_0)} \quad (3.7)$$

En una realización práctica, el sensor puede ser cualquiera de los elementos de  $Z_1$  o  $Z_2$ . Para asegurar el arranque del oscilador, se hace que  $R_4$  o  $R_3$  dependan de la tensión de salida. Cuando  $V_o$  es pequeña, interesa que vaya aumentando hasta alcanzar el valor deseado. Para amplitudes pequeñas, deberá cumplirse,

$$\frac{R_4}{R_3} > \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (3.8a)$$

mientras que cuando  $V_o$  haya alcanzado una amplitud grande interesa que se cumpla

$$\frac{R_4}{R_3} < \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (3.8b)$$

En la figura 7.3a se muestra un circuito que realiza estas condiciones haciendo que  $R_4$  dependa de  $V_o$ : cuando  $V_o$  es pequeña,  $R_4 = R_4'$ , mientras que cuando  $V_o$  es grande,  $R_4 = R_4''/R_4'$ .

El puente de Wien como tal no permite incorporar directamente sensores de tres o cuatro terminales. En el caso de sensores resistivos, además, hay un compromiso entre estabilidad del puente y autocalentamiento del sensor. Este último problema se puede resolver poniendo en vez de un solo A.O., dos o más amplificadores en cascada con un control automático de ganancia que permita mantener la oscilación pero sin que la caída de tensión en el sensor supere un nivel predeterminado.

El circuito de la figura 7.3b es un puente de Wien modificado que puede incorporar un sensor capacitivo de tres terminales. En lugar de los brazos resistivos hay dos amplificadores: un inversor con ganancia  $-alpha$ , y un sumador de corriente cuya función de transferencia es una transresistencia negativa,  $-R$ . La condición  $I_s = 0$  equivale a tener el puente equilibrado, se cumplirá para una  $f_0$  cuando

$$\alpha = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_x}{C_1} \quad (3.9)$$

Esta condición se logra por medio del control automático de ganancia, y en ella no influye el valor de las capacidades parásitas  $C_{p1}$  y  $C_{p2}$ .

Para un sensor capacitivo diferencial, se puede aplicar el mismo método añadiendo simplemente una amplificador inversor, tal como se indica en la figura 7.3c. Cuando  $C_{x1} = C_{x2}$ , la frecuencia de oscilación viene determinada por  $C_2$ ; Pero cuando  $C_{x1}$  no es igual a  $C_{x2}$ , entonces su diferencia se suma al valor de  $C_2$  y cambia  $f_0$ .

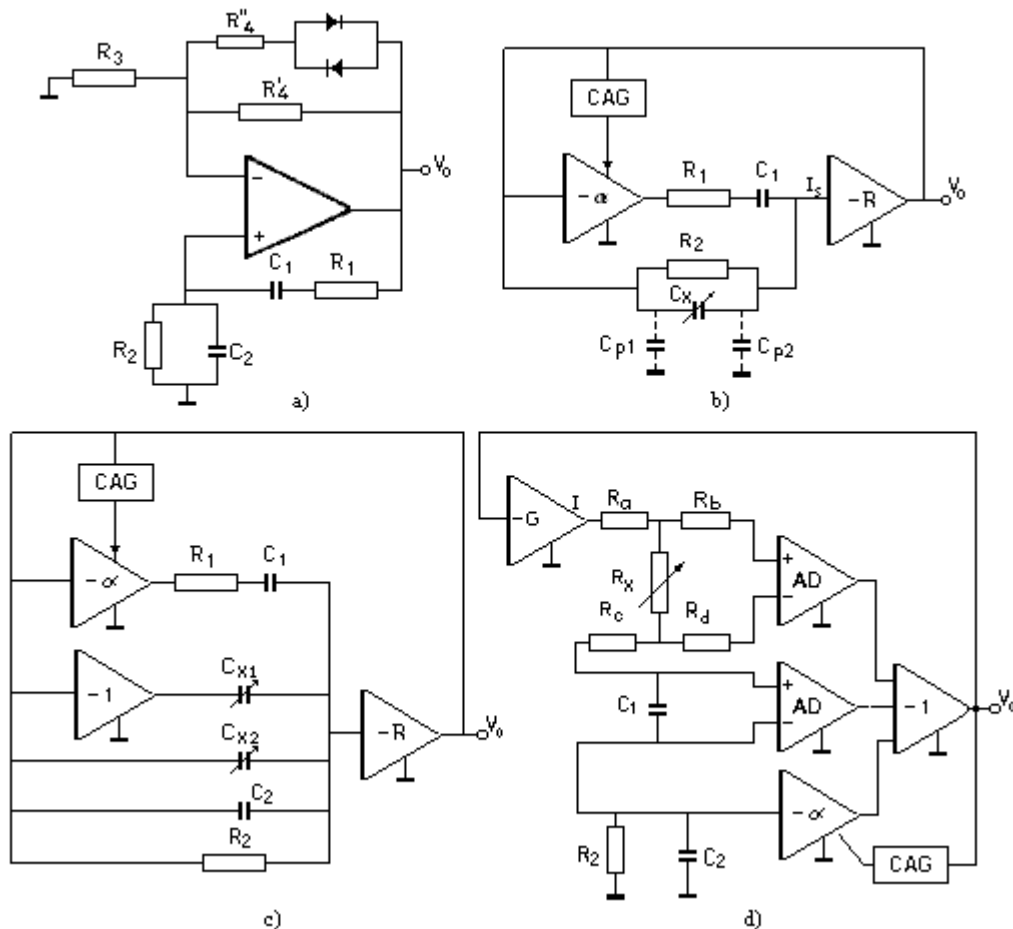


Figura 7.3 Puente de Wien. a) Estabilización de la amplitud de salida. b) Modificación para incorporar un sensor capacitivo de tres terminales. c) modificación para incorporar un sensor capacitivo diferencial. d) Modificación para incorporar un sensor resistivo de cuatro terminales.

Los sensores resistivos de cuatro terminales permiten detectar las variaciones en el sensor sin que influyan los hilos de conexión. Para incorporarlos en un puente de Wien, se puede emplear el circuito de la figura 7.3d. El sensor se alimenta con una corriente constante  $I$ . Los dos amplificadores diferenciales detectan las caídas de tensión respectivas en cada una de las impedancias de una rama del puente, mientras que la caída de tensión en la otra rama es amplificada hasta alcanzar la condición de oscilación, que ahora es detectada por un sumador de ganancia unidad.

### 7.3.1.2 Osciladores LC

Para obtener frecuencias mayores de unos 100Khz., y cuando se desea una estabilidad muy elevada, que se traducirá en una mayor resolución en la medida, se utilizan los osciladores basados en una red LC con resonante. Para sensores capacitivos se elige el oscilador Harley, mientras que para sensores inductivos se prefiere el oscilador Colpitts.

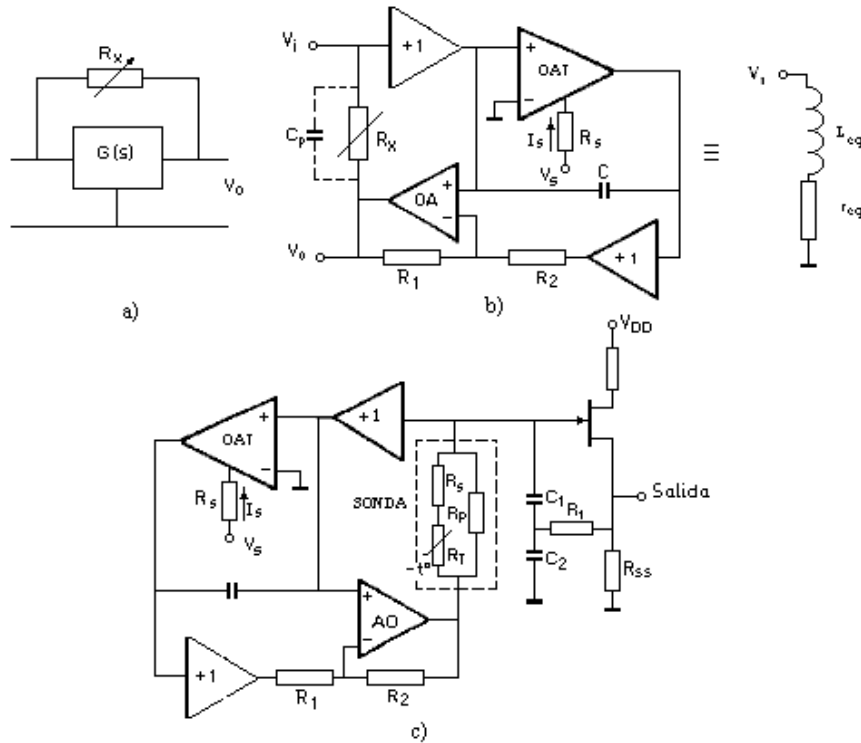


Figura 7.4 Convertidor de impedancia. a) Esquema de bloques. b) Realización. c) Aplicación a una NTC en un oscilador Colpitts.

