

TRABAJO PRACTICO FINAL

Shields v 1.0



Docentes:

- Jorge Morales
- C. Gonzales Vera

Alumno:

Ernesto Alejandro Canio

Grupo 5

Sensores resistivos

Los sensores basados en la variación de la resistencia eléctrica de un dispositivo son probablemente los más abundantes. Esto se debe a que son muchas las magnitudes físicas que afectan al valor de la resistencia eléctrica de un material.

En consecuencia, ofrecen una solución válida para numerosos problemas de medida. En el caso de los resistores variables con la temperatura, ofrecen también un método de compensación térmica aplicable en los sistemas de medidas de otras magnitudes.

Describiremos los sensores más frecuentes basados en la variación de resistencia, exponiendo su fundamento, tecnología circuito eléctrico equivalente y aplicaciones.

Para la clasificación de los diversos sensores de esta clase se toma como criterio el tipo de magnitud física a medida. El orden seguido es el de variables mecánicas, térmicas magnéticas, ópticas y químicas.

2.1 POTENCIÓMETROS

Un potenciómetro es un resistor con un contacto móvil deslizante o giratorio (figura 2.1). La resistencia entre dicho contacto móvil y uno de los terminales fijos es:

$$R = \frac{\rho}{A} l(1 - \alpha) = \frac{\rho}{A} (l - x) \quad (1.1)$$

donde x es la distancia recorrida desde el otro terminal fijo, α la fracción de longitud correspondiente, ρ es la resistividad del material, l su longitud y A su sección transversal, supuesta uniforme.

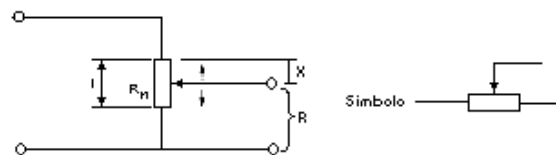


Figura 2.1 Potenciómetro ideal y su símbolo

Desde el punto de vista dinámico, es en principio un sistema de orden cero, si bien puede formar parte de un sensor que no sea de orden cero como, por ejemplo, un sistema masa resorte.

El comportamiento descrito por (1.1), que equivale a decir que la resistencia es proporcional al recorrido del cursor, implica aceptar la validez de una serie de simplificaciones que conviene aplicar, pues no siempre pueden darse por garantizadas.

En primer lugar, se supone que la resistencia es uniforme a lo largo de todo el recorrido l , pero obviamente la resistencia no será perfectamente uniforme por lo que la linealidad del potenciómetro estará acotada. La diferencia entre el comportamiento esperado y el obtenido se denomina conformidad. En segundo lugar, se supone que el contacto del cursor da una variación de resistencia continua, no a saltos y que, por lo tanto, la resolución es infinita, pero esto no es cierto para todos los tipos de elementos resistivos. Además, el recorrido mecánico suele ser mayor que el “recorrido eléctrico”, es decir, no todo soporte está recubierto de conductor.

Para que el modelo descrito por (1.1) sea aceptable, si se alimenta el potenciómetro con una tensión alterna, su inductancia y su capacidad deben ser despreciables. Para valores de R_n bajos, la inductancia no siempre es despreciable, en particular si se trata de modelos con resistencia bobinada. Para valores de R_n altos, la capacidad parásita puede tener importancia.

Otro factor a considerar es que los resistores cambian de valor con la temperatura. Por lo tanto, el modelo anterior es válido siempre y cuando no haya variaciones no uniformes de temperatura. Estas pueden ser debidas no solo a las fluctuaciones de la temperatura ambiente, sino también a su autocalentamiento motivado por la limitación en la potencia que puede disipar el potenciómetro. Si esta es P y se alimenta el potenciómetro con una tensión, el valor eficaz de esta en bornes de aquel, V , debe cumplir:

$$V \leq \sqrt{P \cdot R} \quad (1.2)$$

Si el circuito de medida no tiene una impedancia de entrada suficientemente alta y carga al potenciómetro, puede haber calentamientos excesivos en determinadas zonas.

Otro factor que limita la validez del modelo descrito es el rozamiento del cursor y su inercia, que deben ser despreciables pero manteniendo un buen contacto.

Como compromiso, la fuerza que desplaza el cursor es de 4 a 15 g. Para el caso de movimientos variables, el par de arranque suele ser del doble del de mantenimiento, y este se reduce mediante lubricación. Si los movimientos son rápidos, no debe haber vibraciones que hagan perder el contacto, y ello se soluciona disponiendo, por ejemplo, dos cursores, cada uno con un brazo de longitud distinta y, por lo tanto de frecuencia de resonancia distinta. En cualquier caso, la velocidad de desplazamiento del cursor está limitada a unos 10 m/s como máximo. En potenciómetros angulares hay que cuidar además que su eje y aquel cuyo giro de desea medir, sean concéntricos.

Por último, si la resolución deseada es alta, hay que tener en cuenta el ruido debido a la resistencia de contacto, que alcanza valores elevados debido al polvo, humedad, oxidación y desgaste. Al variar la resistencia de contacto de unas a otras posiciones, la corriente a su través produce variaciones en la tensión de salida, y si es alta puede dar fluctuaciones apreciables por el sistema de medida posterior.

Todas estas limitaciones quedan muchas veces compensadas por las ventajas de este dispositivo que, siendo simple y robusto, permite tener exactitudes elevadas en relación con su precio.

Los modelos disponibles comercialmente admiten movimientos lineales y circulares (una vuelta o más en los helicoidales). Hay modelos cuya salida en función del desplazamiento es no lineal. En algunos modelos la salida es una función senoidal del ángulo de giro del cursor. Si por ejemplo se devana un hilo o se deposita un conductor sobre un soporte de perfil triangular (figura 2.2), la resistencia entre el terminal móvil y uno fijo es:

$$R_{CM} = \frac{\rho}{A} \cdot \frac{(1-x)(1-x) \cdot \tan\theta}{2D} \quad (1.3)$$

donde l es la longitud del soporte, x la distancia al otro extremo fijo, A la sección de hilo, D su diámetro y ρ su resistividad.

También se puede conseguir una variación no lineal a base de disponer el hilo con un espaciado no uniforme y haciendo que su tamaño cambie a lo largo del recorrido. Cuando el circuito de medida carga el potenciómetro resulta también una característica no lineal.

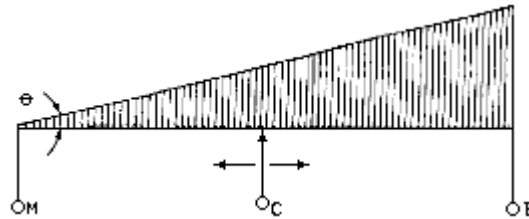


Figura 2.2 Potenciómetro no lineal basado en un soporte triangular.

Para determinar la posición de un punto en un plano, por ejemplo en palancas de mando (joysticks), hay modelos dobles en los que el eje de entrada permite el movimiento en los cuatro cuadrantes. El movimiento en la dirección x controla el potenciómetro R_x y el movimiento en la dirección y controla el potenciómetro R_y (figura 2.3). Si ambos potenciómetros se alimentan con la misma tensión, se obtienen entonces dos tensiones de salida:

$$\begin{aligned} V_x &= E(1-2\alpha) \\ V_y &= E(1-2\beta) \end{aligned} \quad (1.4a)(1.4b)$$

siendo $0 \leq \alpha, \beta \leq 1$. En el centro de la superficie, $\alpha=\beta=0,5$, y las tensiones obtenidas son (0,0).

Para tener un dispositivo útil, no se emplea un único hilo conductor, porque ni haciéndolo fino (sin que se rompiera fácilmente) se lograría tener una resistencia que no fuera demasiado baja. Una disposición habitual antigua fue la de un hilo conductor bobinado sobre un soporte aislante (cerámico). Los materiales empleados eran aleaciones de níquel-cromo, níquel-cobre y de metales preciosos. Sin embargo, su inductancia es alta y tiene baja resolución. Su ventaja es que tienen un coeficiente de temperatura pequeño y pueden disipar una potencia elevada.

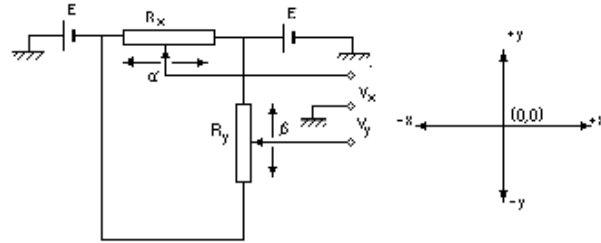


Figura 2.3 Potenciómetro doble empleado en palancas de mando (joysticks)

Para tener alta resolución y larga vida a un bajo precio, se prefieren los potenciómetros basados en una película de carbón depositada sobre un soporte, sola o bien aglomerada con plástico, y un cursor de materiales nobles aleados. Su coeficiente de temperatura es alto. Si se deben disipar potencias altas y no se desea perder resolución, pueden emplearse los modelos cuyo elemento resistivo consiste en partículas de metales preciosos fundidos en una base cerámica, mediante técnicas de película gruesa. En el cuadro 2.1 se resume algunas de las especificaciones de los modelos que se encuentran en el comercio.

Cuadro 2.1 Especificaciones de los potenciómetros para medida de desplazamientos lineales y angulares

Parámetro	Lineales	Angulares
Margen	2 mm a 8 m	10° a 60 vueltas
Linealidad	0,002% a 0,1% fondo escala	
Resolución	50 μm	2° a 0,2°
Potencia	0,1 W a 50 W	
Coeficiente de temperatura	20 a 1000 partes/ $10^6/^{\circ}\text{C}$	
Frecuencia máxima	3 Hz	
Vida	Hasta 4×10^8 ciclos	

Los potenciómetros líquidos o electrolíticos tienen una disposición especial, prevista para medir inclinaciones (figura 2.4a). Consisten en un tubo de vidrio curvado y cerrado herméticamente, parcialmente lleno con un fluido conductor (electrolito), y en el que se forma una burbuja de aire. Dentro del tubo hay tres electrodos metálicos en contacto con el líquido. Entre los electrodos extremos se aplica una tensión alterna (una continua produciría electrólisis). Cuando el tubo está nivelado, la tensión en el electrodo de control es la mitad de la tensión aplicada, es decir 0 V. Cuando el tubo se inclina, cambia la posición de la burbuja, y con ella la resistencia eléctrica entre el electrodo central y los otros dos. Hay modelos con una resolución de hasta 10^{-8} rad, y márgenes desde $\pm 0,5^{\circ}$ hasta $\pm 60^{\circ}$.

En la figura 2.4b se muestra otro potenciómetro especial para la medida de inclinaciones. Consiste en un sustrato vertical que soporta un resistor y un conductor concéntricos. El anillo conductor guía una bola que hace las veces de cursor, de manera que la resistencia eléctrica entre cualquiera de los dos terminales del resistor y el conductor depende del ángulo de inclinación del soporte, ya que la bola permanece en la dirección vertical. Se obtiene una repetibilidad de $0,1^{\circ}$ y un margen de casi $\pm 180^{\circ}$.

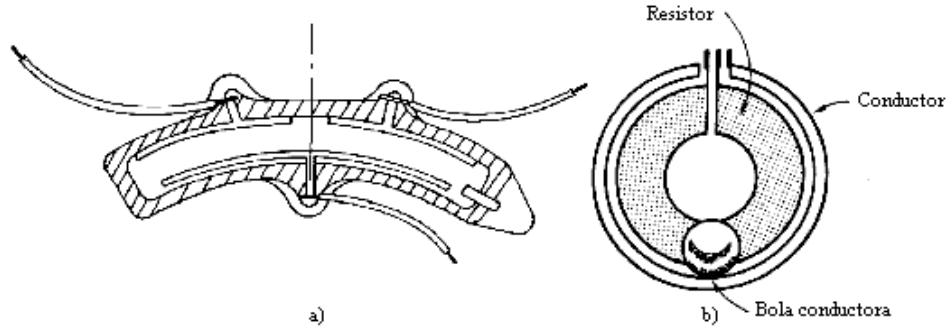


Figura 2.4 Potenciómetros especiales para medir inclinaciones. a) Potenciometro líquido. b) Potenciometro de bola.

En el circuito equivalente de Thévenin para un potenciometro muestra que la impedancia de salida varía con la posición del cursor. Alimentado con una fuente de tensión continua, la resistencia de salida R_s es la combinación paralelo de $R_n (1-\alpha)$ y $R_n \alpha$,

$$R_s = \frac{R_n \alpha R_n (1-\alpha)}{R_n \alpha + R_n (1-\alpha)} = R_n \alpha (1-\alpha)$$

la tensión de salida en vacío es:

$$V_s = \frac{V}{R_n} R_n (1-\alpha) = V(1-\alpha) \quad (1.5), (1.6)$$

donde: $0 \leq \alpha \leq 1$

Los potenciómetros se aplican a la medida de desplazamientos que excedan de 1 cm o 10° a fondo de escala. Desplazamientos de esta magnitud se encuentran en servo sistemas de posición y también en ciertos sensores primarios. Por ejemplo, en sensores de presión basados en tubos Bourdon, fuelles o cápsulas (figura 2.5), y en sensores de nivel basados en flotador.

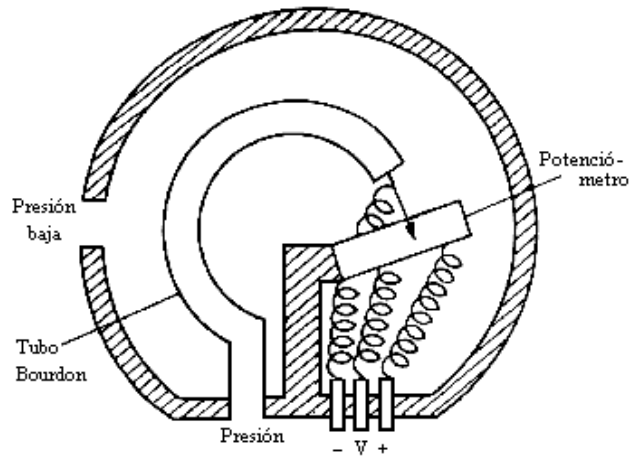


Figura 2.5 Sensor de presión basado en un tubo Bourdon y un potenciometro lineal

En la figura 2.6 se presenta un sensor resistivo con respuesta αR ($0 < \alpha < 1$) pero sin cursor. Se trata de un medidor de nivel que consiste en una cinta de acero inoxidable aislado por los lados y la parte posterior y una lámina dorada en su parte frontal (figura 2.6a). Alrededor de la cinta se devana un hilo de nichrome dorado, con un paso de cuatro vueltas por pulgada. Cuando la cinta se sumerge en un tanque o depósito (figura 2.6b), la presión hidrostática sobre la cubierta externa presiona la hélice sobre la cinta, de manera que la resistencia que se mide entre la hélice y la cinta depende de la longitud sumergida, con una sensibilidad de $10\Omega/\text{cm}$.

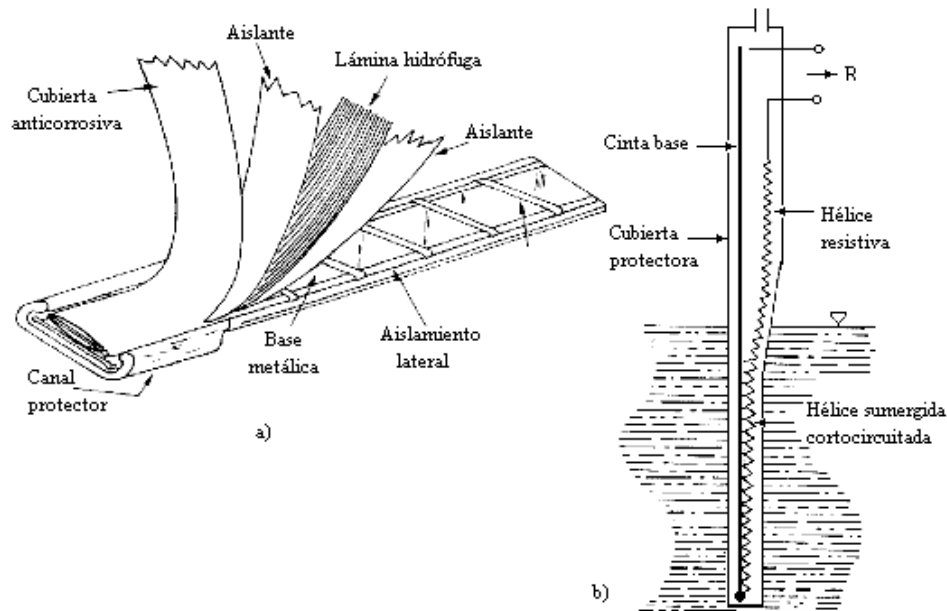


Figura 2.6 Sensor de nivel resistivo basado en una hélice que bajo presión hidrostática (b), contacta una base metálica conductora.

2.2 GALGAS EXTENSOMÉTRICAS

2.2.1 Fundamentos: efecto piezorresistivo

Las galgas extensométricas se basan en la variación de la resistencia de un conductor o un semiconductor cuando es sometido a un esfuerzo mecánico. Este efecto fue descubierto por Lord Kelvin en 1856. Si se considera un hilo metálico de longitud l , sección A y resistividad ρ , su resistencia eléctrica R es:

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (2.1)$$

Si se le somete a un esfuerzo en dirección longitudinal, cada una de las tres magnitudes que intervienen en el valor de R experimenta un cambio y, por lo tanto, R también cambia de la forma:

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{dA}{A}$$

El cambio de longitud que resulta de aplicar una fuerza F a una pieza unidimensional, siempre y cuando no se entre en la zona de fluencia (figura 2.7), viene dado por la ley de Hooke:

$$\sigma = \frac{F}{A} = E\varepsilon = E \frac{dl}{l}$$

donde E es una constante del material, denominada módulo de Young, σ es la tensión mecánica y ε es la deformación unitaria. ε es adimensional, pero para mayor claridad se suele dar en “microdeformaciones” (1 microdeformación = $1 \mu\varepsilon = 10^{-6}$ m/m).