Los sensores resistivos no se pueden incorporar directamente en estos osciladores. El camino seguido entonces es simular una reactancia mediante un circuito activo al que se conecta el sensor, e incluir dicha reactancia en un oscilador adecuado. En la figura 7.4a, si la impedancia de entrada del bloque  $G(s)$  se supone infinita, la corriente de entrada será

$$I_i(s) = \frac{V_i(s) - V_o(s)}{R_x} = \frac{V_i(s)[1 - G(s)]}{R_x} \quad (3.10)$$

Para que el circuito, visto desde su entrada, se comporte como una inductancia, deberá cumplirse

$$\frac{V_i(s)}{I_i(s)} = \frac{R_x}{1 - G(s)} = sL \quad (3.11)$$

y, por lo tanto, la función de transferencia a realizar debe ser del tipo

$$G(s) = 1 - \frac{R_x}{sL} \quad (3.12)$$

Esto significa que  $G(s)$  se puede realizar mediante un integrador ( $1/s$ ) y un amplificador diferencial. De las diversas opciones en la figura 7.4b se muestra una donde el amplificador diferencial es un A.O. y el integrador consiste en un condensador  $C$  atacado por un amplificador de transconductancia. La inductancia equivalente es

$$L_{eq} = R_x \frac{R_1 C}{gmR_2} \quad (3.13a)$$

donde  $g_m$  es la transconductancia del OTA, proporcional a su corriente de polarización,  $I_s$ . En la reactancia simulada hay unas pérdidas debidas a la capacidad parásita del sensor,  $C_p$ , y a la ganancia finita del A.O. . Si , para amplificar, esta última se modela como  $A_o \omega \omega/s$ , las pérdidas equivalentes son

$$r_{eq} = \omega_2 L_{eq} [C_p R_x \frac{1}{A_o \omega_0} (1 + \frac{R_2}{R_1})] \quad (3.13b)$$

Si la constante de tiempo  $R_x C_p$  del sensor es muy pequeña, las pérdidas se hacen negativas, y esto es favorable en un oscilador La figura 7.4c muestra como aplicar la conversión de impedancia a una NTC linealizada e incorporada en un oscilador Colpitts. Si  $R_{eq}$  es suficientemente pequeña, la condiciones de oscilación son

$$f_0 = \frac{1}{K \sqrt{R_E}} \quad (3.14a) \text{ y } (3.14b)$$

$$gR_{ss} = \frac{C_1}{C_2}$$

donde  $g$  es la transconductancia del FET,  $R_e$  es la resistencia equivalente de la red con la NTC,  $R_s$  y  $R_p$ ,

$$R_E = \frac{(R_T + R_s)R_p}{R_T + R_s + R_p} \quad (3.15a) \text{ y } (3.15b)$$

$$K = 2\pi \left( \frac{CR_1}{gmR_2} \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)^{1/2}$$

Si  $R_s$  y  $R_p$  se eligen de forma que  $R_e$  sea inversamente proporcional al cuadrado de la temperatura (en Kelvins), fo variará linealmente con T.

### 7.3.2 Osciladores de relajación

Los osciladores de relajación se pueden aplicar directamente a sensores resistivos o capacitivos, y son mucho más fácil de realizar que los osciladores armónicos. El oscilador de relajación más simple se basa en un astable , figura 7.5a. El divisor de tensión formado por  $R_1$  y  $R_2$  establece la tensión  $V_p$  en el comparador. Durante el tiempo  $T_1$  en que la salida está en nivel alto  $V_o$ , la tensión en C evoluciona en forma

$$V_c(t) = V_o[1 - \exp\{-t / RC\}] + V_m \exp\{-t / RC\} \quad (3.16a)$$

donde  $V_m = V_o R_2 / (R_1 + R_2)$ . En el instante  $T_1$ ,  $V_c$  alcanza el valor máximo  $V_m$  y el comparador cambia su salida al nivel  $V_o'$ . El condensador se descarga según

$$V_c(t) = V_o'[1 - \exp\{-(t - T_1) / RC\}] + V_m \exp\{-(t - T_1) / RC\} \quad (3.16b)$$

donde  $V_M = V_0' R_2 / (R_1 + R_2)$ . Si los niveles de salida del comparador cumplen que  $V_0 = -V_0'$  entonces  $V_M = -V_m' \wedge T_2 = 2T_1$ . El período de oscilación será  $T = 2T_1$ .  $T_1$  se puede calcular buscando en qué instante  $V_c(t)$  es igual a  $V_m$  y se obtiene

$$T_1 = RC \ln(1 + 2R_2 / R_1) \quad (3.17a) \text{ y } (3.17b)$$

$$T = 2RC \ln(1 + 2R_2 / R_1)$$

Si el divisor de tensión se elige de forma que  $R_2/R_1 = (e-1)/2 = 0,859$ , entonces  $T = 2RC$ . En los circuitos integrados tipo 555 el divisor de tensión es interno y cumple esta relación. Si se emplea un comparador, para asegurar que  $V_0 = -V_0'$  y que ambas tensiones tengan el mismo coeficiente de temperatura se pueden poner dos diodos zener tal como se indica en la figura 7.5a. Si en lugar de un comparador se utiliza una A.O. el período de oscilación debe ser suficientemente grande respecto a los retardos del A.O. El sensor puede ser R o C pero en este segundo caso sus pérdidas deben ser muy pequeñas.

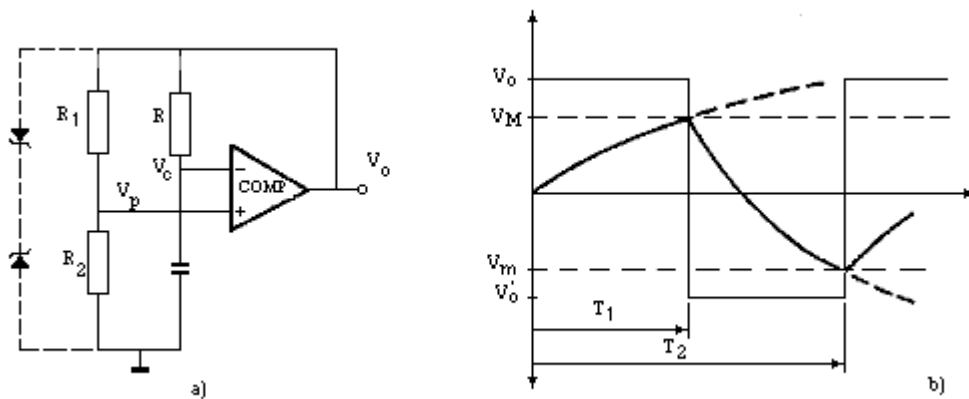


Figura 7.5 Oscilador astable. a) Estructura básica. b) Tensiones de carga y descarga del condensador.

La evolución exponencial de un condensador C que se carga a través de una resistencia R, se puede aprovechar para linealizar sensores que dependen exponencialmente del parámetro detectado, por ejemplo termistores NTC. En la figura 7.6 al abrir el interruptor la caída de tensión en R evoluciona de la forma

$$V_c(t) = V_a \exp\{-t / RC\} \quad (3.18a)$$

de manera que el tiempo que se tarda en alcanzar un nivel  $V_p$  es

$$t_p = RC \ln(V_a / V_p) \quad (3.18b)$$



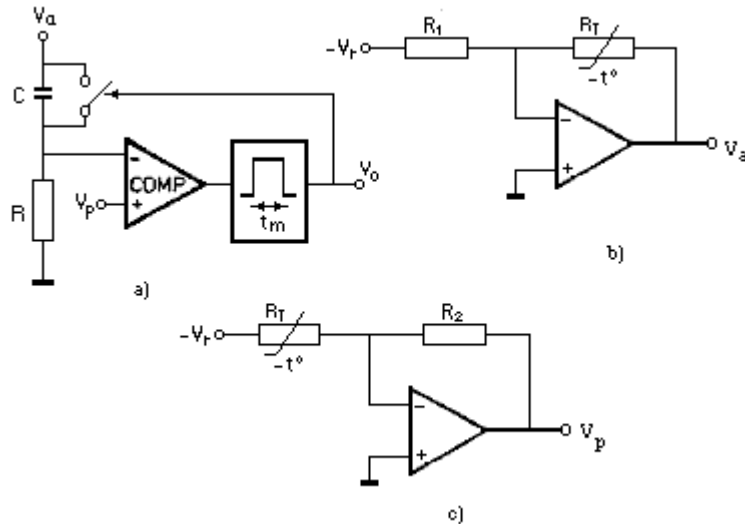


Figura 7.6 Convertidor de temperatura a frecuencia lineal basado en una NTC.

Cuando  $V_c = V_p$ , el comparador conmuta su salida y el monoestable da un impulso de duración  $t_m$  que cierra el interruptor, descarga  $C$  y hace conmutar la salida del comparador. Al cabo de este tiempo, el interruptor se abre y vuelve a empezar el ciclo. Para obtener una frecuencia de salida proporcional a la temperatura absoluta  $T$ , se puede hacer que o bien  $V_a$  o bien  $V_p$  dependan de  $T$ .

En la figura 7.6b,  $V_p$  es constante y  $V_a$  depende de  $T$  y de una tensión de referencia  $V_r$

$$V_a = V_r R_T / R_1 \quad (3.19)$$

Si la NTC se modela mediante  $R_t = A \exp(B/T)$ , entonces

$$t_p = RC \ln(V_r A / V_p R_1 + B / T) \quad (3.20)$$

La frecuencia de los impulsos de salida del monoestable será

$$f_0 = \frac{1}{t_p + t_m} = \frac{1}{RC(B/T) + RC \ln(V_r A / V_p R_1) + t_m} \quad (3.21a)$$

Si la duración del impulso de salida del monoestable se elige de modo que cancele el otro sumando constante del denominador

$$t_m = RC \ln(V_p R_1 / V_r A) \quad (3.22)$$

entonces la frecuencia de salida será

$$f_0 = T / RCB \quad (3.21b)$$

Hay que tener en cuenta que el A.O. que da  $V_a$  queda conectado a  $C$ , y esto puede ser una fuente de inestabilidad. En la figura 7.6c,  $V_a$  es constante y  $V_p$  depende de  $T$  y de  $V_r$

$$V_p = V_r R_2 / R_T \quad (3.23)$$

y utilizando el mismo modelo para la NTC

$$t_p = RC \ln(V_a A / V_r R_2 + B / T) \quad (3.24)$$

Si la duración de salida del monoestable se hace

$$t_m = RC \ln(V_r R_2 / V_a A) \quad (3.25)$$

entonces la frecuencia de salida viene dada por  $f_o = T/RCB$ . En este no hay riesgo de oscilación del A.O..

### 7.3.3 Osciladores variables CMOS

En un sistema digital, la necesidad de tensiones de alimentación adicionales a la de los componentes digitales, es un inconveniente. Los osciladores variables basados en componentes CMOS son entonces una opción a considerar. Una primera posibilidad es emplear un monoestable/astable CMOS tipo CD4047B para diseñar osciladores de relajación como los vistos anteriormente. Pero cuando se desea reducir al mínimo las dimensiones del circuito, es interesante analizar las posibilidades de las puertas CMOS.

En la figura 7.7a se muestra un oscilador simple basado en un disparador Schmitt. Ahora los umbrales de conmutación al nivel de salida bajo y alto,  $V_{tl}$  y  $V_{th}$  respectivamente (es un inversor), quedan establecidos internamente. La evolución en la tensión en C se puede describir con las siguientes ecuaciones, pero teniendo en cuenta que  $V_o = V_{dd}$ ,  $V_o' = 0$ ,  $V_M = V_{th}$  y  $V_m = V_{tl}$ ,

$$\begin{aligned} V_c(t) &= V_{DD} [1 - \exp\{-t / RC\}] + V_{TL} \exp\{-t / RC\} \\ V_c(t) &= V_{TH} \exp\{-(t - T_1) / RC\} \end{aligned} \quad (3.26a) \text{ y } (3.26b)$$

En el instante  $T_1$ ,  $V_c$  alcanza el valor máximo  $V_{TH}$  y el disparador cambia su salida al nivel bajo. Por lo tanto, en  $t=T_1$ ,

$$V_{TH} = V_{DD} [1 - \exp\{-T_1 / RC\}] + V_{TL} \exp\{-T_1 / RC\} \quad (3.27a)$$

y de aquí se deduce el valor de  $T_1$

$$T_1 = RC \ln \frac{V_{DD} - V_{TL}}{V_{DD} - V_{TH}} \quad (3.28a)$$

En el instante  $T_2$ ,  $V_c$  alcanza el valor mínimo  $V_{tl}$  y el disparador cambia su salida al nivel alto. Por lo tanto, en  $t=T_2$ ,

$$V_{TL} = V_{TH} \exp\{-(T_2 - T_1) / RC\} \quad (3.27b)$$

De aquí se deduce el valor del período  $T_2$ ,

$$T_2 = RC \ln \frac{V_{TH} V_{DD} - V_{TL}}{V_{TL} V_{DD} - V_{TH}} \quad (3.28b)$$

La frecuencia de salida será el recíproco de este período, siempre y cuando  $T_2$  sea mucho mayor que los retardos de propagación de la puerta.

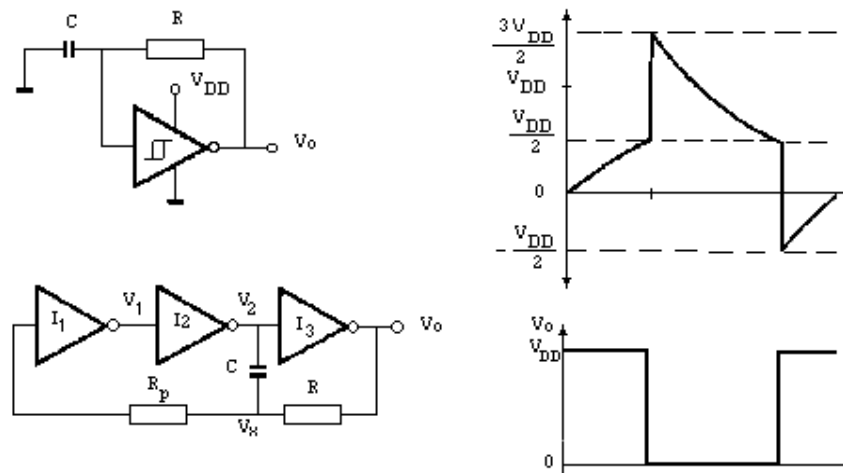


Figura 7.7 Oscilador de relajación CMOS. a) Con un disparador Schmitt. b) con tres inversores. c) Tensiones en el circuito b.

Para tener una mayor estabilidad con la alimentación se puede emplear el oscilador basado en tres inversores figura 7.7b. El umbral de cambio de estado de cada inversor es del orden de la mitad de la tensión de alimentación, de manera que si esta cambia, también cambia el umbral. La evolución de la tensión en C y la salida se muestran en la figura 7.7c. La frecuencia de oscilación es

$$f_0 = \frac{1}{2C[0,405RR_1/(R+R_1)+0,693R]} \quad (3.29)$$

### 7.3.4 Linealidad en osciladores variables

Un problema común a todos los osciladores variables es que la dependencia de su frecuencia de oscilación respecto a la magnitud medida no es, en general, lineal. Para los osciladores armónicos, se deduce que la expresión general de la frecuencia de oscilación es

$$f^2 = K / X \quad (3.30)$$

donde X es la resistencia, inductancia o capacidad variable en respuesta a la magnitud física detectada. La variación de X puede ser lineal

$$X = X_0(1 \pm \alpha) \quad (3.31a)$$

o no lineal, de la forma ( caso de ciertos sensores inductivos y capacitivos)

$$X = X_0 / (1 \pm \alpha) \quad (3.31b)$$

El desarrollo de Taylor aplicado a

$$f = f_0 + (X - X_0) \frac{df}{dX} + \frac{(X - X_0)^2}{2} \frac{d^2f}{dX^2} + \dots \quad (3.32)$$

Las dos primeras derivadas dan

$$\frac{df}{dX} = -\frac{f}{2X}$$

$$\frac{d^2f}{dX^2} = \frac{3}{4} \frac{f}{X^2}$$
(3.33a) y (3.33b)

Aplicando estos resultados y despreciando los términos de orden superior a dos se obtiene

$$f \approx f_0 \left[ 1 - \frac{X - X_0}{2X_0} + \frac{3(X - X_0)^2}{8X_0^2} \right]$$
(3.34)

mientras que desarrollando  $1/(1-\alpha)$  en serie de Taylor es

$$f \approx f_0(1 - \alpha/2 + 3\alpha^2/8)$$

$$f \approx f_0(1 - \alpha/2 + 7\alpha^2/8)$$
(3.35a)

Así solo cuando alfa sea muy pequeña se podrá considerar que la respuesta es lineal.