Si se considera ahora una pieza que además de la longitud l tenga una dimensión transversal t , resulta que como consecuencia de aplicar un esfuerzo longitudinal no solo cambia l sino también lo hace t . La relación entre ambos cambios viene dada por la ley de Poisson, de la forma:

$$\mu = - \frac{dt/t}{dl/l}$$

donde μ es el denominado coeficiente de Poisson. Su valor está entre 0 y 0,5, siendo, por ejemplo, de 0,17 para la fundición maleable, de 0,303 para el acero y de 0,33 para el aluminio y el cobre. Obsérvese que para que se conservara constante el volumen debería ser $\mu = 0,5$.

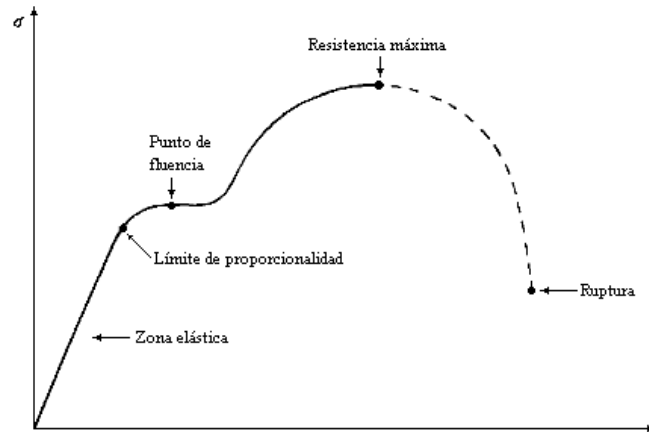


Figura 2.7 relación entre esfuerzos y deformaciones. La escala en la zona elástica está muy ampliada.

Para el hilo conductor considerado anteriormente, si se supone una sección cilíndrica de diámetro d , se tendrá

$$A = \pi \cdot D^2 / 4 \quad (2.5)$$

$$dA / A = 2dD / D = -2\mu dl / l \quad (2.6)$$

La variación que experimenta la resistividad como resultado de un esfuerzo mecánico es lo que se conoce como efecto piezoresistivo. Estos cambios se deben a la variación de la amplitud de las oscilaciones de los nudos de la red cristalina del metal. Si este se tensa, la amplitud aumenta, mientras que si se comprime, la amplitud disminuye. Si la amplitud de las oscilaciones de los nudos aumenta, la velocidad de los electrones disminuye, y ρ aumenta. Si dicha amplitud disminuye, ρ también disminuye. Para el caso de los metales, resulta que los cambios porcentuales de resistividad y de volumen son proporcionales:

$$\frac{d\rho}{\rho} = C \frac{dV}{V} \quad (2.7)$$

donde C es la denominada constante de Bridgman, cuyo valor es de 1,13 a 1,15 para las aleaciones empleadas comúnmente en galgas, y 4,4 para el platino.

Aplicando (2.6), el cambio de volumen se puede expresar como:

$$V = \pi \cdot l \cdot D^2 / 4$$

$$\frac{dV}{V} = \frac{dl}{l} + 2 \cdot \frac{dD}{D} = \frac{dl}{l} (1 - 2 \cdot \mu) \quad (2.8), (2.9)$$

y, por lo tanto, si el material es isótropo y no se rebasa su límite elástico, (2.2) se transforma finalmente en:

$$\frac{dR}{R} = \frac{dl}{l} [1 + 2 \cdot \mu + C \cdot (1 - 2 \cdot \mu)] = K \frac{dl}{l} \quad (2.10)$$

donde K es el denominado factor de sensibilidad de la galga, definido directamente como el factor dentro del corchete en la expresión anterior. A partir de los valores dados se ve que K es del orden de 2, salvo para el platino en cuyo caso es de orden de 6.

Así, para pequeñas variaciones la resistencia del hilo metálico deformado puede ponerse de la forma:

$$R = R_0 (1 + x) \quad (2.11)$$

donde R_0 es la resistencia en reposo y $x = K\varepsilon$. El cambio de resistencia no excede el 2%.

En el caso de un semiconductor, al someterlo a un esfuerzo predomina el efecto piezoresistivo. Las expresiones de la relación resistencia-deformación son:

-para un material tipo p

$$\frac{dR}{R_0} = 119,5.\varepsilon + 4.\varepsilon^2$$

para un material tipo n

$$\frac{dR}{R_0} = -110.\varepsilon + 10.\varepsilon^2$$

(2.12),(2.13)

donde R_0 es la resistencia en reposo a 25°C, y se supone una alimentación a corriente constante.

Vemos, entonces, que existe una relación entre el cambio de resistencia de un material y la deformación que experimente este. Si se conoce la relación entre esta deformación y el esfuerzo que la provoca, a partir de la medida de los cambios de resistencia se podrán conocer los esfuerzos aplicados.

Un resistor dispuesto de forma que sea sensible a la deformación constituye una galga extensométrica.

Las limitaciones que cabe considerar en la aplicación de este principio de medida son numerosas y conviene conocerlas con detalle, por que de lo contrario es difícil obtener información útil con este método.

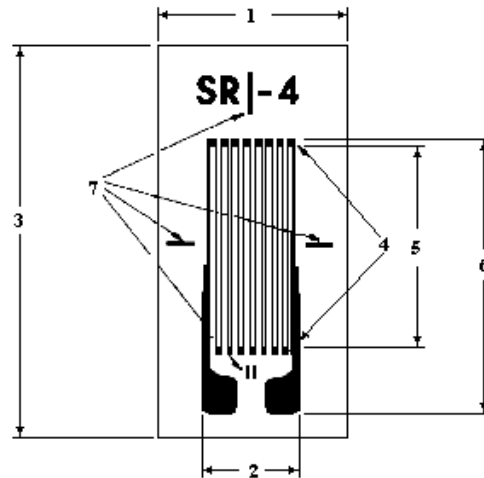


Figura 2.8 Parámetros de una galga impresa. 1-Ancho del soporte. 2- Ancho de la Galga. 3- Longitud del soporte
4- Extremos ensanchados. 5- Longitud activa. 6- Longitud total de la Galga.
7- Marcas de alineación.

En primer lugar, el esfuerzo aplicado no debe llevar a la galga fuera del margen elástico de deformaciones. Este no excede del 4% de la longitud de la galga y va desde unas 3000 $\mu\varepsilon$ para las semiconductoras a unas 40000 $\mu\varepsilon$ para las metálicas.

En segundo lugar, la medida de un esfuerzo sólo será correcta si es transmitido totalmente a la galga. Ello se logra pegando cuidadosamente mediante un adhesivo elástico que sea suficientemente estable con el tiempo y la temperatura. A la vez, la galga debe estar aislada eléctricamente del objeto donde se mide y protegida del ambiente.

Se supone también que se está en un estado plano de deformaciones, y que no hay esfuerzos en la dirección perpendicular ala superficie de la galga. Para que la resistencia eléctrica de ésta sea apreciable se disponen varios tramos longitudinales y el diseño se procura que los tramos transversales tengan mayor sección (figura 2.8), pues así se reduce la sensibilidad transversal a un valor de sólo el 1 o el 2% de la longitudinal. En la figura 2.9 se muestra la forma convencional de montar una galga.

La temperatura es una fuente de interferencia por varias razones. Afecta a la resistividad del material, a sus dimensiones y a las dimensiones del soporte. Como resultado de todo ello, una vez la galga está dispuesta en la superficie de medida, si hay un cambio de temperatura, antes de aplicar ningún esfuerzo se tendrá ya un cambio de resistencia. En galgas metálicas este cambio puede ser de hasta 50 $\mu\varepsilon/^{\circ}\text{C}$.

Esta interferencia se compensa con el método de la entrada “opuesta”. Consiste en este caso en el empleo de las denominadas galgas “pasivas”, que son galgas iguales a la de medida dispuesta junto a ésta, de forma que experimentan el mismo cambio de temperatura, pero no están sometidas a esfuerzos mecánicos. En cualquier caso, para evitar dilataciones diferenciales excesivas, en cada material a ensayar que hay emplear galgas prevista para él, es decir, que tengan un coeficiente de dilatación similar.

En galgas semiconductoras este efecto de la temperatura es muy acusado. En las denominadas galgas autocompensadas se compensa el aumento de la resistividad con la temperatura con una disminución de la resistencia debido a la expansión del material soporte. Se logran así deformaciones térmicas de sólo $5 \mu\epsilon/^{\circ}\text{C}$ en un margen de temperatura de unos 20°C .

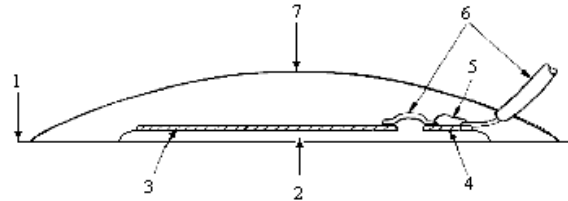


Figura 2.9 Montaje de una galga impresa. 1 Sustrato donde se monta; 2 adhesivo; 3 galga; 4 terminales para soldar; 5 soldadura; 6 hilos de conexión; 7 aislamiento protector.

Un factor que puede provocar el calentamiento de la galga es la propia potencia que disipa cuando, al medir su resistencia, se haga circular por ella una corriente eléctrica. En las galgas metálicas la corriente máxima es de unos 25 mA si el soporte es buen conductor del calor (acero, cobre, aluminio) y de 5 mA si es mal conductor (plástico, madera). La potencia permitida aumenta con el área de la galga y va desde $0,77 \text{ W/cm}^2$ a $0,15 \text{ W/cm}^2$, según el soporte. En las galgas semiconductoras, la potencia máxima disipable es de unos 250 mW.

Otra fuente de interferencia son las fuerzas termoelectromotrices presentes en la unión de dos metales distintos, ya que pueden dar una tensión de salida superpuesta a la de interés si se alimenta la galga con corriente continua. Su presencia se reconoce si cambia la salida al variar la polaridad de la alimentación. Deben corregirse bien mediante el método de insensibilidad intrínseca, por selección de materiales, bien mediante filtrado, a base de alimentar las galgas con corriente alterna.

Idealmente, las galgas deberían ser puntuales para poder medir los esfuerzos en un punto concreto. En la práctica sus dimensiones son apreciables, y se supone que el “punto” de medida es el centro geométrico de la galga. Si se van a medir vibraciones, la longitud de onda de éstas debe ser mucho mayor que la longitud de la galga. Si por ejemplo, ésta es de 5mm y se mide en acero, donde la velocidad del sonido es de uno 5900 m/s, la máxima frecuencia medible es del orden de 100 kHz (1 Mhz/10) que es ciertamente muy alta.

Si se mide en una superficie no uniforme, como el hormigón, puede interesar, en cambio, realizar un promediado de deformaciones para no caer en error debido a una singularidad en la superficie.

Las galgas extensométricas de silicio son sensibles a la luz, si bien la magnitud de los efectos ‘ópticos’ probablemente sea despreciable en las condiciones de iluminación habituales.

Frente a todas estas posibles limitaciones, por su pequeño tamaño, gran linealidad y también por su baja impedancia, las galgas extensométricas son uno de los sensores con mayor aplicación.

2.2.2 Tipos y aplicaciones

Los materiales empleados para la fabricación de galgas extensométricas son diversos conductores metálicos, como las aleaciones constantan, advance, karma, y también semiconductores como el silicio y el germanio. Las aleaciones metálicas escogidas tienen la ventaja de un bajo coeficiente de temperatura, porque en ellas se compensa parcialmente la disminución de la movilidad de los electrones al aumentar la temperatura con el aumento de su concentración. Las galgas pueden tener o no soporte propio, eligiéndose en su caso en función de la temperatura a la que se va a medir. Para aplicaciones de sensores táctiles en robots, se emplean también elastómeros conductores. Para la medida de grandes deformaciones en estructuras biológicas, se emplean galgas elásticas que consisten en un tubo elástico lleno de mercurio u otro líquido conductor.

En la figura 2.10 se muestran diversos tipos de galgas extensométricas. Las galgas metálicas con soporte pueden ser de hilo bobinado o plegado con soporte de papel o impresas por fotograbado. En este caso puede observarse en la figura que se dispone de una gran variedad de configuraciones, adaptadas a diversos tipos de esfuerzos. Hay modelos para diafragma, para medir torsiones, para determinar esfuerzos máximos y mínimos y sus direcciones (rosetas múltiples), etc.

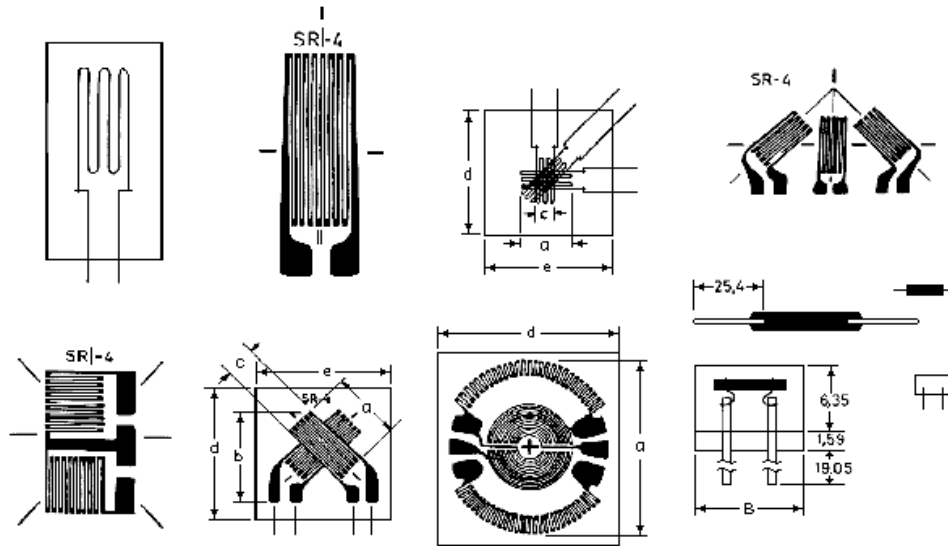


Figura 2.10 Diversos tipos de galgas metálicas y semiconductores, con y sin soporte.

En el cuadro 2.2 se presentan algunas de las características habituales de las galgas metálicas y semiconductoras. El factor de sensibilidad se determina por muestreo, pues una vez utilizada la galga es irrecuperable. Se da entonces el valor probable de K y la tolerancia. Los métodos de ensayo y la especificación de características para las galgas metálicas, están normalizados.

Las galgas extensométricas se pueden aplicar a la medida de cualquier variable que pueda convertirse, con el sensor apropiado, en una fuerza capaz de provocar deformaciones del orden de $10\ \mu\text{m}$ e incluso inferiores.

Cuadro 2.2 Características normales de las galgas extensométricas metálicas y semiconductoras.

Parámetro	Metálicas	Semiconductoras
Margen de medida, $\mu\epsilon$	0,1 a 40000	0,001 a 3000
Factor de sensibilidad	1,8 a 2,35	50 a 200
Resistencia	120,350, 600 ... 5000	1000 a 5000
Tolerancia en la resistencia %	0,1 a 0,2	1 a 2
Tamaño, mm	0,4 a 150	1 a 5

En la figura 2.11 se presentan diversas aplicaciones relativas a la medida de fuerza y par con elementos elásticos. En el caso *a* se emplea un voladizo con una galga activa y, aparte, una galga pasiva para compensación. En el caso *b* se emplean dos galgas activas en el mismo voladizo, pero una de ellas transversal. En el caso *c* hay una célula de carga con tres galgas activas en dirección longitudinal y otras tres en dirección transversal. En el caso *d* se emplean cuatro galgas activas, dos longitudinales y dos transversales. En el caso *e* hay sólo dos galgas activas; aparte hay dos galgas pasivas para compensación. En el caso *f* se emplean cuatro galgas activas para detectar esfuerzos de torsión, con sentidos opuestos dos a dos. La medida de presiones, caudal, aceleraciones, etc., se puede realizar con técnicas similares.

Una aplicación singular del efecto piezorresistivo es la medida de presiones muy elevadas (1,4 Gpa a 40 Gpa) mediante las denominadas galgas de manganina. La manganina es una aleación (84% Cu, 12% Mn, 4% Ni) que tiene un coeficiente de temperatura muy bajo. Si se somete un hilo de manganina a una presión en todas las

direcciones, presenta un coeficiente de resistencia de entre $0,021$ y $0,028 \mu\Omega/\Omega/\text{kPa}$, de modo que el cambio de resistencia da información sobre la presión a que está sometido.

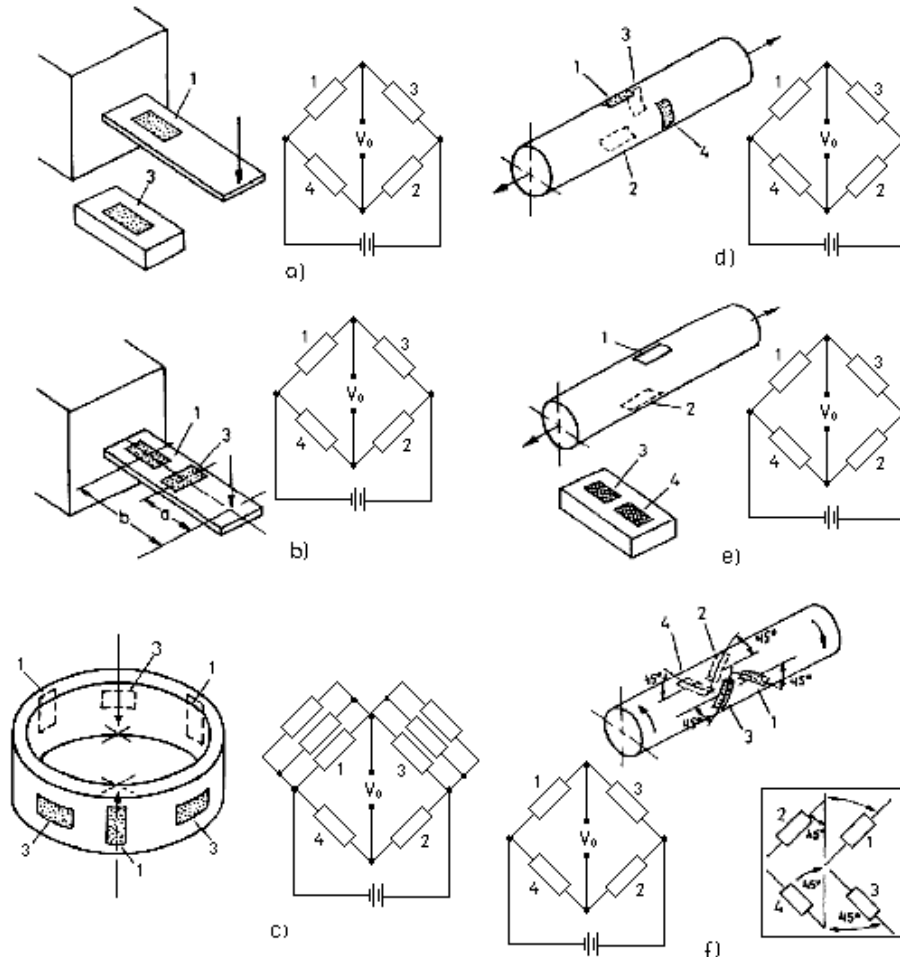


Figura 2.11 Diversas aplicaciones de las galgas extensométricas a la medida de magnitudes mecánicas.

2.3 DETECTORES DE TEMPERATURA RESISTIVOS (RTD).

Los detectores de temperatura basados en la variación de una resistencia eléctrica se suelen designar con sus siglas inglesas RTD (Resistance Temperatura Detector). Dado que el material empleado con mayor frecuencia para esta finalidad es el platino, se habla a veces de PRT (Platinum Resistance Thermometer).

El símbolo general para estos dispositivos es el de la figura 2.12. La línea recta en diagonal sobre el resistor indica que varía de forma intrínseca lineal, y la anotación junto a dicha línea denota que la variación es debida a la temperatura y tiene coeficiente positivo.

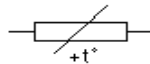


Figura 2.12 Símbolo para una resistencia con dependencia intrínseca de la temperatura y variación lineal.

El fundamento de las RTD es la variación de la resistencia de un conductor con la temperatura. En un conductor, el número de electrones disponibles para la conducción no cambia apreciablemente con la temperatura. Pero si ésta aumenta, las vibraciones de los átomos alrededor de sus posiciones de equilibrio son mayores, ya sí dispersan más eficazmente a los electrones, reduciendo su velocidad media. Esto implica un coeficiente de temperatura positivo, es decir, un aumento de la resistencia con la temperatura. Esta dependencia se puede expresar de la forma:

$$R = R_0 (1 + \alpha_1 T + \alpha_2 T^2 + \dots + \alpha_n T^n) \quad (3.1)$$

donde R_0 es la resistencia a la temperatura de referencia y T el incremento de temperatura respecto a la de referencia. La variación de resistencia se debe tanto al cambio de resistividad como al cambio de dimensiones asociados con el cambio de temperatura. Para el hilo de platino, $\alpha_1 \cong 3,90 \times 10^{-3}/K$ (dependiendo de la pureza) y $\alpha_2 = -5,83 \times 10^{-7}/K^2$; hasta $650^\circ C$, el valor del 'termino lineal $\alpha_1 T$ es más de diez veces mayor que el término no lineal $\alpha_2 T^2$. Para el platino en película fina, $\alpha_1 = 3,912 \times 10^{-3}/K$, $\alpha_2 = -6,179 \times 10^{-7}/K^2$ $\alpha_3 = 1,92 \times 10^{-7}/K^3$.

El modelo matemático para describir el comportamiento dinámico corresponde a un sistema de paso bajo de primer orden, ya que el resistor tiene una capacidad calorífica no despreciable. Si además hay un recubrimiento, por ejemplo para protección, el sistema pasa a ser de paso bajo de segundo orden sobreamortiguado debido a la capacidad calorífica adicional del recubrimiento.

El empleo de un conductor para la medida de temperaturas, basándose en el comportamiento descrito por (3.1), está sometido a varias limitaciones. En primer lugar, es obvio que no se podrán medir temperaturas próximas ni superiores a la de fusión del conductor. En segundo lugar, para poder medir una temperatura determinado con este método, es necesario que el sensor esté precisamente a dicha temperatura. Habrá que evitar, pues, autocalentamientos provocados por el circuito de medida. La capacidad de disipación de calor, para un determinado sensor en un ambiente concreto, viene dada por el coeficiente de disipación δ (mW/K), y depende del tipo de fluido y su velocidad, en el caso en que sea posible la evacuación de calor por convección.

Otra limitación a considerar es la posible presencia de deformaciones mecánicas, que, como se ha visto al exponer las galgas extensométricas, provocan también un cambio en el valor de la resistencia eléctrica de un conductor. Esta situación puede darse, inadvertidamente, al medir, por ejemplo, temperaturas superficiales mediante un elemento adherido a la superficie. En este tipo de medidas hay que tener también en cuenta la posibilidad de gradientes de temperatura. Para evaluarla, se emplea el denominado módulo de Biot, hl/k , donde h es el coeficiente de transmisión de calor, l es la dimensión menor del sólido en cuestión y k es su conductividad térmica. Si $hl/k > 0,2$, es posible que haya gradientes de temperatura y, en consecuencia, debe cuidarse el tamaño, orientación y situación del sensor. Si en cambio $hl/k < 0,2$, no es probable que haya gradientes térmicos.

Como en cualquier otro sensor, su validez práctica depende de su estabilidad. Aquí, en concreto, las derivas con el tiempo y a temperaturas altas limitan las posibilidades de medida. Por último, la conveniencia de un comportamiento lineal limita aún más los márgenes de medida y los conductores que se pueden emplear.

Las principales ventajas de estos sensores son que su sensibilidad es unas diez veces mayor que la de los termopares, la alta repetibilidad y exactitud en el caso del platino, y el bajo coste en el caso del cobre y del níquel, que son tres de los metales empleados con esta finalidad. Para éstos, en su margen lineal, se reduce a:

$$R = R_0 (1 + \alpha T) \quad (3.2)$$

En el cuadro 2.3 figuran los parámetros de estos y otros metales empleados. Puede observarse que el níquel ofrece mayor sensibilidad, pero su margen lineal es menor que el del platino. Este es el que ofrece mejores prestaciones, y la sonda de 100Ω , designada como Pt 100, es uno de los sensores de temperatura más comunes. La tolerancia en los valores de resistencia está entre el 0,1% y el 1%. A modo de comparación, cabe recordar que las resistencias de carbón ordinarias tienen coeficientes de temperatura que van de $+200 \times 10^{-6}/^\circ C$ a $-500 \times 10^{-6}/^\circ C$ según sea su valor óhmico. La resistividad es un dato importante pues interesa que sea alta para poder tener una sonda con valor óhmico suficientemente alto para permitir el empleo de hilos de conexión largos y, a la vez, con poca masa, para tener una respuesta térmica rápida.

Cuadro 2.3 Especificaciones de diversos detectores de temperatura resistivos.

Parámetro	Platino	Cobre	Níquel	Molibdeno
Resistividad a 20°C, $\mu\Omega\text{cm}$	10,6	1,673	6,844	5,7
α , $1/^\circ\text{C}$	0,00385	0,0043	0,00681	0,003786
R_0 , Ω a 0°C	25, 50, 100, 200, 500...	10 (20°C)	50, 100, 120	100, 200, 500, 1000
Margen, °C	- 200 a + 850	- 200 a + 260	-80 a + 320	-200 a + 200

En cuanto a la disposición física, hay modelos tanto para inmersión en fluidos como para medir temperaturas superficiales. En el primer caso, consisten en un hilo de 15-30 μm bobinado sobre un soporte, de forma que permita un movimiento relativo para acomodar las dilataciones diferenciales, y todo ello protegido por una cubierta inerte. Si la resistencia está conectada al soporte, este extremo queda puesto a masa. En el segundo caso es esencial que sean flexibles y que el soporte sea un buen aislante eléctrico. Las configuraciones son parecidas a las de las galgas extensométricas y, al igual que éstas, pueden ser de tipo rejilla (hilo en paralelo), impresas o de película metálica depositada.

La aplicación más inmediata de los detectores de temperatura resistivos es, obviamente, la medida de temperaturas. El empleo del platino con esta finalidad fue propuesto por W. Siemens en 1871. La sonda de platino ofrece una medida estable y exacta, hasta el punto de que se emplea como patrón entre las temperaturas de $-182,96^\circ\text{C}$ y $630,74^\circ\text{C}$. Además, como metal noble que es, no es propenso a la contaminación. En aquellas aplicaciones donde puede resultar excesivamente caro, se prefieren el níquel o aleaciones de éste. A temperaturas muy altas se emplea el wolframio. Para reducir la no linealidad del platino a alta temperatura, se ha propuesto un termómetro resistivo compuesto que consiste en añadir un segundo metal noble (oro o rodio) que compense a α_2 en (3.1). A temperaturas criogénicas se emplean aleaciones de rodio con hierro, y también resistencias de carbón y de germanio.

Los sensores de platino de película fina son mucho más económicos que los de hilo bobinado y sus prestaciones son casi de igual calidad. Se han aplicado en múltiples casos individuales, en automóviles, en electrodomésticos y en edificios. En los automóviles, por ejemplo, si el convertidor catalítico alcanza una temperatura por debajo de unos 250°C , se puede contaminar; una PRT es inmune a los gases de escape y puede utilizarse para medir y controlar dicha temperatura. También pueden medir la temperatura del aire de entrada al motor, o la del habitáculo (para control del aire acondicionado). Una sonda en el parachoques mide la temperatura de la carretera y puede servir para avisar de la presencia de hielo. Se han aplicado también en hornos domésticos, cuyas temperaturas quedan fuera del alcance de otros sensores. En edificios se mide la temperatura para controlar el consumo de agua caliente, y también la de los gases en la chimenea, para optimizar la combustión de la caldera, reducir la contaminación y la formación de hollín.

Una aplicación totalmente distinta de los elementos resistivos de platino es la medida de la velocidad de un fluido en la denominada anemometría de hilo caliente. Se basa en un hilo muy fino (diámetro de 25 μm) y corto (0,2 a 25 mm), sujeto por sus extremos a un soporte, por el que se hace circular una corriente eléctrica suficiente para provocar su calentamiento. Si está sumergido en un fluido, el hilo se enfría por convección, con la consiguiente variación de resistencia eléctrica. Lógicamente, la sonda no se puede introducir en fluidos que sean buenos conductores eléctricos.

La velocidad de paso de calor desde el hilo al fluido es proporcional al área de intercambio de calor, A , a la diferencia de temperaturas entre el hilo y el fluido, $T_h - T_f$, coeficiente de convección, h . Como la potencia disipada por defecto Joule es $I^2 R$, cuando se alcanza equilibrio se tendrá:

$$I^2 R = khA(T_h - T_f) \quad (3.3)$$

donde k es una constante. Por su parte, el coeficiente de convección depende de la velocidad del fluido, v , de la forma:

$$h = c_0 + c_1 \sqrt{v} \quad (3.4)$$

donde c_0 y c_1 son factores que recogen la dependencia respecto a las dimensiones del hilo, y la densidad, viscosidad, calor específico y conductividad térmica del fluido. Por consiguiente, el hilo se enfría más o menos en función de la velocidad del fluido.

El método de medida puede consistir en alimentar la sonda a corriente constante y medir el cambio de resistencia al enfriarse, o bien medir la corriente necesaria para mantenerlo a temperatura constante.

2.4 TERMISTORES

2.4.1 Modelos

El término termistor es una castellanización del inglés thermistor, formado a partir de los vocablos “thermally sensitive resistor”. Son resistores variables con la temperatura, pero no están basados en conductores como las RTD, sino en semiconductores. Si su coeficiente de temperatura es negativo se denominan NTC (Negative Temperature Coefficient), mientras si es positivo se denominan PTC (Positive Temperature Coefficient). Los símbolos respectivos son los de la figura 2.13, donde el trazo horizontal en el extremo de la línea inclinada indica una variación no lineal.

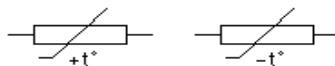


Figura 2.13 Símbolo para una resistencia con dependencia intrínseca de la temperatura y variación no lineal, con sensibilidad positiva o negativa.

El fundamento de los termistores está en la dependencia de la resistencia de los semiconductores con la temperatura, debida a la variación con esta del número de portadores. Al aumentar la temperatura lo hace también el número de portadores reduciéndose la resistencia, y de ahí que presenten coeficiente de temperatura negativo. Esta dependencia varía con la presencia de impurezas, y si el dopado es muy intenso, el semiconductor adquiere propiedades metálicas con coeficiente de temperatura positivo (PTC) en un margen de temperatura limitado.

Para las NTC, en un margen de temperatura reducido (50°C), la dependencia se puede considerar de tipo exponencial de la forma:

$$R_T = R_0 \exp\{B(1/T - 1/T_0)\} \quad (4.1)$$

donde R_0 es la resistencia a 25°C u otra temperatura de referencia, y T_0 es dicha temperatura expresada en kelvins. En el caso anterior, $T_0 = 273 + 25 = 298$ K. La figura 2.14 muestra la dependencia real entre R_T y T para algunos modelos.

El parámetro B es la denominada temperatura característica del material, y tiene valores de 2000 K a 5000 K, pero varía con la temperatura, aumentando al aumentar esta. Para el modelo Thermowid de Siemens, por ejemplo, $B(T_c) = B [1 + \gamma (T_c - 100)]$, donde T_c es la temperatura en grados Celsius, $\gamma = 2,5 \times 10^{-4} / \text{K}$ para $T_c > 100^\circ\text{C}$ y $\gamma = 5 \times 10^{-4} / \text{K}$ para $T_c < 100^\circ\text{C}$. B también varía de una a otra unidad para un mismo material.

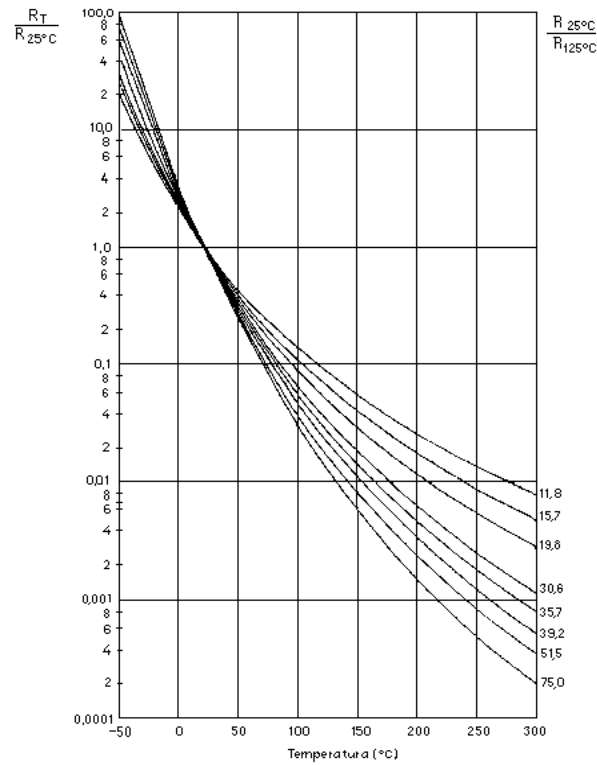


Figura 2.14 Variación de la resistencia de diversos termistores NTC con la temperatura.

Si por analogía con las RTD se define un coeficiente de temperatura equivalente o sensibilidad relativa.

$$\alpha = \frac{dR_T / dT}{R_T} \quad (4.2a)$$

en ese caso, a partir de (4.1) se obtiene:

$$\alpha = -B / T^2 \quad (4.2b)$$

que obviamente no es constante y, por lo tanto, expresa la no linealidad del comportamiento. A 25°C y con $B = 4000$ K, resulta $\alpha = -4,5$ %/K, que es más de 10 veces superior a la de Pt100.

El valor de B se puede encontrar midiendo la resistencia del termistor a dos temperaturas conocidas T_1 y T_2 . Si la resistencia respectiva es R_1 y R_2 , tenemos:

$$B = \frac{\ln R_1 / R_2}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} \quad (4.3)$$

El valor de B suele especificar entonces como B_{T_1/T_2} . Por ejemplo, $B_{25/85}$.

Para un termistor típico, en el margen de 0 a 50°C el error cometido al emplear un modelo de dos parámetros es del orden de $\pm 0,3$ °C. Con tres parámetros, se logran errores de sólo $\pm 0,01$ °C en un margen de 100 °C. El modelo viene descrito en este caso mediante la ecuación empírica:

$$R_T = \exp\left\{A + B/T + C/T^3\right\} \quad (4.4)$$

o de forma equivalente

$$\frac{1}{T} = a + b \ln R_T + c(\ln R_T)^3 \quad (4.5)$$

Esta última ecuación se puede aplicar a la determinación de los parámetros a, b y c midiendo R_T a tres temperaturas distintas y resolviendo el sistema de ecuaciones. A partir de a, b y c, el valor de R_T a una temperatura T viene dado por:

$$R_T = \exp \left\{ - \left[\frac{m}{2} + \left(\frac{m^2}{4} + \frac{n^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} + \left[\frac{m}{2} - \left(\frac{m^2}{4} + \frac{n^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right\} \quad (4.6)$$

donde

$$m = \frac{a - 1/T}{c} \quad (4.7), (4.8)$$

$$n = b/c$$

Con cuatro parámetros se logra un mejor ajuste entre la curva real de evolución de R_T y la ecuación teórica. Con un modelo de la forma:

$$R_T = \exp \left[A + B/T + C/T^2 + D/T^3 \right] \quad (4.9a), (4.9b)$$

$$\frac{1}{T} = a + b \ln R_T + c (\ln R_T)^2 + d (\ln R_T)^3$$

se logra un error de solo 0,0015 °C, para un termistor típico en un margen de 0 a 100 °C. En este caso, los parámetros se determinan midiendo R_T a cuatro temperaturas distintas conocidas.

Para algunas aplicaciones de los termistores, interesan no tanto las características resistencia-temperatura como la relación entre la tensión en bornes del termistor y la corriente que lo atraviesa. En la figura 2.15 se presenta la característica $V = f(I)$ para un modelo concreto.