## 7.4 CONVERTOR A FRECUENCIA O PERIODO

En los osciladores no se pueden incorporar directamente ni los sensores generadores no incluidos en sistemas autorresonantes, ni los sensores que no se presenten como una impedancia variable, como por ejemplo, los puentes completos de galgas extensométricas. Una posibilidad para tener una salida en forma de frecuencia variable, es entonces acondicionar la salida del sensor hasta obtener una tensión de baja frecuencia y aplicar esta a un convertidor tensión-frecuencia. Otra posibilidad es hacer una conversión directa a frecuencia, o período, incorporando al sensor en el propio convertidor a frecuencia.

### 7.4.1 Conversión tensión-frecuencia

Los convertidores tensión-frecuencia (V/F) obtienen, a partir de una tensión o corriente de entrada, un tren de pulsos o una señal cuadrada, o ambas compatibles con niveles lógicos ordinarios (TTL Gral.), cuya frecuencia de repetición es linealmente proporcional a la magnitud analógica de entrada. En términos generales, un oscilador controlado por tensión (VCO) es también un convertidor V/F, pero su margen de variación es más limitado (100 a 1 a lo sumo) y su linealidad es menor. Alcanzan, en cambio, frecuencias muy superiores a los 10Mhz, que son el límite de los convertidores V/F convencionales. Los convertidores V/F integrados tienen frecuencia de salida, a fondo de escala, de 100Khz a 10Mhz, y un margen de variación de frecuencia de 1 a 10000, lo que equivale a una resolución de 13 bits en un convertidor A/D.

El esquema en que se basan la mayoría de los convertidores V/F, tanto modulares como híbridos o monolíticos, es el de la figura 7.8, que funciona según el principio de equilibrio de carga. Consta de un integrador, un comparador, un monoestable de precisión, una etapa de salida y una fuente de corriente conmutable de gran estabilidad con el tiempo y la temperatura. Si la entrada es positiva, C se va cargando a una velocidad proporcional a la magnitud de entrada, obteniéndose a la salida del integrador  $V_o$ , una rampa de pendiente negativa. Cuando esta tensión alcanza un valor predeterminado, un comparador lo detecta y dispara un monoestable que da un pulso de salida de amplitud y duración ( $T_d$ ) fijas. A través de un separador (buffer) digital -representado en este caso por un simple transistor npn en colector abierto-, este es el pulso que ofrece como salida, y a la vez controla la descarga del integrador a través de una fuente de corriente de valor fijo,  $I_d$  (1mA es frecuente). La cantidad de carga extraída del condensador será  $I_d T_d$ , y si la entrada sigue presente, esta compensará dicha carga al cabo de un tiempo que dependerá de su magnitud, repitiéndose de nuevo el proceso una vez transcurrido un tiempo  $T$  tal que

$$IT = I_d T_d$$

$$f = 1/T = I / I_d T_d$$
(4.1) y (4.2)

Se observa en esta expresión que ni el valor de  $C$  ni el umbral del comparador afectan a la salida, y si en cambio la duración del pulso del monoestable y el valor de la corriente de descarga. De ahí la importancia de su estabilidad.

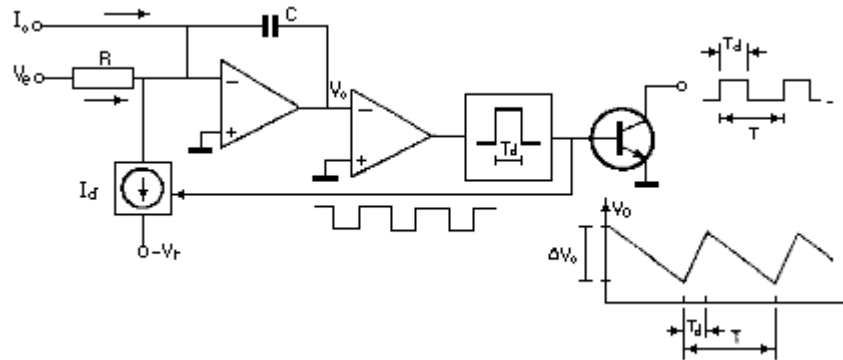


Figura 7.8 Estructura básica de un convertidor V/F de equilibrio de carga.

Si la salida de un convertidor V/F se lleva a un contador digital se obtiene un convertidor A/D. Por esta razón, las especificaciones y ventajas de los convertidores V/F suelen darse en términos relativos a otros circuitos de conversión A/D. Para esta función gozan de gran linealidad, resolución, y capacidad de rechazar el ruido, pero son lentos comparados con otros métodos.

La resolución depende del tiempo durante el que se esté contando la frecuencia de salida y del máximo valor de ésta.

La capacidad de rechaza al ruido presente a la entrada del convertidor se debe al hecho de contar la salida durante un cierto tiempo, en el que queda promediadas las posibles fluctuaciones que hayan afectado a la frecuencia de los pulsos de salida. Esta capacidad se expresa en dB.

El margen dinámico es otra cualidad destacada.

## 7.4.2 Conversión directa o a período

Mediante el diseño de convertidores tensión-frecuencia o corriente-frecuencia específico, es posible hacer una conversión directa de la magnitud detectada a frecuencia o período, sin necesidad de amplificación previa. Para realizar estas conversiones no existe una metodología definida. Por ello, se presenta a continuación varios casos que ilustran las técnicas empleadas.

El circuito de la figura 7.9 es un convertidor deformación-frecuencia. Hay un puente completo de delgas conectado a un integrador diferencial, cuya salida se lleva a un comparador, que es el que alimenta al puente. Para introducir un desequilibrio inicial en éste, se emplean dos resistencias  $R_a$  y  $R_b$ .

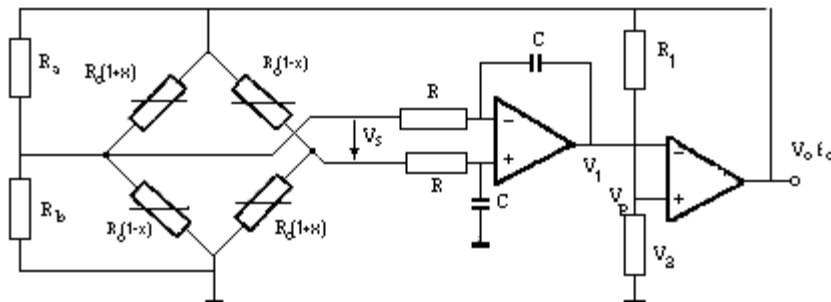


Figura 7.9 Convertidor deformación-frecuencia.

Según que el nivel de salida del comparador sea  $V_o$  o  $V_o'$ , la salida puente será,

$$\begin{aligned} V_s &= V_0 \cdot x \\ V_s &= V_0' \cdot x \end{aligned} \quad (4.4) \text{ y } (4.5)$$

En el primer caso, la salida del integrador será

$$V_1(t) = \frac{1}{R' C} V_0 x t + V_{10} \quad (4.6a)$$

donde  $R'$  es la suma de  $R$  y la resistencia equivalente de salida de cada semipunte, y  $V_{10}$  es la tensión de salida del inicial del integrador. En el instante  $t=T_1$  se alcanzará el valor que hace conmutar la salida del comparador, a  $V_0'$ ,

$$V_1(T_1) = \frac{1}{R' C} V_0 x T_1 + V_{10} = V_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.6b)$$

Cuando el nivel de salida del comparador es  $V_0'$ , tendremos

$$V_1(t) = \frac{1}{R' C} V_0' x (t - T_1) + V_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.7a)$$

y en el instante  $t=T_2$  se alcanzará el valor que hace conmutar de nuevo la salida del comparador a  $V_0$ ,

$$V_1(T_2) = \frac{1}{R' C} V_0' x (T_2 - T_1) + V_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_0' \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.7b)$$

De aquí se deduce que  $V_{10} = V_0' R_2 / (R_1 + R_2)$ . Por lo tanto, de  $V_1(T)$  podemos deducir el valor de  $T_1$ ,

$$T_1 = (V_0 - V_0') \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R' C}{V_0 x} \quad (4.8a)$$

y de  $V_1(T_2)$  deducimos entonces el valor de  $T_2$ ,

$$T_2 = (V_0 - V_0') \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R' C}{x} \left( \frac{1}{V_0} - \frac{1}{V_0'} \right) \quad (4.8b)$$

La frecuencia de la señal cuadrada de salida será el período de  $T_2$ ,

$$f_0 = \frac{x(R_1 + R_2)}{R_2 R' C} \frac{-V_0 V_0'}{(V_0 - V_0')^2} \quad (4.9a)$$

Si  $V_0 = -V_0'$ ,

$$f_0 = \frac{x(R_1 + R_2)}{4 R_2 R' C} \quad (4.9b)$$

es decir, la frecuencia de salida es directamente proporcional a la deformación de la galga, y si los niveles de saturación del comparador son simétricos, la frecuencia es independiente de su valor.

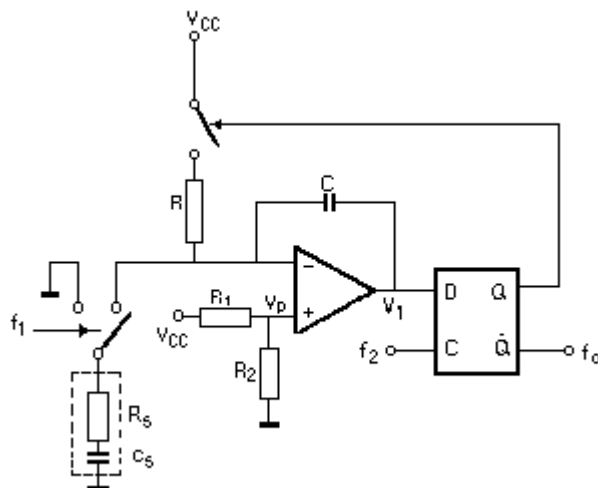


Figura 7.10 Convertidor capacidad-frecuencia basado en el principio de equilibrio de carga.

El convertidor capacidad-frecuencia de la figura 7.10 se basa en el principio de equilibrio de carga. Hay un integrador que equilibra la carga en su condensador de realimentación C mediante un biestable D, controlado por un reloj de frecuencia  $f_2$ , y un interruptor, accionado cada vez que la salida del integrador alcanza el nivel de transición del biestable. La señal es en forma de corriente, obtenida cargando la capacidad del sensor  $C_s$ , a una frecuencia  $f_1$ , mediante la tensión de entrada del integrador. Si el período de carga y descarga del sensor es mucho mayor que su constante de tiempo,  $R_s C_s$ , el valor de  $R_s$  no influye en la corriente de señal. El circuito se puede aplicar, pues, cuando la conductividad del sensor es apreciable, por ejemplo para medir niveles de agua con un sensor capacitivo. La frecuencia de salida  $f_0$  se obtiene igualando las corrientes de señal y de realimentación,

$$C_s V_p f_1 = (V_p / R)(f_0 / f_2) \quad (4.10)$$

y de aquí

$$f_0 = f_1 f_2 R C_s \quad (4.11)$$

La máxima frecuencia de salida posible es  $f_2/2$ , y, por lo tanto, se debe cumplir

$$2 f_1 R C_s < 1 \quad (4.12)$$

Además, C debe elegirse suficientemente grande para que la salida del integrador no se sature.

Para los sensores con salida de corriente, se puede emplear un convertidor corriente-frecuencia como el de la figura 7.11. La corriente va cargando el condensador C hasta que la salida del integrador alcanza el umbral de conmutación del detector de nivel;

éste conmuta entonces su salida, el monoestable da un impulso de duración fija, los dos interruptores se cierran para descargar rápidamente el condensador; en cuanto se alcanza el umbral de conmutación bajo, el detector de nivel pasa de nuevo al estado bajo, se abren los interruptores y empieza de nuevo la integración. La velocidad de carga depende de la intensidad de la corriente, y si el tiempo de descarga es suficientemente breve respecto al tiempo de integración, la frecuencia de los impulsos de salida será proporcional a la corriente de entrada.

El TSL220 (Texas Instruments) es un convertidor luz-frecuencia que integra un fotodiodos y convertidor corriente-frecuencia de este tipo.

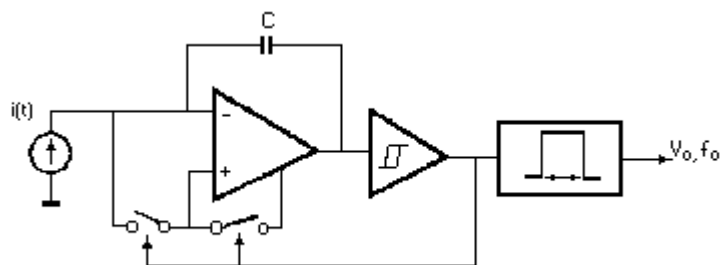


Figura 7.11 Estructura básica de un convertidor corriente-frecuencia.

## 7.5 INTERFACES DIRECTAS SENSORES-MICROCONTROLADOR

Consideramos interfaz directa sensor- $\mu\text{C}$  aquella que no utiliza un CAD. Este tipo de interfaz interesa al menos en tres situaciones distintas. En primer lugar, para sensores individuales (convencionales), como una forma de simplificar el diseño del sistema de medida y reducir costos. En segundo lugar, para aquellos sensores inteligentes que incorporan parte de la electrónica para correcciones, por ejemplo de errores de cero, ganancia y derivas térmicas, y que se conectan a un  $\mu\text{C}$  externo. En tercer lugar, para aquellos sensores inteligentes que integran, mediante técnicas híbridas, un  $\mu\text{C}$  que realiza las compensaciones anteriores, y otras posibles, total o parcialmente mediante software, y se comunica mediante un bus digital. La digitalización sin CAD exige que los niveles de tensión sean compatibles (TTL en general), que los flancos de la señal estén bien definidos y, en salidas de interruptores, que no haya rebotes. En caso contrario, hay que acondicionar las señales digitales de entrada.

### 7.5.1 Medidas de frecuencia

La forma más simple de medir una frecuencia y obtener una salida digital, es mediante un contador que cuente el número de ciclos de señal de entrada durante un periodo de tiempo conocido, que se denomina de puerta (figura 7.12). Al contar durante un intervalo de tiempo  $T_0$ , obtenido a partir de un reloj de referencia  $f_r$ , se obtendrá

$$N = f_x T_0 \quad (5.1)$$

Dado que la señal de entrada y la del reloj no son sincrónicas, puede suceder que se acabe justo cuando llegaba otro impulso de entrada o, al revés, que se encuentre una transición que llega justo antes de acabar el tiempo  $T_0$ . Por lo tanto, hay una indeterminación de 1 cuenta, que se representa diciendo que el resultado es  $N \pm 1$  cuenta.

La resolución en la medida de frecuencia es, pues,  $1/N$ . Para obtener una buena resolución,  $N$  debe ser alta. Pero esto implica un tiempo de medida tanto más largo cuando más pequeña sea  $f_x$ . Si, por ejemplo, se desea medir una frecuencia de 10Khz con un error inferior al 0,1%, hay que contar por lo menos 1000 impulsos, y como el tiempo entre impulsos de entrada es de  $100\mu\text{s}$ , la medida durará 100 ms.

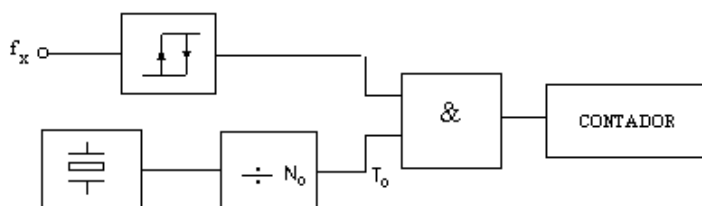


Figura 7.12 Esquema de bloques de un frecuencímetro.

Para medir frecuencias con un  $\mu\text{C}$ , hacen falta dos contadores programables, uno que vaya contando el tiempo transcurrido y el otro que cuente los impulsos de la señal de entrada. En el 8051, por ejemplo, hay dos contadores programables de 16 bits; cuando funcionan como temporizadores, el registro se incrementa



automáticamente cada ciclo de máquina (12 ciclos de reloj); cuando funciona como contadores, el registro se incrementa cuando hay una transición de 1 a 0 en su entrada. Para medir frecuencias, cuando el temporizador acaba de contar, debe generar una interrupción para que el  $\mu\text{C}$  lea el contador y vuelva a cargar en el temporizador el tiempo preestablecido, de manera que vaya descontando hasta llegar a cero y dé la interrupción. Si el margen de frecuencia del sensor va de  $f_{\min}$  a  $f_{\max}$ , y se desea una resolución de  $n$  bits ( $N=2^{\exp n}$ ), el tiempo de medida debe ser:

$$T_0 = \frac{2^n}{f_{\max} - f_{\min}} \quad (5.2)$$

To será tanto mayor cuando más próximas estén las frecuencias, es decir, cuanto menos sea el margen de salida del sensor. La resolución se consigue, pues, a base de un mayor tiempo de medida, durante el cual la frecuencia a medir debe permanecer constante.