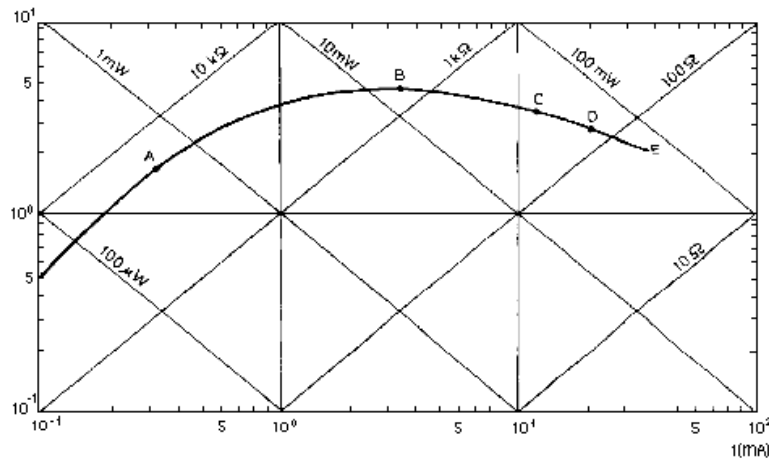


Figura 2.15 Característica tensión-corriente para un termistor en aire quieto a 25 °C.

Para corrientes bajas, la tensión en bornes del termistor es prácticamente proporcional a la corriente porque el autocalentamiento del termistor es muy pequeño. Cuando aumenta la corriente, el termistor sufre autocalentamiento apreciable (punto A de la curva) y alcanza una temperatura por encima de la del ambiente (por ejemplo, 50°C en B, 100°C en C, 200°C en D), reduciéndose su resistencia, y por lo tanto, la caída de potencial. La potencia disponible en el circuito determina el punto en que se alcanza el régimen estacionario. El punto E corresponde a la corriente máxima no peligrosa. Al aumentar la temperatura ambiente la curva se desplaza hacia abajo.

En régimen transitorio tendremos:

$$W = V \cdot I = I^2 R_T = \delta(T - T_a) + c_p \frac{dT}{dt} \quad (4.10a)$$

donde δ (mW/K) es la constante de disipación térmica del termistor, c_p (mJ/K) es su capacidad calorífica y T_a es la temperatura ambiente. En régimen estacionario $dT/dt = 0$ queda:

$$I^2 R_T = \delta(T - T_a) \quad (4.10b), (4.10c)$$

$$V \cdot I = V^2 / R_T = \delta(T - T_a)$$

La tensión máxima en bornes del termistor en función de la temperatura puede obtenerse a partir de (4.10c) y de:

$$V = IR = IA \exp(b/T)$$

Resulta:

$$V^2 = \delta(T - T_a) A \exp(B/T)$$

Para la tensión máxima se cumplirá $dV^2/dT = 0$, que lleva a: (4.11), (4.12), (4.13a) y (4.13b)

$$1 = (T - T_a) \frac{B}{T^2}$$

Cuyas soluciones son:

$$T = \frac{1}{2} \left[B \pm (B^2 - 4BT_a)^{1/2} \right]$$

y la temperatura correspondiente al máximo resulta ser la obtenida tomando el signo menos. Obsérvese que la temperatura depende del material (B).

En la zona de autocalentamiento el termistor es sensible a cualquier efecto que altere el ritmo de disipación de calor. Esto permite aplicarlo a las medidas de caudal nivel, conductividad calorífica (vacío, composición,...). Si la velocidad de extracción de calor es fija, el termistor es sensible a la potencia - eléctrica - de entrada, y entonces se puede aplicar al control de nivel de tensión o de potencia.

En otras aplicaciones la característica que interesa es la que describe la evolución de la corriente en el termistor a lo largo del tiempo después de aplicarla. El circuito empleado para este análisis es el de la figura 2.16a, y el comportamiento típico para diversas tensiones aplicadas es el de la figura 2.16b. Si la resistencia disminuye, las curvas se desplazan hacia arriba.

Se observa que el autocalentamiento está sometido a una constante de tiempo que supone un retardo entre la tensión aplicada y el instante en que alcanza el valor de corriente estacionario. Esta característica se aprovecha en los circuitos de retardo para la supresión de transitorios. La constante de tiempo térmica del termistor (τ) se define como el cociente entre su capacidad calorífica c_p y su constante de disipación térmica δ . τ es el tiempo necesario para que la temperatura del termistor cambie en un 63,2 % de la diferencia entre su temperatura inicial y final, cuando se le somete a un cambio de temperatura asimilable a un escalón.

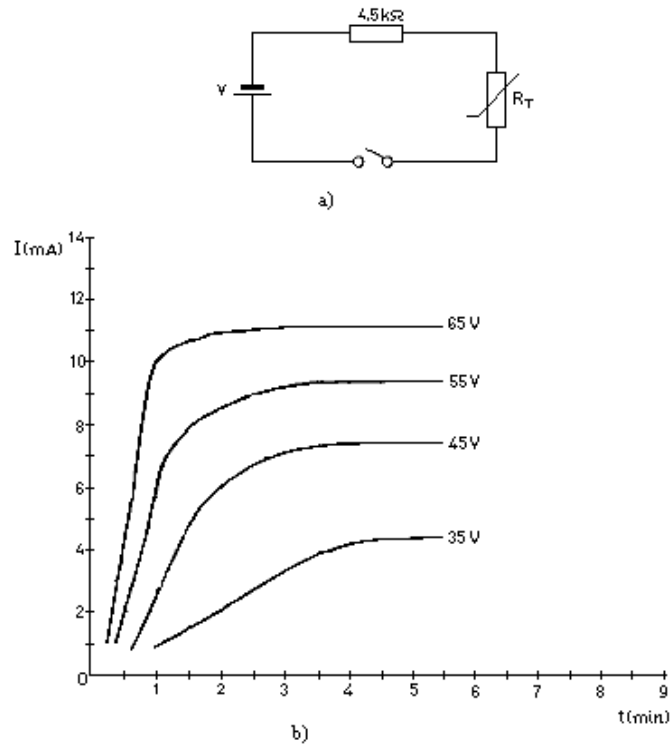


Figura 2.16 Característica corriente-tiempo para una determinada resistencia en serie con el termistor.

Para las PTC hay dos tipos de comportamiento según la composición y el dopado. Las de tipo cerámico presentan un cambio brusco de resistencia cuando se alcanza la temperatura de Curie, de la forma indicada en la figura 2.17a. Se denomina a veces “posistores”. Su coeficiente de temperatura es positivo solo en un margen concreto de temperaturas, fuera de él es negativo o casi nulo. La temperatura de conmutación especificada, T_s , corresponde a aquella a la que la PTC tiene una resistencia doble del valor mínimo.

Las PTC basadas en silicio dopado presentan una variación más suave con la temperatura. A veces se comercializan ya linealizadas, con denominaciones tales como “tempsistores” o “silistores”. En la figura 2.17b se presenta la curva característica de un silistor.

Las limitaciones que cabe considerar en el empleo de los modelos anteriores al aplicar los termistores a la medida de temperatura u otras magnitudes, son similares a las expuestas para las RTD. Aquí hay también un límite impuesto por la temperatura de fusión, y hay que evitar el autocalentamiento si no lo requiere la aplicación pretendida. El coeficiente de disipación δ (mW/K), que depende del fluido en que esté inmerso el termistor y de su velocidad, permite evaluar el autocalentamiento.

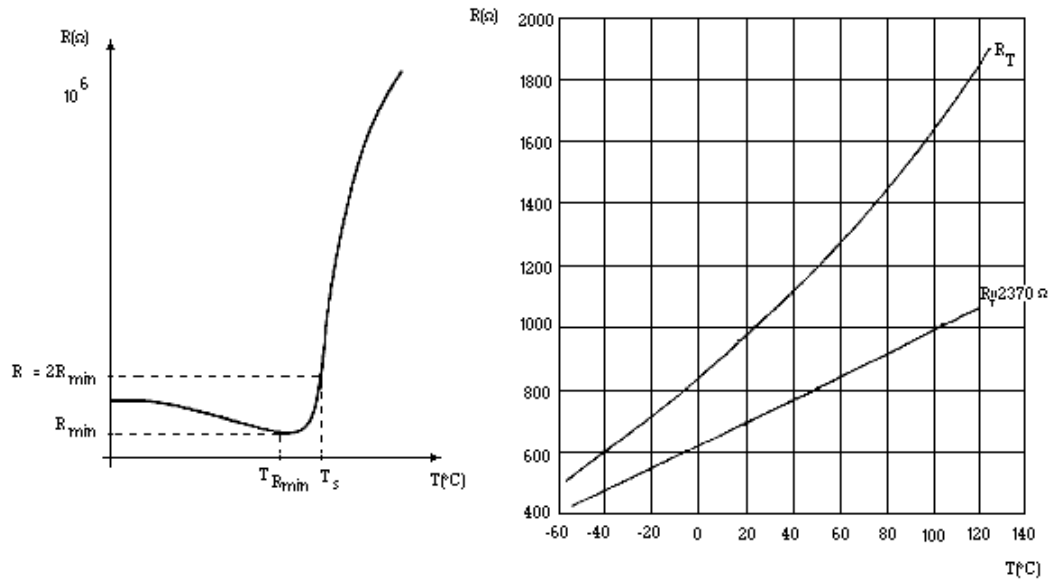


Figura 2.17 Característica resistencia-temperatura de un posistor (a) y de un silistor (b)

Mención particular merece aquí la estabilidad del termistor con el tiempo y el medio. La primera se logra sometiendo a un envejecimiento artificial. La segunda se consigue recubriendo el termistor con vidrio si el medio donde va a trabajar lo afecta.

Las múltiples ventajas de los termistores hace que su aplicación sea cada vez más frecuente. Por su alta sensibilidad permiten obtener alta resolución en la medida de temperatura. Dada su alta resistividad, pueden tener masa muy pequeña, lo que les confiere una velocidad de respuesta rápida y permite emplear hilos largos para su conexión, aunque estos vayan a estar sometidos a cambios de temperatura, porque ellos tienen mayor resistencia y coeficiente de temperatura.

2.4.2 Tipos y aplicaciones

Las NTC se fabrican a base de mezclar y sintetizar óxidos dopados de metales como el níquel, cobalto, manganeso, hierro y cobre. El proceso se realiza en una atmósfera controlada dándoles la forma y tamaño deseados. La proporción de óxidos determina la resistencia y el coeficiente de temperatura. Para altas temperaturas ($> 1000^{\circ}\text{C}$) se emplean óxidos de itrio y circonio.

Las PTC de conmutación están basadas en titanato de bario la que se añade titanato de plomo o de circonio para determinar la temperatura de conmutación. Hay modelos entre -100°C y $+350^{\circ}\text{C}$. La PTC de medida están basadas en silicio dopado.

Las formas en que se presentan las NTC son múltiples, y cada una de ellas está orientada a un grupo concreto de aplicaciones. En la figura 2.18 se presenta la variedad que oferta un determinado fabricante. Las de “gota”, “escama” y “perla” se prefieren para aplicaciones de medida de temperatura, mientras que las de “disco”, “arandela” y “varilla” son aptas para la compensación y control de temperatura y para aplicaciones con autocalentamiento. En el cuadro 2.4 se resumen algunas características generales de los modelos de NTC más frecuentemente.

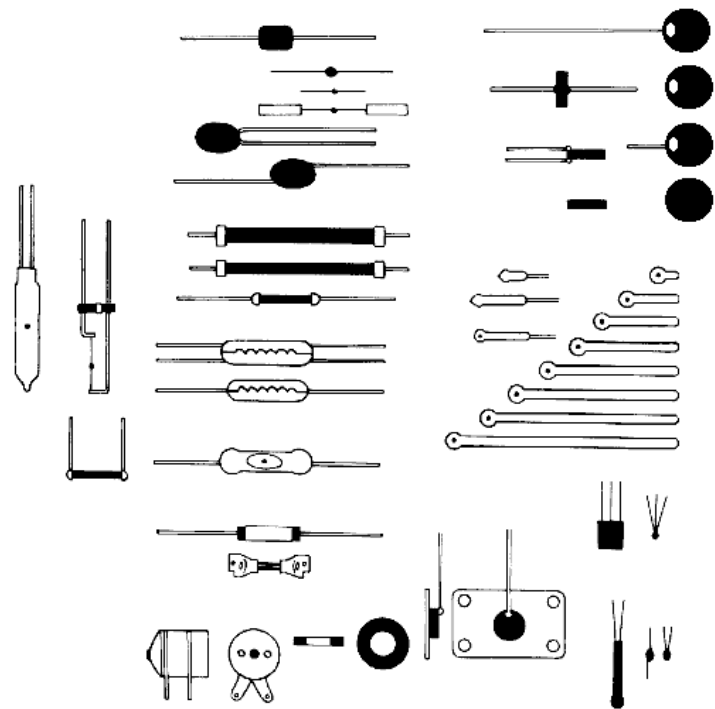


Figura 2.18 Distintas formas de los termistores NTC

Las aplicaciones de los termistores se pueden dividir entre las que están basadas en un calentamiento externo del termistor, que son todas las relativas a la medida, control y compensación de temperatura, y las que se basan en calentarlo mediante el propio circuito de medida. Están entre estas últimas las medidas de caudal, nivel y vacío (método Pirani) y el análisis de la composición de gases, todos ellos son casos en que varía la conductividad térmica del medio alrededor del termistor, y también el control automático de volumen y potencia, la creación de retardos de tiempo y la supresión de transitorios.

Cuadro 2.4 Características generales de los termistores NTC de uso más frecuente.

Parámetro	
Margen de temperatura	- 100°C a 450°C (no en un mismo modelo)
Resistencia a 25°C	0,5 Ω a 100 MΩ (± 5% o ± 10%) 1 kΩ a 10 MΩ es lo habitual
B	2000 K a 5500 K
Temperatura máxima	> 125°C 300°C habitual en régimen permanente 600°C habitual en régimen intermitente
Coefficiente de disipación, δ	1 mW/K en aire en reposo 8 mW/K en aceite
Constante de tiempo térmica	1 ms a 22 s
Potencia disipable	1 mW a 1 W

El circuito de la figura 2.19a es indicado para medir una temperatura en un margen reducido, por ejemplo la del agua en automóviles. Consiste en una batería, una resistencia de ajuste en serie, un termistor y un microamperímetro. La corriente a través del circuito varía de forma no lineal con la temperatura debido a la variación de la resistencia del termistor, pero la escala del microamperímetro se puede graduar según convenga.

La figura 2.19b es una aplicación de compensación térmica. Se trata de compensar la sensibilidad no deseada de un galvanómetro de hilo de cobre a la temperatura. Como la variación de resistencia del cobre tiene

coeficiente positivo, al añadir en serie un resistor con variación negativa puede hacerse que el conjunto presente coeficiente de temperatura casi nulo. El mismo método se puede aplicar a bobinas de deflexión. La finalidad del resistor en paralelo con la NTC se expone en el apartado siguiente.

Una forma simple de realizar un control dependiendo de la temperatura se base en el circuito de la figura 2.19c. Cuando la temperatura ambiente supera un cierto valor, se reduce la resistencia de la NTC con lo que aumenta la corriente y se acciona el relé. El punto de disparo se puede elegir mediante la resistencia ajustable.

El flujo de un líquido se puede medir con el circuito de la figura 2.19d. Un calefactor inmerso en el líquido libera calor que es transportado por el líquido que fluye, de manera que se crea una diferencia de temperatura entre el líquido aguas arriba y aguas abajo del calefactor. Esta diferencia de temperaturas depende, de forma no lineal, de la velocidad del líquido, y se puede medir con dos termistores.

Para el control de nivel de líquidos se propone el circuito de la figura 2.19e. La tensión de alimentación debe ser suficiente para que el termistor se autocaliente. Cuando se enfría por quedar inmerso en el fluido, aumenta su resistencia y reduce la corriente, abriendo el relé.

El circuito de la figura 2.19f sirve para producir un retardo. El relé no actúa hasta que el termistor se haya calentado lo suficiente y permita el paso de una corriente mayor que la inicial.

Las NTC se pueden emplear para limitar la corriente de conexión a través de diodos, fusibles e interruptores. Para ello basta disponerlas en serie con el elemento a proteger (figuras 2.19 g y h): inicialmente la resistencia de la NTC es alta, de manera que limita la corriente y protege al elemento en serie; pero conforme se calienta (por efecto Joule), su resistencia se reduce, de manera que permite la circulación de la corriente nominal, disipando ella misma escasa potencia.

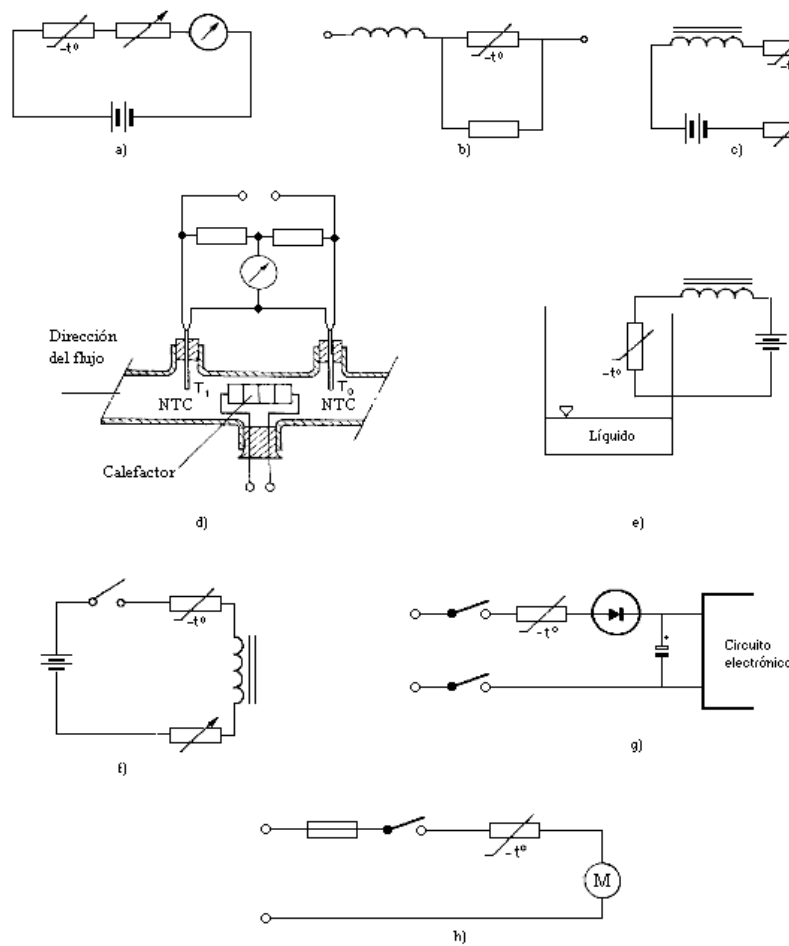


Figura 2.19 Aplicaciones de las NTC a la medida y control de temperatura y otras magnitudes. a) Medida de temperatura con indicador no lineal. b) Compensación térmica con una NTC linealizada. c) Termostato. d) Medida del flujo de un líquido. e) Medida de nivel. f) Circuito para provocar un retardo en la conexión.

g) Limitación de corriente de conexión en un diodo y en un fusible h).

En la figura 2.20 se describen algunas aplicaciones sugeridas para las PTC de conmutación. En la figura 2.20a se trata del arranque de un motor monofásico. Al cerrar el interruptor, el PTC tiene baja resistencia y permite que pase una corriente elevada por el devanado de arranque. En cuanto la PTC se calienta, su resistencia aumenta mucho y reduce la corriente por el devanado de arranque a un valor muy pequeño.

El circuito de la figura 2.20b se aplica a la desmagnetización automática, por ejemplo en televisor en color, donde interesa disponer de una corriente de desmagnetización elevada en cuanto se pone en marcha el aparato, pero que debe extinguirse al cabo de un cierto tiempo.

La supresión de arcos al abrir un interruptor tiene gran interés para evitar daños en los contactos y la propagación de los transitorios a circuitos susceptibles próximos. En el circuito de la figura 2.20c, al abrir el interruptor la PTC tiene inicialmente una resistencia baja pues por ella no pasaba corriente. Conforme transcurre el tiempo su resistencia va aumentando, y en ella se disipa la mayor parte de la energía almacenada en la carga inductiva, en vez de hacerlo en forma de arco a través de los contactos del interruptor.

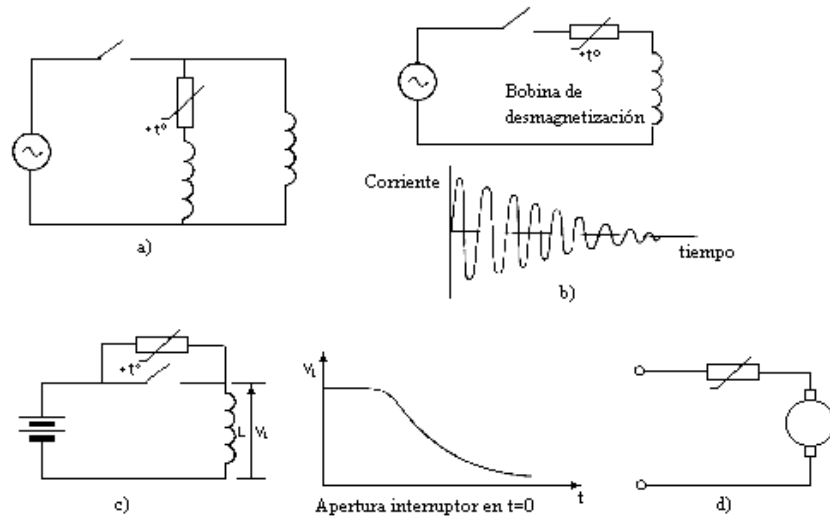


Figura 2.20 Algunas aplicaciones de las PTC de conmutación. A) arranque de un motor monofásico; b) circuito para desmagnetización automática; c) supresión de arcos en interruptores; d) protección de un motor.

La protección de sobrecargas, por ejemplo de un motor si encalla, se puede hacer una PTC en serie tal como muestra la figura 2.20d. Cuando aumenta la corriente, aumenta la resistencia de la PTC y así limita la corriente a través del motor. A diferencia de los fusibles, aquí no hace falta ninguna intervención externa para restablecer el funcionamiento una vez cesan las condiciones que provocaron la sobrecorriente.

2.4.3 Linealización

Aunque en la mayoría de las aplicaciones la NTC debe considerarse dentro del circuito de medida concreto donde esté dispuesta, en algunos casos se pretende utilizarla como “sensor linealizado” a base de poner una resistencia R en paralelo. Entonces puede estudiarse $R_T // R = R_p$ como elemento independiente. El resultado es:

$$R_p = \frac{R \cdot R_T}{R_T + R} \quad (4.14), (4.15)$$

$$\frac{dR_p}{dT} = \frac{R^2}{(R_T + R)^2} \frac{dR_T}{dT}$$

Aunque R_p sigue sin ser lineal, su variación con la temperatura es menor que antes, por serlo el factor que multiplica a dR_T / dT . El coeficiente de temperatura equivalente o sensibilidad es:

$$\frac{dR_p/dT}{R_p} = -\frac{B}{T^2} \frac{1}{1 + R_T/R} \quad (4.16)$$

Resulta que se ha perdido sensibilidad a costa de la linealidad ganada.

En la figura 2.21 se presenta gráficamente el resultado para el caso $R_0 = 25 \text{ k}\Omega$, $B = 4000 \text{ k}$, $R = 18500\Omega$.

El resistor R puede elegirse de modo que en el margen de temperaturas de interés se tenga una buena linealidad. Un método analítico consiste en forzar tres puntos de paso en la curva resistencia-temperatura resultante. Por ejemplo, que a tres temperaturas equidistantes, R_p esté sobre una recta. Debe cumplirse:

$$R_{P1} - R_{P2} = R_{P2} - R_{P3}$$

$$\frac{RR_{T1}}{R + R_{T1}} - \frac{RR_{T2}}{R + R_{T2}} = \frac{RR_{T2}}{R + R_{T2}} - \frac{RR_{T3}}{R + R_{T3}} \quad (4.17a), (4.17b)$$

y de esta expresión se obtiene el valor de la resistencia R a añadir:

$$R = \frac{R_{T2}(R_{T1} + R_{T3}) - 2R_{T1}R_{T3}}{R_{T1} + R_{T3} - 2R_{T2}} \quad (4.18)$$

Dado que para la deducción de esta expresión no se ha hecho uso explícito de ningún modelo matemático concreto, este método se puede aplicar también a termistores PTC y a otros sensores resistivos no lineales.

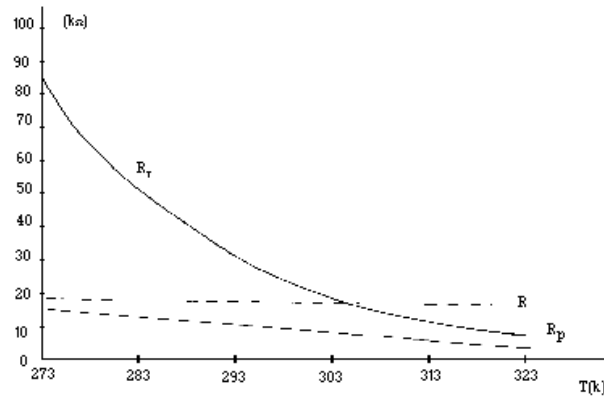


Figura 2.21 Linealización de un termistor mediante un resistor fijo dispuesto en paralelo.

Otro método analítico consiste en forzar un punto de inflexión en la curva resistencia-temperatura que esté justo en el centro del margen de medida (T_C). Para obtener el valor de R basta derivar (4.15) otra vez con respecto a la temperatura e igualar el resultado a cero. Esta condición se cumple cuando R tiene un valor dado por:

$$R = R_{Tc} \frac{B - 2T_C}{B + 2T_C} \quad (4.19)$$

La elección de uno u otro método depende de la aplicación. En este último caso se obtiene más linealidad en el centro del margen de medida, empeorando hacia los extremos, mientras que el otro método da una mayor linealidad en las proximidades de cada punto de ajuste.

Hay modelos NTC “lineales” que incorporan una o varias resistencias en combinaciones serie y paralelo con uno o más termistores. La red de la figura 2.22 es un ejemplo de este tipo.

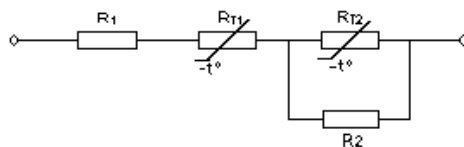


Figura 2.22 Red de termistores y resistencias que presenta en conjunto un comportamiento lineal con la temperatura en un margen determinado.

2.5 MAGNETORRESISTENCIAS

Si se aplica un campo magnético a un conductor por el que circula una corriente eléctrica, dependiendo de la dirección del campo, además de la tensión Hall, hay una reducción de la corriente al ser desviados algunos electrones de su trayectoria. Ello significa que aumenta su resistencia eléctrica. Este efecto fue descubierto por Lord Kelvin en 1856.

En la mayoría de los conductores este efecto magnetorresistivo es de segundo orden comparado con el efecto Hall, pero en materiales anisótropos, como son los ferromagnéticos, al depender su resistencia del estado de magnetización, el efecto de un campo magnético externo es más acusado, con variaciones del 2% al 5%. La relación entre el cambio de resistencia y el campo magnético externo es cuadrática, pero es posible linealizada mediante distintas técnicas de polarización.

A pesar de esta necesidad de linealización y de su dependencia técnica, las magnetoresistencia ofrecen varias ventajas respecto a otros sensores magnéticos.

En primer lugar, su modelo matemático es un sistema de orden cero, a diferencia de los sensores inductivos que responden a la derivada temporal de la densidad del flujo magnético.

Comparados con los sensores de efecto Hall, cuya salida depende también del campo magnético, no de su derivada, los magnetoresistores tienen mayor sensibilidad, mayor margen de temperatura y mayor margen de frecuencia desde c.c. hasta varios megahercios, frente a unos 25 kHz. el de efecto Hall).

Como material para su fabricación se emplea permalloy, que es una aleación de hierro y níquel con proporciones de alrededor del 20% y 80% respectivamente. El material se deposita en un sustrato de vidrio mediante técnicas de película fina. En el cuadro 2.5 se presentan algunas de las características de un modelo comercial construido por cuatro elementos que configuran un puente de Wheatstone.

Cuadro 2.5 Algunas características de una gama de sensores magnetorresistivos

<i>Parámetro</i>	
Campo máximo, A/m	± 1000 a ± 20000
Sensibilidad, $\mu\text{V}/\text{A}/\text{m}$	2,5 a 0,06
Coefficiente de temperatura	-0,4 %/K alimentado a tensión constante - 0,12%/K alimentado a corriente constante
Linealidad	3% en toda la escala 1% en media escal
Derivada de la sensibilidad de -40 a 120 °C	0,1%/K

Las aplicaciones propuestas se pueden dividir entre las de medida directa de campos magnéticos y las de medida de otras magnitudes a través de variaciones de campo magnético.

En el primer grupo están el registro magnético de audio (sin perturbaciones debidas a las fluctuaciones de la velocidad de la cinta) y las lectoras de tarjetas magnéticas y de precios codificados magnéticamente.

En el segundo grupo están la medida de desplazamientos y velocidades lineales y angulares, los detectores de proximidad, la medida de posiciones y la medida de niveles con flotador. En estos casos el elemento móvil debe provocar un cambio de campo magnético, y para ello o bien debe ser un elemento metálico o con un recubrimiento o identificador metálico, en presencia de un campo magnético constante, o bien hay que incorporar un imán permanente que se mueva junto con el elemento a detectar.

2.6 FOTORRESISTENCIAS (LDR)

Las fotorresistencias o fotoconductores (en ingles, "Light Dependent Resistors"-LDR-) se basan en la variación de la resistencia eléctrica de un semiconductor al incidir en él radiación óptica (radiación electromagnética con longitud de onda entre 1mm y 10 nm). Su símbolo es el de la figura 2.23a.



Figura 2.23 Fotorresistencia (LDR). a) Símbolo. b) Modelo de bajo costo, encapsulado en plástico transparente

La conductividad eléctrica de un material depende del número de portadores en la banda de conducción. En un semiconductor, a baja temperatura la mayor parte de los electrones están en la banda de valencia, y se comporta casi como un aislante. Pero al aumentar la temperatura y con ella la agitación de los electrones, dado que las bandas de valencia y de conducción están próximas, (a diferencia de lo que sucede en un aislante), cada vez hay más electrones que saltan de la banda de valencia a la de conducción., aumentando la conductividad. Si el semiconductor está dopado, este salto es aún más fácil.

La energía necesaria para producir el salto puede venir de otras fuentes externas además del calor, como puede ser una radiación óptica o una tensión eléctrica. En el caso de la radiación óptica, su energía, E , y frecuencia, f , están relacionadas mediante la expresión:

$$E = h \cdot f$$

donde $h = 6,62 \times 10^{-34} \text{ W s}^2$ es la constante de Planck. Entonces si la radiación tiene energía suficiente para permitir el salto de los electrones de una a otra banda, pero sin exceder el umbral necesario para que se desprendan del material, se tendrá efecto fotoeléctrico interno o fotoconductor, y a mayor iluminación mayor será la conductividad. Si se excediera dicho umbral, se tendría efecto fotoeléctrico externo. En el caso de un conductor, la conductividad es de por sí tan alta que el cambio debido a la incidencia de la radiación apenas de nota.

En el cuadro 2.6 se dan los valores de la anchura de banda prohibida para los distintos semiconductores, y también la longitud de onda máxima de radiación para poder producir efecto fotoeléctrico interno. La relación entre la energía de los fotones y la longitud de onda de la radiación, λ , es:

$$\lambda = \frac{c \cdot h}{E} \quad (6.2)$$

donde c es la velocidad de la luz ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$). Si E se expresa en electrón-voltio ($1 \text{ eV} = 1,602 \times 10^{-19} \text{ J}$), (6.2) se reduce a:

$$\lambda(\mu\text{m}) = \frac{1,24}{E(\text{eV})} \quad (6.3)$$

Cuadro 2.6 Anchura de la banda prohibida, en electrón-voltio, y longitud de onda máxima, en micras, para diversos semiconductores intrínsecos

<i>Material</i>	<i>Anchura de la banda prohibida</i>	<i>Longitud de onda máxima</i>
Szn	3,60	0,345
Scd	2,40	0,52
SeCd	1,80	0,69
TeCd	1,50	0,83
Si	1,12	1,10
Ge	0,67	1,85
Spb	0,37	3,35
Asin	0,35	3,54
Te	0,33	3,75
TePb	0,30	4,13
SePb	0,27	4,58
Sbin	0,18	6,90

La relación entre la resistencia R de un fotoconductor y la iluminación, E (densidad superficial de energía recibida expresada en lux), es fuertemente no lineal. Un modelo simple es:

$$R = A \cdot E^{-\alpha} \quad (6.4)$$

donde A y α dependen del material y las condiciones de fabricación. Para el Scd, por ejemplo, $0,7 < \alpha < 0,9$. En la figura 2.24 se presenta gráficamente esta relación para un modelo concreto de Scd. Puede observarse, además de la no linealidad, que la relación entre la resistencia en presencia de luz y la resistencia en la oscuridad es muy alta (superior a 10^4).

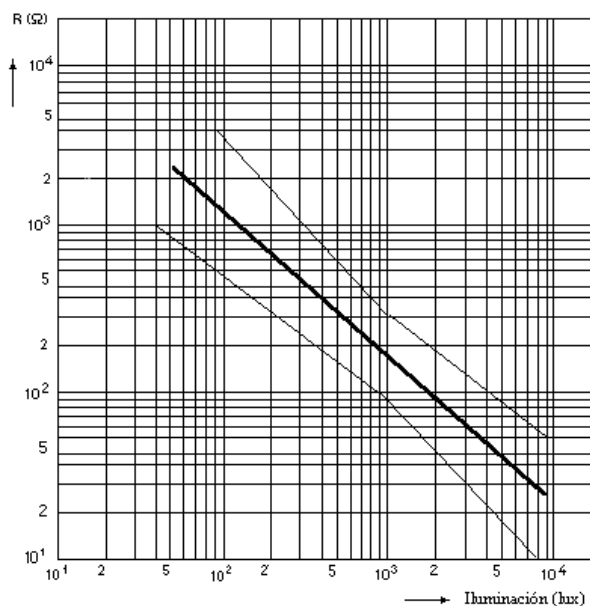


Figura 2.24 Característica resistencia-iluminación de una LDR

Otro factor a considerar en las LDR es que su constante de tiempo de subida al iluminar y su constante de tiempo de caída, son distintas y función tanto del material como del nivel de iluminación. La constante de tiempo al iluminar es mucho menor que al extinguir la luz. La primera suele expresarse en milisegundos y la segunda en kiloohms/segundo. Son sensibles también a la temperatura, que afecta a su sensibilidad a la radiación incidente en un grado tanto más alto cuanto menor sea la iluminación (hay generación térmica de pares electrón-hueco). La temperatura es también causa del denominado ruido térmico, que se manifiesta como fluctuaciones de corriente cuando se aplica una tensión a la fotorresistencia para poder medir su valor. Su respuesta espectral es estrecha, tal como se indica en la figura 2.25 para diversos materiales. La elección de éstos debe hacerse, pues, en función de la longitud de onda a detectar, teniendo en cuenta, además, que los materiales deben ser transparentes a las longitudes de onda de interés, pues de lo contrario se producirá una excesiva reflexión superficial.

En la zona visible ($0,38$ a $0,75 \mu\text{m}$) y del infrarrojo muy cercano ($0,75$ a $1,4 \mu\text{m}$) se emplean compuestos de cadmio (Scs, SeCd, TeCd). En la zona del infrarrojo cercano ($1,4$ a $3 \mu\text{m}$) se emplean compuestos de plomo (Spb, SePb, TePb). En la zona del infrarrojo medio (3 a $14 \mu\text{m}$) y lejano (hasta 1 mm) se emplean compuestos de indio (SbIn, AsIn), telurio, y aleaciones de telurio, cadmio y mercurio, así como silicio y germanio dopados.