### 7.5.2 Medidas de periodo y tiempo

Para bajas frecuencias, que son las más habituales en sensores, y para márgenes de frecuencia de medida pequeña, es preferible medir su periodo y luego calcular la frecuencia. Para medir el periodo se cuentan los impulsos de una señal de reloj conocido durante un intervalo de tiempo determinado a partir de la entrada,  $T_x$  (figura 7.13a). Si este se multiplica por  $M$  (dividiendo la frecuencia), el resultado será

$$N = f_r M T_x \quad (5.3)$$

El tiempo de medida es  $M.T_x$ , y dado que la resolución es  $1/N$ , se deduce que el producto de la resolución por el tiempo de medida es constante ( $f_0$ ). Para mejorar la resolución con independencia de la frecuencia a medir se puede emplear el sistema de sincronización del tiempo de puerta descrito en la figura 7.13b. El biestable D sincroniza los dos contadores con la señal de entrada, de forma que no empiezan a contar hasta que llega un flanco de  $f_x$ . El contador 1 mide  $f_x$ , y el contador 2 mide el tiempo que están abiertas las puertas, con una indeterminación de un pulso del reloj (de alta frecuencia). Es decir

$$\begin{aligned} N_1 &= T_{os} f_x \\ N_2 &= T_{os} f_r \end{aligned} \quad (5.4a) \text{ y } (5.4b)$$

De aquí

$$f_x = \frac{N_1}{N_2} f_r \quad (5.5)$$

En este caso se obtiene directamente la frecuencia porque el tiempo de puerta se determina a partir del reloj, aunque en sincronismo con la entrada.

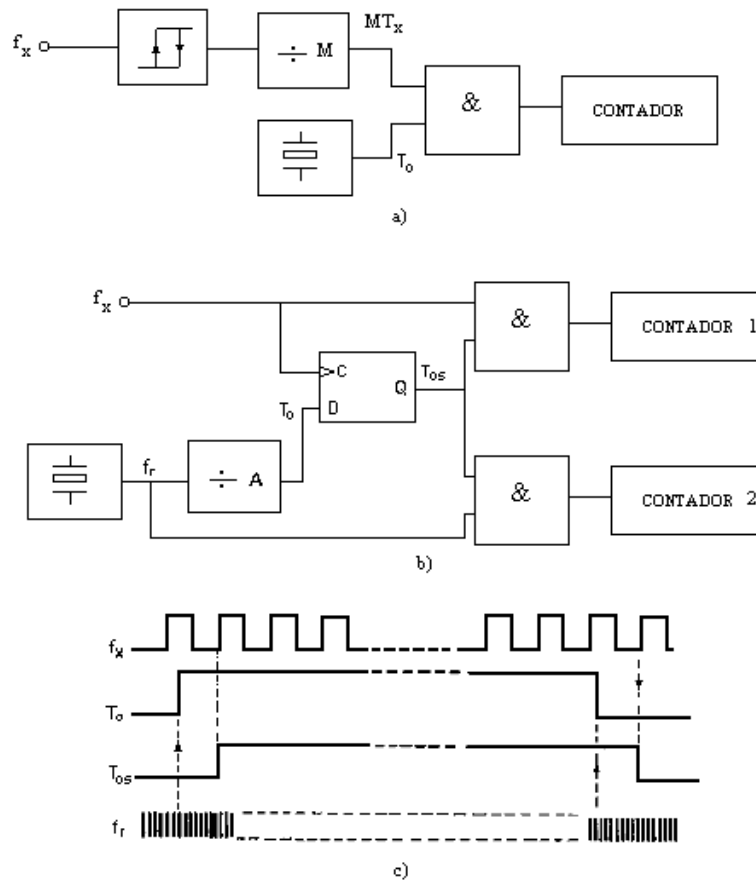


Figura 7.13 Medida del periodo de una señal. a) Esquema de bloques básicos. b) Sincronización de la entrada y tiempo de puerta. c) relación de tiempos en el caso b.

Un uC no permite aplicar directamente el esquema de la figura 7.13a. Un posible método para medir el periodo es determinar cuanto tiempo ha pasado durante  $K$  pulsos de la señal. Con el 8051 por ejemplo, el resultado es entonces  $KT$  siendo  $T$  el periodo de la señal medido en ciclos de máquina. Si el reloj del uC es de frecuencia  $f_r$ , para una frecuencia a medir  $f_x$  tendremos

$$T = f_r / (12 f_x) \quad (5.6)$$

Para realizar la medida se emplea un temporizador para medir  $KT$ , y la señal a medir se conecta a una entrada de interrupción, cada transición de 1 a 0 generará una interrupción. La rutina de interrupción cuenta los impulsos del sensor y cuando ha obtenido  $K$ , lee el temporizador y lo pone a cero. Si la frecuencia a medir es inferior a 50Khz, se puede conectar directamente la salida del sensor a una entrada de interrupción y contar por software.

El número de ciclos  $K$  dependerá de la resolución con que se quiera medir el periodo. Para una resolución de  $m$  bits,

$$K \geq \frac{2^m}{T_{max} - T_{min}} \quad (5.7)$$

donde  $T_{max}$  y  $T_{min}$  esta medidos en ciclos de máquina.  $K$  deberá ser un entero. Si el objetivo final es determinar la frecuencia  $f_x$ , la respuesta será

$$f_x = \frac{K}{KT} \quad (5.8)$$

donde T viene dada en ciclos de máquina. Para estimar el tiempo de medida total cuando interesa determinar la frecuencia, hay que considerar el tiempo necesario indicada por  $f_x = K/KT$ . El método más rápido es tener una tabla donde para cada resultado  $KT$  se lea el valor  $f_x$  correspondiente, o incluso directamente el valor de la magnitud medida. El tamaño de esta tabla vendrá determinado por  $F_{max} - F_{min}$  y por el número de bits necesario para representar cada frecuencia. Si el tamaño de la tabla resulta excesivo, queda la opción de hacer los cálculos pertinentes.

Cuando se desea medir un intervalo de tiempo que no sea el periodo de una señal, por ejemplo la anchura de un impulso en señales PWM, se puede aprovechar un modo de funcionamiento particular de los temporizadores integrados en  $\mu C$ . Se trata de la puesta en marcha del temporizador en respuesta a una transición bajo-alto en una entrada de interrupción externa, hasta que haya una otra transición alto-bajo. Esta última transición genera otra interrupción, en la que una rutina lee el contador y lo pone a cero. Una forma de aplicar la medida de intervalo de tiempo a la interfaz con sensores, es midiendo el tiempo de carga o descarga de una red RC. Al cargar un condensador C a través de una resistencia R, conectada a una tensión  $V_a$  el tiempo que tarda en alcanzarse un nivel de tensión determinado  $V_t$  es

$$t_t = -RC \ln(1 - V_t / V_a) \quad (5.12)$$

Si C es conocido y  $V_t$  es la tensión umbral para tener una transición de estado en una entrada de interrupción del  $\mu C$ , a partir de  $T_t$  se puede determinar R, que puede ser por ejemplo, un sensor resistivo.

### 7.5.3 Cálculos y compensaciones

Una de las ventajas de los puentes de impedancia como interfaz para sensores es la facilidad con que permiten realizar cálculos y compensaciones. Es, por lo tanto, interesante estudiar algunas de las posibilidades de la medida de frecuencia en este sentido.

En la figura 7.14 se muestra como obtener la relación (cociente) entre dos frecuencias. La lectura del contador será

$$N = \frac{f}{M_x} \frac{Q}{f_y} \quad (5.14)$$

Para tener una buena resolución, si  $f_x$  es mayor que  $f_y$ , hay que tomar Q grande y M pequeña (igual a 1). cualquier error (multiplicativo) común a  $f_x$  y  $f_y$ , se cancelará.

Para sumar o restar dos frecuencias que se miden simultáneamente, basta hacer la operación digital correspondiente con la salida de los contadores respectivos. Si se mide primero una frecuencia y luego la otra, se puede hacer la suma cargando en el contador el resultado de la primera medida; para restar la segunda frecuencia de la primera, se puede cargar el contador con el complemento A2 de la primera medida, y luego acumular la segunda.