Los elementos previstos para longitudes de onda grande (baja energía) deben mantenerse a temperatura baja, mediante efecto Peltier inverso o en criostatos, para reducir el ruido térmico. En consecuencia, no se comercializan como resistores ordinarios.

Los fotoconductores más comunes, utilizables a temperatura ambiente, son el Scd, Spb y XSePb (en particular el primero). Se fabrican en formas muy variadas con dispositivos simétricos, diferenciales, etc., para facilitar su aplicación. En la figura 2.23b se muestra un modelo económico encapsulado en plástico, apto para temperaturas y humedades moderadas. Los tiempos de respuesta van desde los 100 ms de algunos modelos de Scd hasta los $2 \mu\text{s}$ de algunos SePb. La tensión máxima que aceptan sin iluminación puede ir de 100 a 600 V , y la disipación permitida a 25°C , de 50mW a 1 W .

Las aplicaciones de las LDR ordinarias se pueden dividir entre las de medida de luz, con poca precisión y bajo coste, y las que emplean la luz como radiación a modificar. En el primer grupo están: el control automático de

brillo y contraste en receptores de televisión, el control de diafragma de cámaras fotográficas, la detección de fuego, el control de iluminación de vías públicas, etc. En el segundo grupo están los detectores de presencia y posición y algunas medidas de nivel de depósitos.

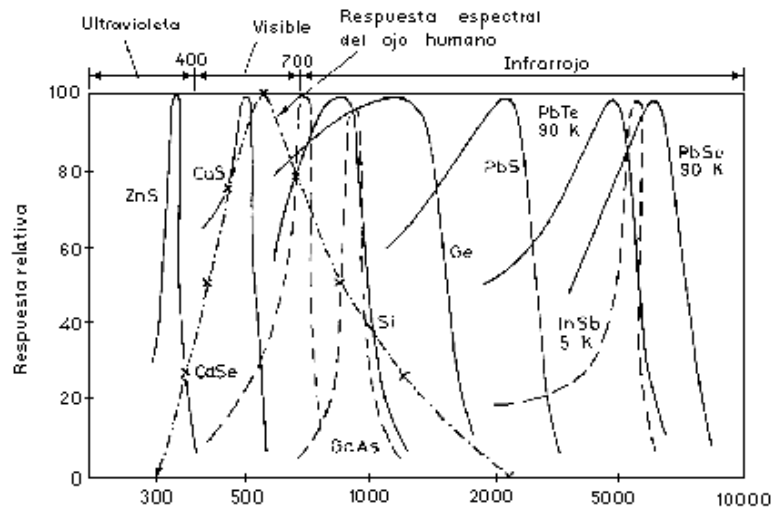


Figura 2.25 Respuesta espectral de distintos fotoconductores intrínsecos.

2.7 HIGRÓMETROS RESISTIVOS

La humedad es la cantidad de vapor de agua presente en un gas o de agua absorbida en un líquido o un sólido. La masa de vapor de agua contenida en un volumen dado de gas (g/m^3) se denomina humedad absoluta. Normalmente se mide la denominada humedad relativa que es la relación entre la presión parcial del vapor de agua presente y la necesaria para que hubiera saturación a una temperatura dada. Se expresa en tanto por ciento.

La mayoría de los aislantes eléctricos presentan un descenso de resistividad brusca (y un aumento de su constante dieléctrica), al aumentar su contenido de humedad. Si se mide la variación de su resistencia se tiene un higrómetro resistivo. Si se mide la variación de capacidad, se tiene un higrómetro capacitivo.

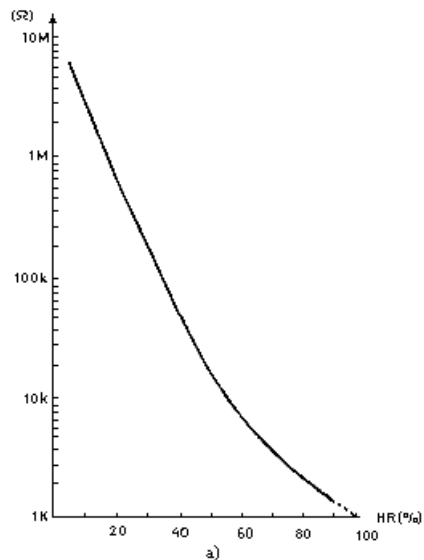


Figura 2.26 a) variación de la resistencia con la humedad para el sensor PCRC-11 b) disposición física.

La relación entre la humedad relativa y la resistencia es no lineal. Para el modelo de la figura 2.26a es casi exponencial y abarca cuatro décadas. La existencia se debe medir con corriente alterna sin nivel de continua. El tiempo de respuesta (cambio del 63% de la humedad relativa) varía mucho según el tamaño, y excede de 10s.

Como materiales se han empleado soluciones acuosas de una sal higroscópica (CILI, F_2ba , $P_2 O_5$) depositadas sobre un sustrato plástico, en forma de zigzag entre dos electrodos. Actualmente se dispone de elementos con la misma forma pero basados directamente en los cambios de resistividad del sustrato, sin necesidad de película directamente en los cambios de resistividad del sustrato, sin necesidad de película higroscópica, a base de tratar químicamente la superficie (figura 2.26b). Los elementos de $Al_2 O_3$ se emplean más por la variación de su capacidad que por la de su resistencia.

2.8 RESISTENCIAS SEMICONDUCTORAS PARA DETECCIÓN DE GASES

A alta temperatura, la conductividad volumétrica o superficial de algunos óxidos semiconductores varía en función de la concentración de oxígeno del ambiente en el que están. Ello es debido a la presencia de defectos en la estructura cristalina, con un déficit de átomos de oxígeno. Al aumentar la temperatura, el O_2 absorbido y absorbido de disocia y sus electrones neutralizan el exceso de metal, y reducen la conductividad. La relación entre la conductividad volumétrica σ y la presión parcial de oxígeno p_{O_2} , a temperaturas superiores a $700^\circ C$ es

$$\sigma = A \left[\exp(-E_A / kT) \right] p_{O_2}^{1/N} \quad (8.1)$$

donde A es una constante, E_A es la energía de activación para la conducción y N es una constante que depende del tipo de defecto predominante en el material y que determina el equilibrio entre éste y el O_2 . Para el TiO_2 , N vale entre -4 y -6.

En los óxidos semiconductores basados en la variación de la conductividad superficial (por ejemplo, ZnO y SnO_2) hay una formación y pérdida de iones oxígeno en la superficie del material. Trabajan a temperaturas menores ($400-600^\circ C$), y su respuesta a un cambio de concentración es más rápida en los sensores volumétricos, pues no hace falta que el oxígeno difunda en el seno del sensor. La relación entre $\log R$ y $\log p_{O_2}$ es muy lineal en el margen de 1 Pa a 100 kPa, y R cambia desde unos 10Ω hasta más de $100k\Omega$.

La detección de otros gases, a baja temperatura y en una atmósfera donde no haya O_2 , es posible siempre y cuando dichos gases reaccionen con el O_2 . Si en el sensor ha estado expuesto previamente al aire, se ha absorbido O_2 y sus electrones adicionales han inducido una zona superficial desierta de carga, con un aumento de la resistividad. Si luego se expone el sensor a una atmósfera con gases reductores que reaccionan con el O_2 , absorbido, la resistividad decrece. La selectividad para gases específicos se consigue añadiendo catalizadores que favorezcan su reacción con el O_2 .

Una limitación de estos sensores es que no se pueden emplear para medidas de gases en disoluciones acuosas porque el agua y las sales difunden en el semiconductor y afectan también a su conductividad. Son además muy sensibles a la temperatura. Para concentraciones muy altas de O_2 , la resistividad empieza a disminuir, de modo que el margen de medida hay que limitarlo a concentraciones inferiores a las que producen el valor máximo de la resistencia del sensor.

Entre las ventajas que justifican su extensa utilización, hay que señalar el bajo coste de los óxidos metálicos y las técnicas para procesarlos, su alta sensibilidad, pequeño tamaño, alta fiabilidad y robustez.

El material más utilizado es el $Sn O_2$, sintetizado para formar pequeñas bolitas, con electrodos de oro como terminales de contacto (figura 2.27).

El sensor de gas de Tagushi (TGS) es de este tipo. También se han utilizado el $Ti O_2$, ZnO , $Fe_2 O_3$, WO_3 , $MgCr_2 O_4$ y $Co_3 O_4$. A veces el material se prepara en películas delgadas o gruesas sobre soporte cerámico. La elevada temperatura de funcionamiento se obtiene con un calefactor de platino dentro o alrededor del sensor, o impreso en el dorso de la cerámica. Esto permite además que la temperatura de trabajo sea constante, y a si se elimina su efecto sobre la sensibilidad.

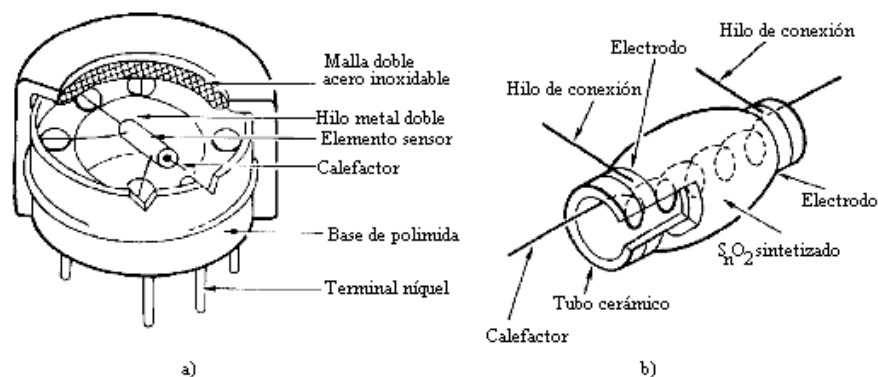


Figura 2.27 Sensor de óxido de estaño

Gran parte del esfuerzo en estos detectores es debido al interés en monitorizar el O_2 en los gases de escape de los motores de combustión interna. Dado que la presión parcial del O_2 (y otros gases) en el tubo de escape depende de la relación aire/ combustible, que se conoce como valor lambda (λ), estos sensores se denominan a veces sensores de lambda. Hay también detectores para, entre otros, H_2 , CH_4 , $C_4 H_{10}$, CO y gases de alcoholes. Se aplican a la detección de fuga de gases, de procesos de fermentación, al control del funcionamiento de la ventilación (aire acondicionado, detección de humo), alarmas contra incendio y detección de alcohol en gases espirados.

El óxido de estaño ha sido propuesto también como sensor de olor, mediante la adición de CaO . El olor está asociado a ciertas moléculas, y su detección es importante en la prevención de explosiones o envenenamiento (por CO , por ejemplo); su medida es importante en el control de calidad de perfumes y fragancias, y también en el control ambiental. El sensor consiste en una pasta de SnO_2 dispuesta alrededor de un filamento de platino, y con CaO añadido. Para tener el sensor a la temperatura de trabajo de $400^\circ C$, se hace circular una corriente eléctrica por el hilo de platino. La resistencia del sensor es de unos 10Ω y, si se conecta en un puente de Wheatstone, la tensión de salida depende de la concentración X de la sustancia y de la naturaleza de ésta, de la forma:

$$\Delta V = V(g) - V(a) = k_1 X^n \quad (8.2)$$

donde $V(g)$ es la salida en presencia de una mezcla de sustancia y aire, $V(a)$ es la salida de presencia de aire puro, y k_1 y n dependen de cada sustancia específica. Por otra parte, para la relación entre la intensidad Y del olor y la concentración de una sustancia, hay dos modelos distintos, el de Weber-Fechner

$$Y = k_2 \log X + b \quad (8.3a)$$

y el de Weber:

$$Y = k_3 X^m \quad (8.3b)$$

donde k_2 , k_3 , m y b son constantes que dependen de la sustancia. Con estas ecuaciones se puede determinar la relación entre la tensión de salida y la intensidad del olor de cada sustancia, que es no lineal.

6. ACONDICIONAMIENTO DE CIRCUITOS RESISTIVOS

Existen esencialmente 3 formas de acondicionar un sensor resistivo: divisor de tensión, fuente de corriente y puente de Wheatstone. Vamos a describir cada una de estas opciones, señalando algunas ventajas y desventajas de su uso.

6.1 Acondicionamiento por divisor de tensión

Probablemente la forma más simple de acondicionar un sensor resistivo es formar un divisor de tensión entre el sensor y un resistor fijo, como se ve en la Figura 6-1, donde R_1 es una resistencia de valor fijo y R_s Representa el sensor resistivo.

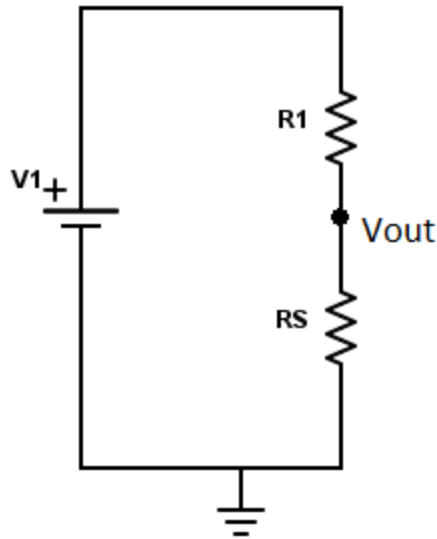


Figura 6-1. Conexión de sensor resistivo por divisor de tensión

Si analizamos este circuito podemos observar que el voltaje V_{out} está dado por

$$V_{out} = V_1 \frac{R_s}{R_s + R_1} \quad \text{Eq. 6.1}$$

De este modo, si el valor de R_s varía, el valor de V_{out} también los hace proporcionalmente.

Evidentemente este circuito es muy simple y económico de implementar, por lo cual puede resultar conveniente. Sin embargo, debemos analizar un poco más sus características para encontrar las consideraciones que debemos tener a la hora de implementarlo y las posibles desventajas de esta configuración.

6.1.1 Relación directa o inversa

En el circuito de la Figura 6-1, vemos que la ecuación nos presenta una relación directa entre el voltaje y la resistencia, puesto que a mayor resistencia tendremos mayor voltaje.

En caso de requerir que la relación sea inversa, bastará con invertir el orden de las resistencias como se aprecia en la Figura 6-2.

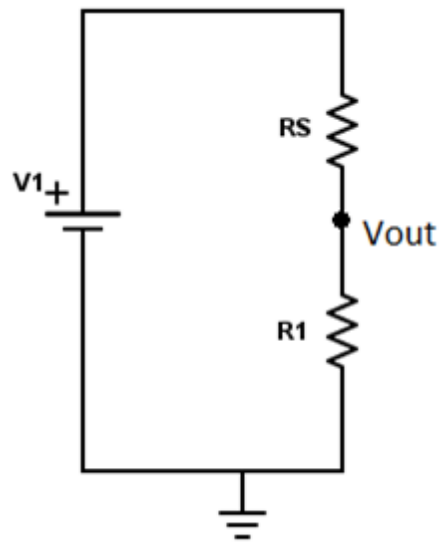


Figura 6-2. Conexión de sensor resistivo por divisor de tensión con relación inversa

En este caso la ecuación para el voltaje V_{out} sería:

$$V_{out} = V_1 \frac{R_1}{R_S + R_1} \quad \text{Eq. 6.2}$$

Y tendríamos que, a medida que sube la resistencia, baja el voltaje de salida.

La elección acerca de cuál de las dos opciones es más conveniente, depende de cual sea la relación entre la resistencia y la variable a medir (si es directa o inversa) y de la conveniencia o necesidades propias del sistema de medición.

6.1.2 Linealidad de la relación

Una consideración importante que tenemos que tener es la forma que tiene la relación existente entre la resistencia y el voltaje, que está dada por la ecuación 6.1. Es evidente que esta no es una relación lineal, pero vemos en detalle con un ejemplo.

- **Ejemplo 6.1**

Suponga que en el circuito de la Figura 6-1, el resistor R_1 tiene un valor de $1\text{k}\Omega$, que el sensor R_S tendrá una variación entre 100Ω y 5K para la variación de la variable a medir y que V_1 es igual a 5V .

Primero, sabemos que el voltaje V_{out} variará entre un voltaje mínimo (cuando R_s vale 100Ω) y un máximo (cuando R_s vale $5k\Omega$), así:

$$V_{out \text{ mínimo}} = 5 \frac{100}{100+1000} = 0.4545$$

$$V_{out \text{ máximo}} = 5 \frac{5000}{5000+1000} = 4.166$$

Pero, ¿cómo será la variación en este rango? En la figura siguiente se puede ver una gráfica de voltaje versus resistencia para este caso, donde se aprecia la no linealidad en la relación. Esto implica que cuando tengamos un voltaje V_{out} que representa la variable a medir, la relación entre voltaje y variable a medir no es lineal, aún si la relación es entre la resistencia y la variable a medir si lo es. Esto hace más compleja la interpretación del voltaje en términos de la variable. Es decir, si por ejemplo este se tratara de un sensor resistivo, no podríamos decir que tenemos una relación (por poner un caso) de $0.1V$ por grado centígrado, porque esta sería una relación lineal, que este caso no existe.

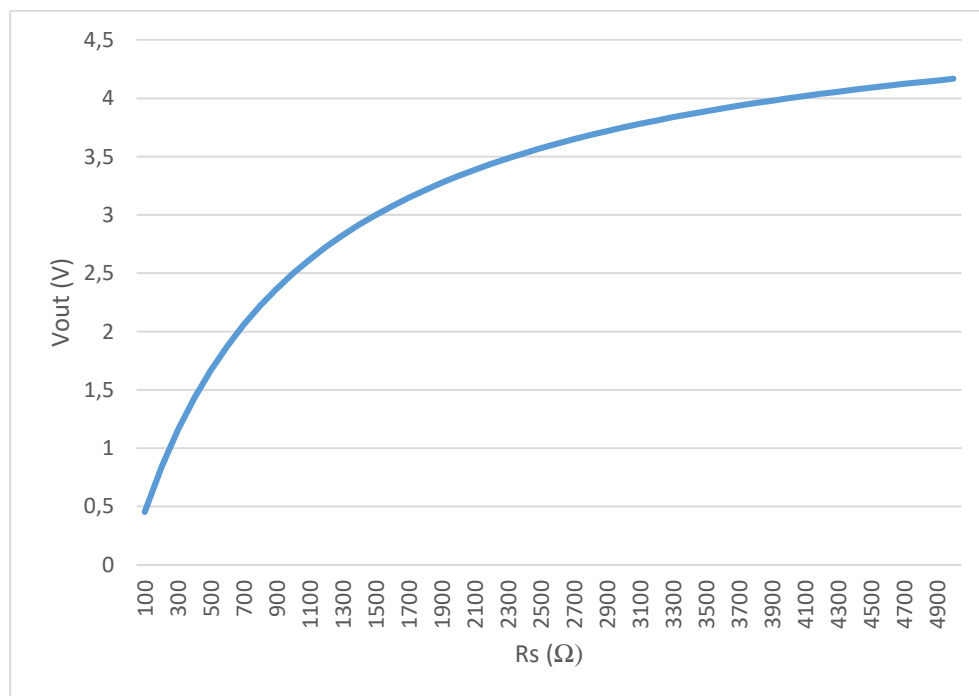


Figura 6-3. Relación resistencia- voltaje en divisor de tensión.

6.1.3 Variación de la resistencia y variación del voltaje

Algunos sensores resistivos presentan una amplia variación de la resistencia con la variable a medir, pero algunos otros tienen una variación de resistencia muy limitada. Para ilustrar esto veamos el ejemplo de dos sensores resistivos diferentes:

- Las fotorresistencias son elementos resistivos sensibles a la luz. Cuando una luz incide sobre este elemento, su resistencia se reduce y cuando están en condiciones de oscuridad, la resistencia aumenta. Los valores de una fotorresistencia pueden variar desde un valor de 100Ω a plena luz hasta $1M\Omega$ o más en la oscuridad. La variación exacta depende del elemento específico, dado que existen de varios valores; pero en general tenemos una variación bastante amplia.
- La pt100 es un RTD, un tipo de sensor de temperatura muy utilizado que varía su resistencia de acuerdo a la temperatura. Su nombre se deriva de la resistencia que presenta a 0°C (es decir, la resistencia a 0°C es de 100Ω). La variación de la resistencia puede consultarse en tablas que se especifican en la base de datos, pero como referencia podemos mencionar que a 100°C la resistencia de la pt100 es de 138.5Ω . ¡En 100°C la resistencia sólo ha cambiado en 38.5Ω !

Por su puesto, si la variación de la resistencia es pequeña, la variación en el voltaje también lo será. Veamos esto con un ejemplo.

- **Ejemplo 6.2**

Hemos visto que la pt100 tiene una variación de resistencia entre 100Ω y 138.5Ω en el rango de 0°C a 100°C . Veamos que pasa al conectar esta pt100 a un circuito divisor de tensión como se muestra en la

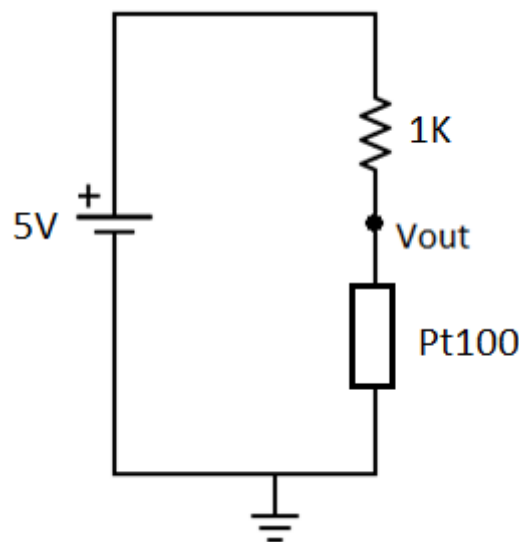


Figura 6-4. Pt100 en divisor de tensión

Con estos valores tendremos una variación de voltaje entre un mínimo y un máximo así:

$$V_{out\ mínimo} = 5 \frac{100}{100+1000} = 0.4545$$

$$V_{out\ máximo} = 5 \frac{138.5}{138.5 + 1000} = 0.6082$$

Esto implica que la variación total de voltaje de V_{out} en el rango de 0°C a 100°C será de 0.6082-0.4545=0.1537 voltios.

Esta variación de voltaje es muy pequeña, sobre todo si estamos en ambientes ruidosos (como suele ser un ambiente industrial). Eso se convertirá en un problema hace que cuando las variaciones de resistencia sean pequeñas, un divisor de tensión no sea la forma más adecuada para acondicionar un sensor resistivo.

6.1.4 Auto calentamiento (para sensores de temperatura)

Uno podría pensar que una buena opción para solucionar el problema de baja variación de voltaje que acabamos de ver en la sección anterior es cambiar el valor de la resistencia fija, de tal forma que varíe la relación. Veamos un ejemplo de que pasa al cambiar este valor, con lo que podremos entender un concepto importante: el auto calentamiento.

- **Ejemplo 6.3**

Para el mismo caso del ejemplo 6.2, analicemos el circuito si cambiáramos la resistencia fija por un valor de 100Ω.

$$V_{out\ mínimo} = 5 \frac{100}{100+100} = 2.5$$

$$V_{out\ máximo} = 5 \frac{138.5}{138.5+100} = 2.9035$$

En este caso hemos aumentado la variación hasta 2.9035-2.5=0.4035, que sigue siendo pequeña, pero es un poco mayor. Sin embargo, debemos tener en cuenta que también esto implica un cambio en la cantidad de corriente que circula por la pt100. En este caso la corriente que pasa por la pt100 a 0°C es de 25mA, mientras que para el circuito con resistencia de 1K la corriente es de 4.5mA.

Ahora ¿Por qué es esto importante? Simplemente porque cuando una corriente elevada circula por la pt100 esta puede sufrir de auto calentamiento. Esto quiere decir que en la pt100 se genera calor debido a la circulación de corriente por el efecto joule. Si el sensor resistivo es de temperatura (como es el caso de la pt100) esto genera un error en la medición. Cuanto mayor sea la corriente, mayor puede ser el problema de auto calentamiento. De hecho, una corriente de 25mA sería muy elevada para usar en la pt100, siendo idea que esté por debajo de 1mA.

6.2 Acondicionamiento por fuente de corriente

La siguiente opción que tenemos a la hora de acondicionar un sensor resistivo es utilizar una fuente de corriente, como se ve en la Figura 6-5, donde I_1 es una fuente de corriente y R_s representa un sensor resistivo.

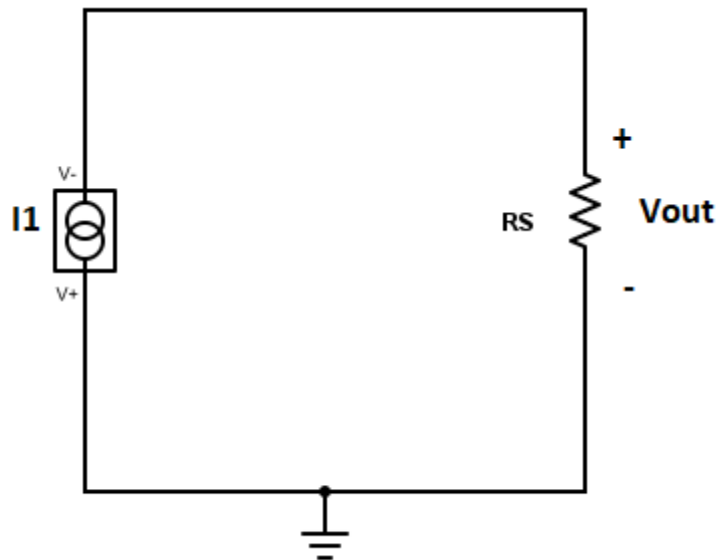


Figura 6-5. Acondicionamiento de sensor resistivo por fuente de corriente

En este caso tendremos que el voltaje de salida será:

$$V_{out} = I_1 R_s \quad \text{Eq. 6.3}$$

Vemos que el voltaje será directamente proporcional a la variación de la resistencia.

Con respecto al circuito anterior de divisor de voltaje, este acondicionamiento tiene la particularidad de ser más complejo, en cuanto a que debe implementarse una fuente de corriente. Sin embargo, tendrá algunas ventajas con respecto al divisor de tensión como veremos a continuación.

6.2.1 Linealidad de la relación

Vamos a examinar la relación entre voltaje y resistencia de forma similar al ejemplo 6.1.

- **Ejemplo 6.4**

Suponga que en el circuito de la Figura 6-5, la fuente de corriente I_1 tiene un valor de 1mA y que el sensor R_s tendrá una variación entre 100Ω y $5\text{k}\Omega$ para la variación de la variable a medir.

Primero, sabemos que el voltaje V_{out} variará entre un voltaje mínimo (cuando R_s vale 100Ω) y un máximo (cuando R_s vale $5\text{k}\Omega$), así:

$$V_{out \text{ mínimo}} = 1\text{mA} * 100\Omega = 0.1\text{V}$$

$$V_{out \text{ máximo}} = 1\text{mA} * 5000\Omega = 5\text{V}$$

En todo el rango puede verse la relación voltaje- resistencia, la cual de la misma ecuación puede verse que es lineal.

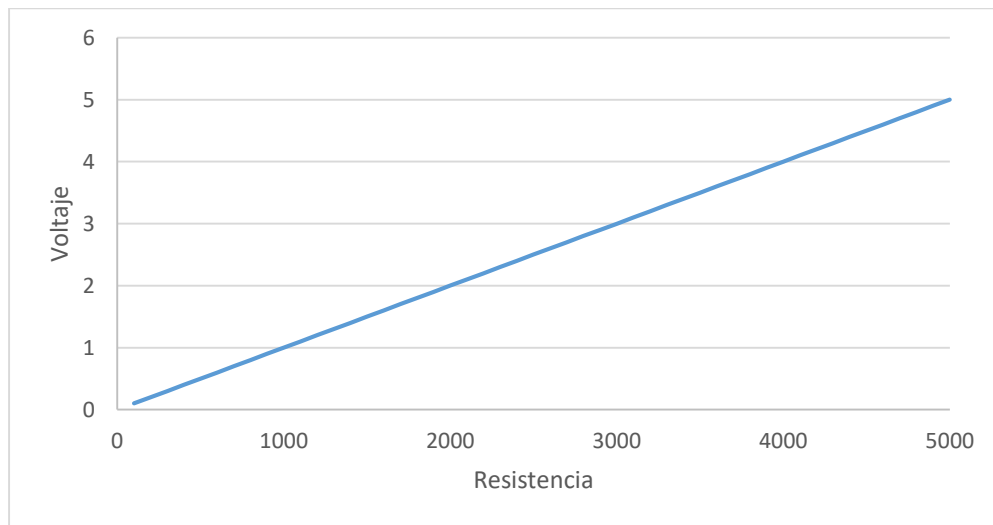


Figura 6-6. Acondicionamiento de sensor resistivo por fuente de corriente

6.2.2 Limitaciones en el voltaje

Otro elemento que debe tenerse en cuenta es que la relación descrita por la ecuación 6.3 tiene un límite dado por la saturación, dependiendo de la implementación que se haga de la fuente de corriente. Para entender esto, veamos el siguiente ejemplo con una implementación específica de la fuente de corriente.

- **Ejemplo 6.5**

En la Figura 6-7 se muestra una posible implementación de una fuente de corriente con un sensor resistivo. En este caso, R_s representa el sensor resistivo y el resto del circuito garantiza una corriente constante sobre R_s , como se explica a continuación. V_{out} será la salida de voltaje proporcional a la variable a medir.

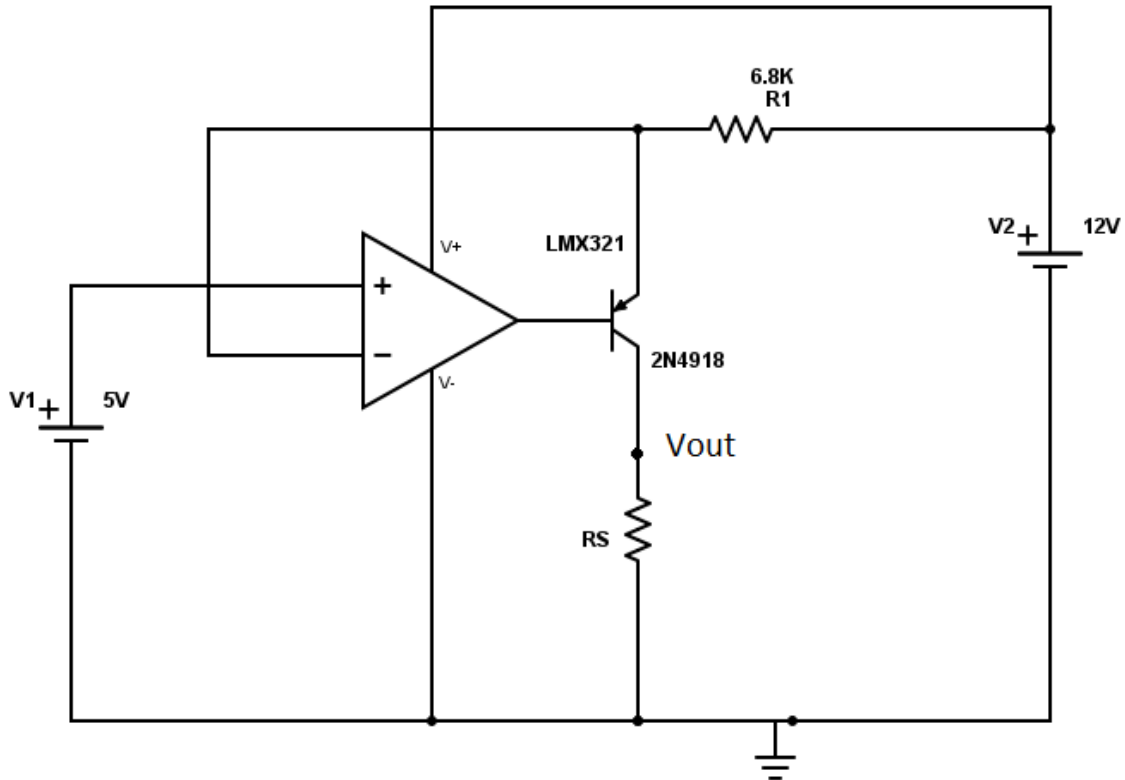


Figura 6-7. Implementación acondicionamiento fuente de corriente

Sabemos que el voltaje en las entradas inversora y no inversora del amplificador operacional son iguales. Por lo tanto, podemos calcular la corriente en R_1 como:

$$I_{R1} = \frac{12 - 5}{6.8k} = 1.029mA$$

Esta es la corriente en el emisor del transistor. El transistor 2N4918 tiene un β de 150, por lo tanto, tenemos que la corriente de la base del transistor es:

$$I_{base} = \frac{1.029mA}{150} = 6.863\mu A$$

Y podemos calcular la corriente del colector como:

$$I_{\text{colector}} = 1.029\text{mA} - 6.863\mu\text{A} = 1.022\text{mA}$$

Esta sería la corriente que pasa por el sensor resistivo, independientemente del valor de resistencia que este tome. Así, si el sensor toma $1\text{K}\Omega$, el voltaje sobre la resistencia, V_{out} tendrá un valor de 1.022V . Veamos a continuación la simulación.

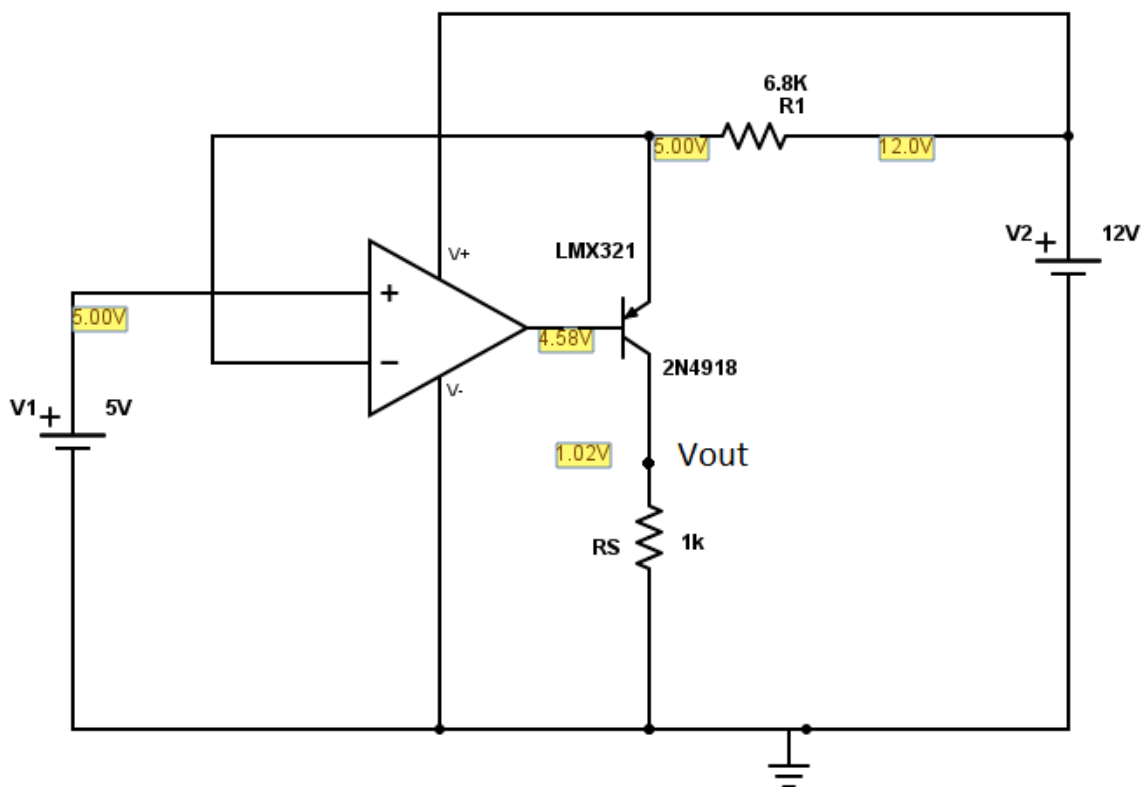


Figura 6-8. Simulación implementación acondicionamiento fuente de corriente con R_s de $1\text{K}\Omega$

Así mismo, si R_s toma un valor de 2K , podemos esperar un V_{out} de 2.044 .