En el caso de sensores diferenciales la medida de frecuencias tiene también su ventaja. Si cada sensor se pone en un oscilador de relajación, la frecuencia de salidas serán directa o inversamente proporcionales al parámetro variable,

$$\begin{aligned} f_1 &= K(X_0 + X) \\ f_2 &= K(X_0 - X) \\ f_1 &= K / (X_0 + X) \\ f_2 &= K / (X_0 - X) \end{aligned} \quad (5.15a), (5.15b), (5.16a) \text{ y } (5.16b)$$

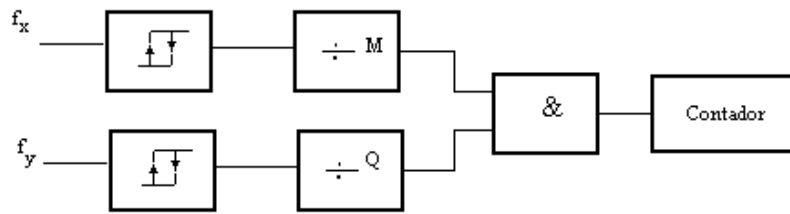


Figura 7.14 Medida de la relación (cociente) entre dos frecuencias.

En lugar de medir cada frecuencia por separado durante un determinado tiempo de puerta, se pueden sumar las salidas de los contadores respectivos y medir hasta que se obtenga un número predeterminado de cuentas,

$$N = (f_1 + f_2)T_N \quad (5.17)$$

Si durante este mismo tiempo  $T_N$  se mide la diferencia entre las frecuencias,

$$N_1 - N_2 = (f_1 - f_2)T_N = \frac{f_1 - f_2}{f_1 + f_2} N$$

Por lo tanto se obtiene

$$N_1 - N_2 = \frac{X}{X_0} N \quad (5.19)$$

Y en los casos

$$N_1 - N_2 = -\frac{X}{X_0} N \quad (5.20)$$

Es decir, tanto si la frecuencia de oscilación es directamente proporcional como si es inversamente proporcional al parámetro variable, la diferencia de frecuencia da una salida lineal. Esto significa que si en lugar de la diferencia de frecuencias se mide la diferencia de periodo, que puede que sea más rápida, también se obtendrá linealidad. Además, si hay una interferencia aditiva,

$$\begin{aligned} f_1 &= K(X_0 + X + Y) \\ f_2 &= K(X_0 - X + Y) \end{aligned} \quad (5.21a) \text{ y } (5.21b)$$

al hacer la resta se tendrá,

$$N_1 - N_2 = \frac{2KX}{2K(X_0 + Y)} N = \frac{X / X_0}{1 + Y / X_0} N \quad (5.22)$$

Por lo tanto, hay una cierta cancelación de la interferencia porque en vez de aparecer ésta sumada directamente a  $x$ , solo aparece el término  $Y/X_0$  sumado a uno en el denominador. Si la frecuencia es inversamente proporcional al parámetro, se obtiene el mismo resultado.

#### 7.5.4 Medidas de velocidad. Tacómetros digitales.

La medida de velocidad a partir de un codificador incremental, tiene potencialmente una gran exactitud, pero hay que garantizar que el tiempo de medida sea suficiente mente breve para poder detectar los cambios rápidos de velocidad. Si se considera un codificador incremental que da un impulsos por vuelta, y se cuenta  $N$  impulsos durante un intervalo  $T$  la velocidad angular será

$$\omega = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{N2\pi}{Tm} \quad (5.25)$$

Si se mide la frecuencia de los impulsos de entrada mediante un contador, con el método de la figura 7.12, y se obtienen  $N_c$  cuentas en un tiempo  $T_0$ , tendremos

$$\omega = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{N_c 2\pi}{T_0 m} \quad (5.26a)$$

El error relativo en la medida de  $\omega$ , supuesto  $T_0$  exacto, será

$$\frac{d\omega}{\omega} = \frac{dN_c}{N_c} = \frac{1}{N_c} = \frac{1}{\omega T_0} \frac{2\pi}{m} \quad (5.27a)$$

Donde se ha considerado diferencial de  $N_c=1$  porque no hay sincronismo entre los impulsos del codificador y el tiempo de puerta. Por lo tanto, para un tiempo de puerta  $T_0$ , breve, necesario para tener una buena respuesta dinámica, el error relativo será tanto más grande cuanto menores sean  $\omega$  y  $m$ .

Si se mide el periodo de los pulsos de entrada, según el método de la figura 7.13a, y se obtienen  $N_p$  cuentas de impulsos procedentes del reloj  $f_r$  tendremos

$$\omega = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{f_r}{N_p} \frac{2\pi}{m} \quad (5.26b)$$

El error relativo en la medida de  $\omega$ , supuesta  $f_r$  constante, será

$$\frac{d\omega}{\omega} = \frac{-dN_p}{N_p} = \frac{-1}{N_p} = \frac{\omega}{f_r} \frac{m}{2\pi} \quad (5.27b)$$

es decir ahora, el error es grande cuanta mayores sean  $m$  y  $\omega$ . El tiempo de medida será,

$$T_p = N_p / f_r = 2\pi / m\omega \quad (5.28)$$

y, por lo tanto aumenta cuando  $m$  y  $\omega$  son pequeños.

Para resolver el compromiso entre exactitud y tiempo de medida, se puede emplear el método de tiempo de medida constante y ajustable. Consiste en contar, por una parte, los impulsos del codificador y, por otra, los impulsos de un reloj, ambos durante un intervalo de tiempo predeterminado  $T_e$  y que contenga un número entero  $N_c$  de impulsos del codificador.

Ambos contadores arrancan cuando llega un impulso del codificador y paran al cabo de  $N_c$  impulsos.

Para aplicar este método con un  $\mu C$  no hace falta iniciar y parar los contadores de pulsos y tiempo cada vez, que por lo demás es un proceso lento. Es mejor medir intervalos de tiempo en un contador que cuente impulsos de reloj continuamente, y al final de cada intervalo de tiempo leer la salida del contador de los impulsos del codificador.

## 7.6 SISTEMA DE COMUNICACIÓN PARA SENSORES

Las señales obtenidas con los sensores, una vez acondicionada, hay que comunicarlas a un receptor o dispositivo de presentación, cercano o remoto. Cuando el emisor y el receptor no están muy lejos, se suele emplear transmisión por hilos. También se emplea transmisión por hilo en instalaciones extensas que incluyan una instalación adecuada.

Para distancias muy grandes se emplea telemetría vía radio. Su ancho de banda y velocidad son mucho mayores. Para distancias cortas se utilizan también ultrasonidos, radiación infrarroja o simple acoplamiento capacitivo o inductivo. En presencia de interferencias electromagnéticas fuertes, para tener aislamiento eléctrico, y cuando hace falta un gran ancho de banda se emplean fibras ópticas.

Cualquiera que sea el medio de comunicación empleado, es necesario acondicionar las señales de los sensores para adaptarla a las características de aquel.

Este proceso puede requerir más de una etapa, tal como se indica en la figura 7.15. En primer lugar, la señal del sensor, una vez acondicionada mediante el circuito inmediato a él, se modula (si su salida es analógica) o codifica (si su salida es digital), para poder ser combinada con otras que vayan a compartir el mismo medio, o simplemente para hacerla aceptable por el modulador de transmisión.

En algunos casos puede suceder que se disponga de una línea propia, transmitiéndose por ella directamente (en banda base) una tensión, corriente o frecuencia procedente de este codificador o modulador.

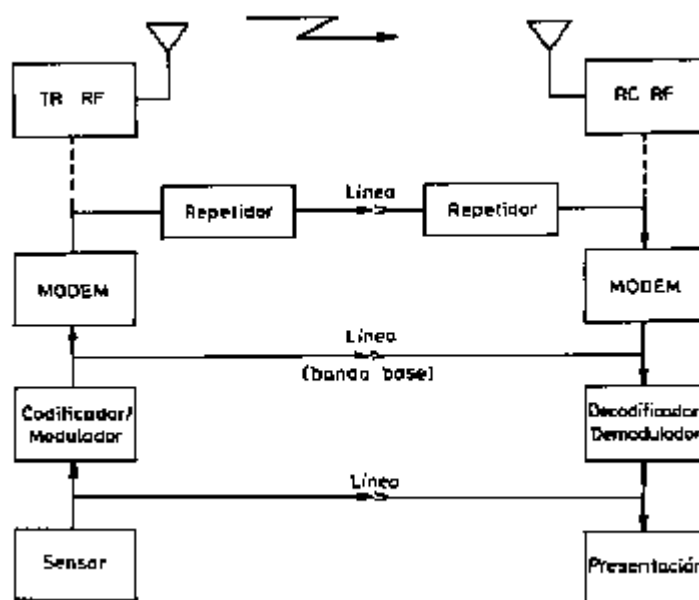


Figura 7.15 Estructura general de un sistema de telemetría.