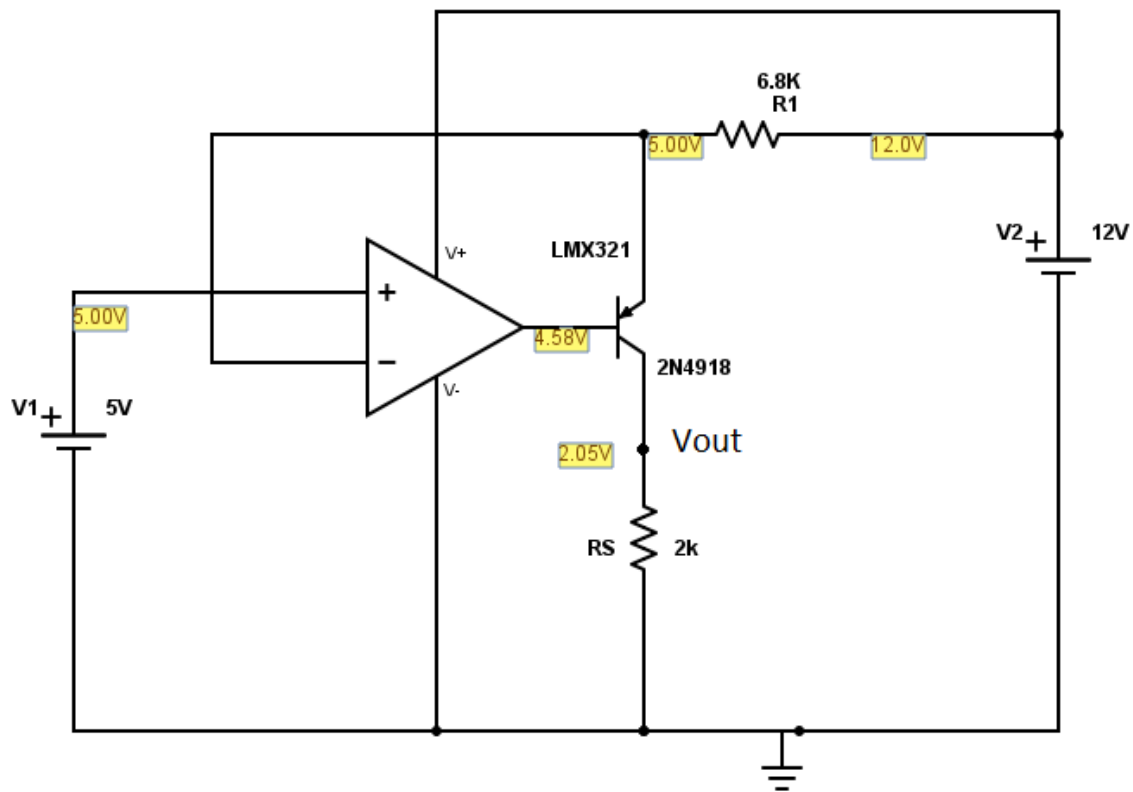


Figura 6-9. Simulación implementación acondicionamiento fuente de corriente con R_s de $2K\Omega$

Sin embargo, si el valor de la R_s sigue aumentando, llegará un momento en el que se satura, dado que las fuentes de voltaje limitan este valor y el voltaje en R_s será siempre menor a 5v. Así, si R_s es igual a $10k\Omega$, se podría pensar que el voltaje será igual a 10.22V, pero en realidad será algo menor a 5 V como se ve en la siguiente simulación.

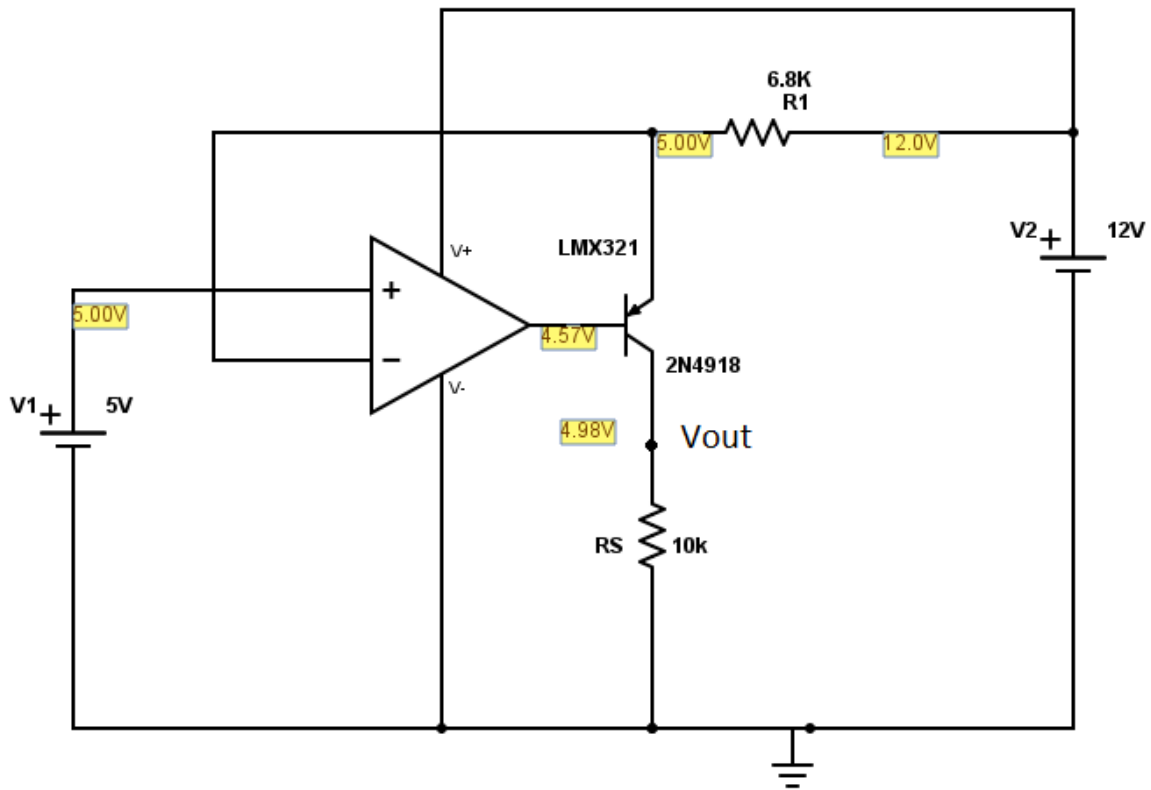


Figura 6-10. Simulación implementación acondicionamiento fuente de corriente con R_s de $10K\Omega$

6.2.3 Variación de la resistencia y variación del voltaje

En cuanto al problema del que hablamos en el divisor de voltaje donde al tener baja variación en la resistencia se tiene baja variación en el voltaje, en este caso se sigue presentando de igual manera. Esto es evidente de la Eq 6.3.

6.3 Acondicionamiento por puente de Wheatstone

La siguiente opción para el acondicionamiento de un sensor resistivo es el uso de un puente de Wheatstone como el que se ve en la Figura 6-11.

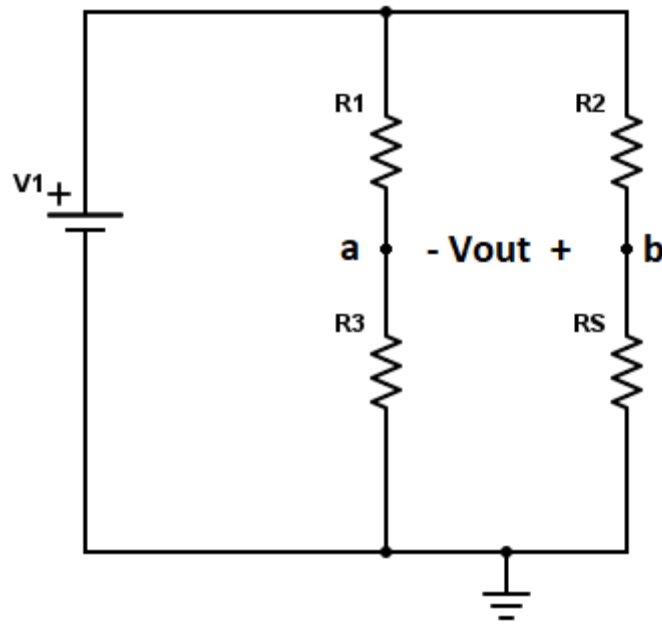


Figura 6-11. Acondicionamiento por puente de Wheatstone

En este caso el voltaje de salida V_{out} no estará entre un determinado punto y tierra, si no entre los puntos a y b del esquema. Es decir, $V_{out} = V_b - V_a$.

Veamos las ecuaciones para entender este circuito.

$$V_a = V_1 \frac{R_3}{R_1 + R_3} \quad \text{Eq.6.4}$$

$$V_b = V_1 \frac{R_s}{R_2 + R_s} \quad \text{Eq.6.5}$$

$$V_{out} = V_b - V_a = V_1 \left(\frac{R_s}{R_2 + R_s} - \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right) \quad \text{Eq.6.6}$$

Para entender este circuito veamos un ejemplo numérico.

- **Ejemplo 6.6**

Para el circuito de la Figura 6-11, supongamos que $V_1 = 5V$, $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $R_3 = 300\Omega$ y R_s es un sensor resistivo que varía entre 300Ω y $5k\Omega$ de resistencia para el rango de la variable a medir.

Veamos cuáles serán los valores mínimo y máximo del voltaje V_{out} .

$$V_{out\ mínimo} = 5 \left(\frac{300}{300 + 1000} - \frac{300}{300 + 1000} \right) = 0$$

$$V_{out\ máximo} = 5 \left(\frac{5000}{5000 + 1000} - \frac{300}{300 + 1000} \right) = 3.013$$

6.3.1 Linealidad de la relación

Ahora, vemos que forma tiene exactamente esta relación si graficamos resistencia contra voltaje. En la Figura 6-12 se ve esta gráfica para el ejemplo anterior (ejemplo 6.6).

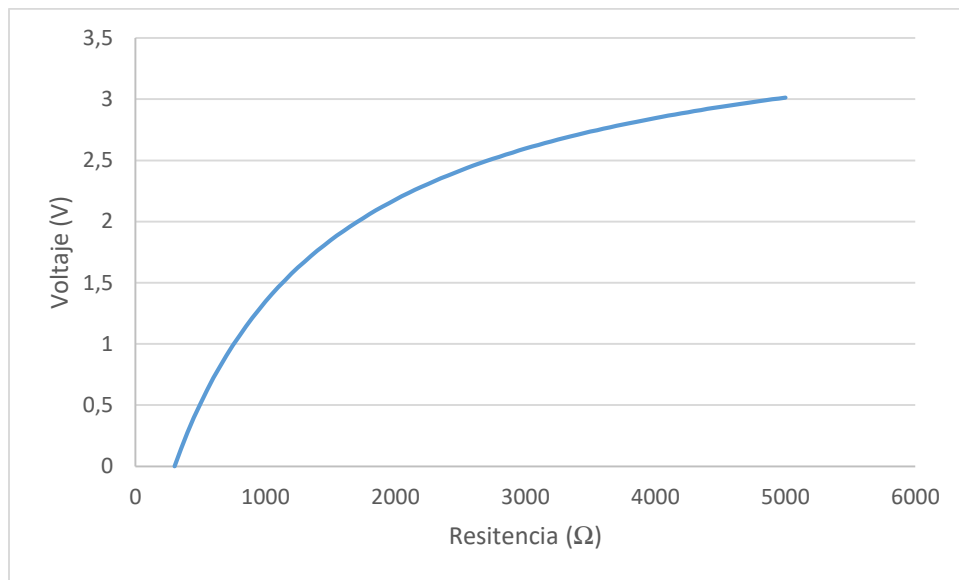


Figura 6-12. Relación resistencia- voltaje en el puente de Wheatstone

Al igual que en el divisor de tensión vemos que la relación no es lineal, lo cual es evidente de la ecuación 6.6.

6.3.2 Escogencia de los valores de los resistores

Un detalle importante en el puente de Wheatstone es la elección de los valores de R_1 , R_2 , y R_3 . Vamos a abordar este tema paso por paso.

Primero, observemos que el puente está compuesto básicamente por dos divisores de tensión: el formado por R_1 y R_3 (que da lugar al voltaje V_a) y el formado por R_2 y R_5 (que da lugar al voltaje V_b). El primer divisor es fijo (ambas resistencias son fijas), pero el segundo es variable por la variación de R_5 .

Dado que V_{out} es el resultado de restar los voltajes de estos dos divisores de tensión, las resistencias suelen elegirse para balancear el puente de la siguiente forma:

- $R_1 = R_2$. El valor específico de estas puede variar. Por ejemplo, en caso de ser un puente para un sensor de temperatura, se elige de tal manera que la corriente no sea muy alta para que evitemos el auto calentamiento del sensor.
- R_3 debe tener el mismo valor que toma R_s en el punto de medición en el que deseamos que el circuito entregue 0V. Por ejemplo, si es una pt 100 y queremos que el circuito entregue 0V a 0°C, entonces $R_3=100\Omega$.

Vamos a ver todo esto con un ejemplo numérico.

• Ejemplo 6.7

Supongamos que tenemos como sensor una pt 100, la cual es un sensor resistivo que presenta 100 Ω a 0°C y 138.5 Ω a 100°C. Supongamos que deseamos medir temperatura en ese rango y que deseamos tener 0V a 0°C.

Vamos a acondicionar el sensor usando el circuito de la Figura 6-11, tomando $R_1=R_2=4.7K\Omega$, $R_3=100\Omega$ y $V_1= 5V$.

Analizaremos el circuito para los casos externos (0°C y 100°C)

- Cuando la temperatura es 0°C:

En este caso, tendremos que la pt 100 presenta una resistencia de 100 Ω , y siendo $R_1 = R_2=4.7K\Omega$,

$$V_a = 5 \frac{100}{100 + 4700} = 0.104V$$

$$V_b = 5 \frac{100}{100 + 4700} = 0.104V$$

Es decir, que $V_{out}=0V$, y esto se da porque a esta temperatura ambos divisores de voltaje son iguales siendo $R_1=R_2$ y $R_3=R_s$. De esta misma manera, si se quisiera (por poner un caso cualquiera) que el voltaje fuera 0V cuando la temperatura fuera de -20°C, sólo tendría que revisar que la resistencia de la pt100 es de 92.13 Ω , y en consecuencia poner $R_3=92.13\Omega$.

- Cuando la temperatura es 100°C:

En este caso, tendremos que la pt 100 presenta una resistencia de 138.5 Ω , y siendo $R_1 = R_2=4.7K\Omega$, tenemos:

$$V_a = 5 \frac{138.5}{138.5 + 4700} = 0.104V$$

$$V_b = 5 \frac{138.5}{138.5 + 4700} = 0.143V$$

Entonces $V_{out} = 0.143V - 0.104V = 0.039V$.

Es evidente que el cambio de voltaje es muy pequeño, al ser pequeño el cambio de resistencia. Este es el mismo problema que nos hemos encontrado con todas las configuraciones. En este caso, sin embargo, hay una ventaja: **el voltaje es diferencial**, lo cual lo hará más inmune al ruido que potencialmente pueda afectar la señal. Para entender por qué esto es una ventaja, debemos entender qué es una señal diferencial y cuáles son sus características, lo cual se estudiará en la sección **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia..**

6.3.3 Relación directa o inversa

La ecuación 6.6 nos muestra una relación directa entre voltaje y resistencia. Al igual que en el divisor de tensión esto puede modificarse si cambia la posición de las resistencias como se ve en la Figura 6-13.

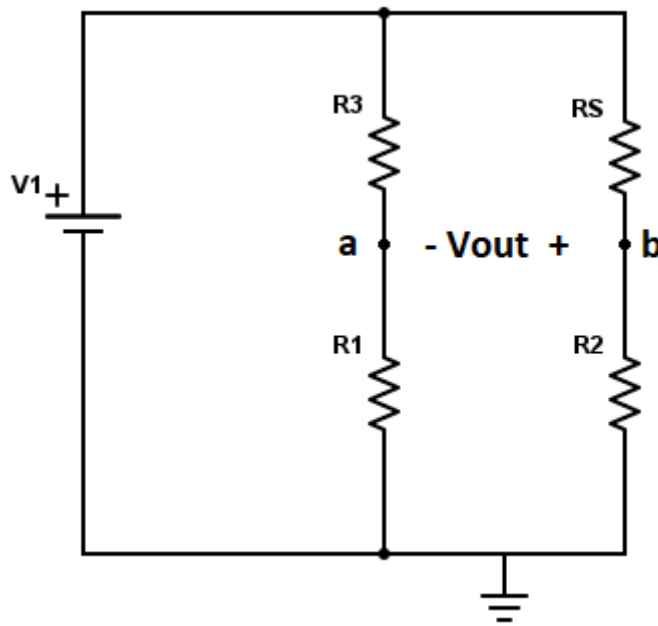


Figura 6-13. Alternativa en acondicionamiento por puente de Wheatstone

En este caso tendremos las siguientes ecuaciones.

$$V_a = V_1 \frac{R_1}{R_1 + R_3} \quad \text{Eq.6.7}$$

$$V_b = V_1 \frac{R_2}{R_2 + R_s} \quad \text{Eq.6.8}$$

$$V_{out} = V_b - V_a = V_1 \left(\frac{R_2}{R_2 + R_s} - \frac{R_1}{R_1 + R_3} \right) \quad \text{Eq.6.9}$$

De la ecuación 6.9 puede verse que en este caso tendremos una relación inversa en la cual al aumentar R_s el valor de V_{out} decrecerá. AL igual que para la relación directa, puede notarse que la relación no es lineal.

6.3.4 Puente de Wheatstone y amplificador de instrumentación

La configuración puente de wheatstne suele utilizarse en conjunto con un tipo de amplificador llamado amplificador de instrumentación en el capítulo **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** se habla en detalle de este tema.