Si la información se transmite en forma de tensión continua proporcional a la magnitud medida, la distancia cubierta debe ser pequeña porque, en un entorno industrial, las tensiones parásitas formadas en el bucle formado por los conductores puede falsear totalmente la medida. Utilizar cables apantallados para reducir las interferencias capacitivas es caro. La telemetría por frecuencia tiene mayor inmunidad a las interferencias, pero no hay normas que permitan utilizar, en un mismo sistema transmisores de distintos fabricantes. Además, las señales de frecuencias transmitidas pueden ser fuentes de interferencias en circuitos próximos. La telemetría por corriente supera estos problemas.

### 7.6.1 Telemetría por corriente: bucle 4-20 mA

En la telemetría por corriente la magnitud medida se convierte en una corriente continua proporcional, que se envía por la línea y es detectada en el extremo receptor midiendo la caída de tensión en una resistencia conocida. Los valores de corriente normalizados son: (4-20, 0-5, 0-20, 10-50, 1-5, 2-10) mA. Para evitar acoplamiento inductivo, que harían circular corrientes interferentes, se emplean un par de hilos transados. Las interferencias capacitivas son pequeñas. Los terminales parásitos y las caídas de tensión en los hilos de conexión tampoco afectan, siempre y cuando el emisor sea capaz de imponer el valor de la corriente en el circuito. Esto permite utilizar hilo más fino y por lo tanto más barato. Otra ventaja es que un mismo receptor pueda explorar varios canales con distinta longitud de cable sin que ésta afecte a la exactitud. El valor de corriente habitual es 4-20 mA.

Otra ventaja importante de la telemetría por corriente es que, si el transmisor es flotante, a veces es posible realizar el enlace con solo dos hilos compartidos por la alimentación y por la señal. En la figura 7.16a se presenta el circuito general de 4 hilos, dos para la alimentación y dos para las señales.

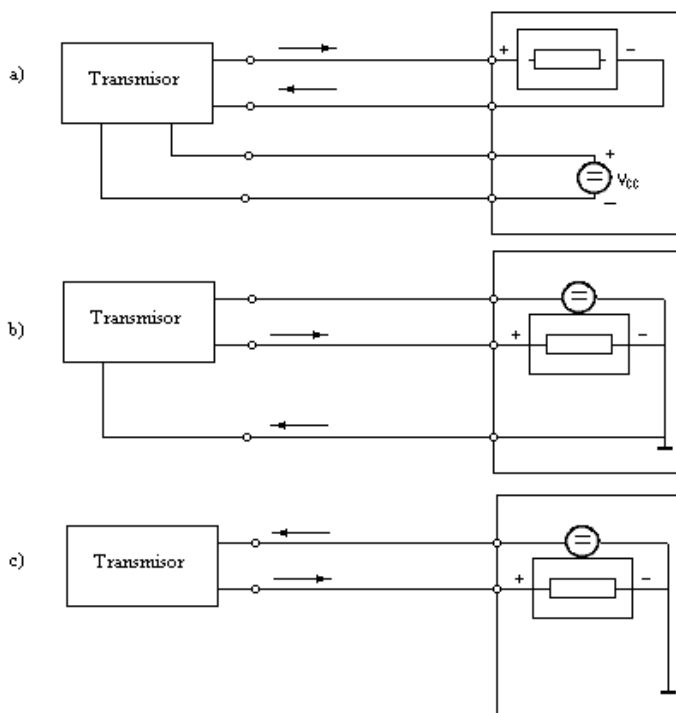


Figura 7.16 Telemetría por corriente empleando: a) Cuatro hilos. b) tres hilos. c) dos hilos.

Normalmente es posible compartir un hilo de retorno, tal como se indica en la figura 7.16b. En el caso de la figura 7.16c, se conecta la fuente de alimentación en serie con el dispositivo o dispositivos de lectura y cualquier resistencia de bucle que haya hasta el sensor.

## 7.6.2 Comunicación simultánea analógica y digital: hart

Un sistema de con bucle de 4 a 20 mA, es punto a punto y unidireccional. Por ser punto a punto si hay que añadir un nuevo sensor es necesario modificar el cableado. Por ser unidireccional, no es posible interrogar al transmisor. Pero la sustitución directa de sistemas analógicos por sistemas digitales sería excesivamente caro. Para dotar de capacidad de comunicación a los sistemas analógicos existentes la empresa Rosemount propuso el protocolo hart.

La posibilidad de comunicación digital permite tener toda la información en el propio instrumento: fabricante, modelo, número de serie, etc.. Toda esta información no supone en si una mejora en el control de proceso, pero es esencial en la puesta en marcha de la instalación, y reduce los costos de mantenimiento.

Por ello lo mejor es mantener las señales analógicas y digitales separadas aunque utilicen un mismo medio de comunicación.

El protocolo hart emplea un sistema de modulación estándar BEL202 que es compatible con los pares transados ya instalados.

## 7.6.3 Instrumentación digital: Buses para sensores.

El sistema de 4-20mA implica una doble conversión: si la salida del sensor es analógica, para linealizarla, detectar límites u otras operaciones, puede ser necesario digitalizarlas, para que la procese un  $\mu C$ .

Si luego se debe transmitir con un bucle de 4-20mA hay que convertirla de nuevo en analógica, y convertirla de nuevo a digital en el procesador central que controla todo el sistema. En un sensor con capacidad de comunicación digital, se evita esta doble conversión.

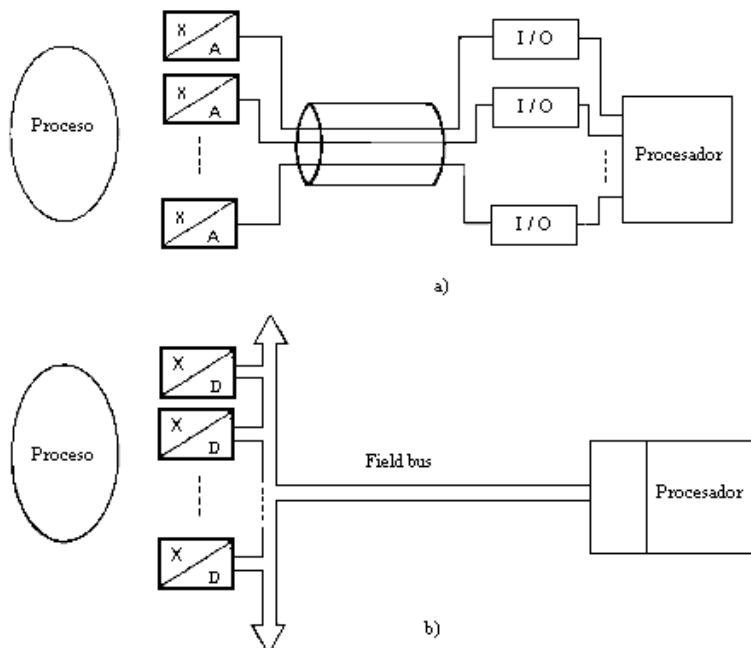


Figura 7.17 a) Estructura de un sistema de comunicación analógico convencional. b) Estructura de un sistema de comunicación con bus digital.

Si además la comunicación es tipo bus, ya no se emplea un canal para una única información ( como en los sistemas 4-20mA), sino que el mismo canal físico es compartido por varias informaciones distintas, viajando en los dos sentidos y esto aporta una reducción del costo de cableado.

Con un sistema en bus, la incorporación de nuevos sensores y actuadores en un proceso o sistema de medida solo hace tenerla en cuenta en el software de sistema, no en el cableado. Además, la instalación de un nuevo transmisor no exige detener el proceso, sino que basta transmitirle los datos de calibración, linealización, etc.. Pero para que distintos instrumentos sean compatibles con un mismo bus, debe haber un acuerdo en sus especificaciones.

Se pueden encontrar tres niveles físico, enlace y aplicación, y se ha añadido un nivel de interfaz con el usuario. Cada nivel tiene un conjunto de reglas específicas con protocolos relativos al, formato de los datos y a la temporización.

Los protocolos de nivel físico definen la característica de la interface eléctrica y mecánica, así como las exigencias funcionales y procedimientos impuestos por el medio físico establecido para que se pueda emitir y recibir a su través.

Los protocolos de nivel de enlace definen los procedimientos para la transmisión y recepción de datos sin errores, a través del enlace físico establecido por la capa física. Por ejemplo quien puede hablar y cuando, y la forma de detectar y corregir errores.

A nivel de aplicación, el progreso es aún más lento. Se trata de definir como escribir, leer, entender y ejecutar un mensaje. El nivel de usuario es la interfaz entre el usuario y el sistema de comunicación.

Se siguen elaborando más normas, y dada la importancia económica del tema, que ha despertado también interés en la producción de energía, edificios inteligentes y en la industria del transporte, se han ido comercializando sistemas con el mismo espíritu pero con incompatibilidad manifiesta.

Los dos sistemas más importantes son el ISP y el WORLDIFIP.