

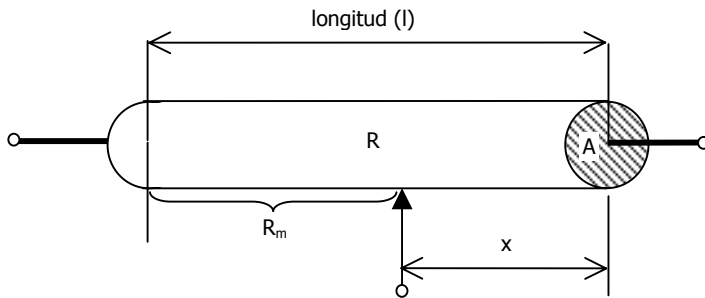
ÍNDICE

1.-	SENSORES RESISTIVOS Y SU ACONDICIONAMIENTO	3
1.1.-	SENSORES POTENCIÓMETRICOS	3
1.1.1.-	<i>Problemas</i>	3
1.1.2.-	<i>Construcción</i>	3
1.1.3.-	<i>Ejemplo</i>	4
1.1.4.-	<i>Acondicionamiento simple: Circuito potenciométrico</i>	5
1.1.4.1.-	Ecuaciones.....	5
1.1.4.2.-	Linealización para pequeñas variaciones	6
1.1.4.3.-	Ejemplo de aplicación	9
1.2.-	GALGAS EXTENSIOMÉTRICAS	10
1.2.1.-	<i>Tipos</i>	10
1.2.2.-	<i>Deformación</i>	10
1.2.2.1.-	Deformación axial	10
1.2.2.2.-	Deformación transversal.....	11
1.2.3.-	<i>Factor de galga: K</i>	11
1.2.3.-	<i>Acondicionamiento con puente de Wheastone</i>	13
1.2.4.-	13
1.2.4.1.-	Linealización para pequeñas variaciones	14
1.2.4.2.-	Montaje en $\frac{1}{4}$ de puente.....	14
1.2.4.3.-	Montaje en $\frac{1}{2}$ puente	16
1.2.4.4.-	Montaje en puente completo	19
1.2.4.5.-	Aplicaciones	20
1.2.4.6.-	Equilibrado y Calibración del puente	23
1.3.-	RTD.....	24
1.3.1.-	<i>Aproximación lineal</i>	25
1.3.1.1.-	Sensibilidad	25
1.3.2.-	<i>Ventajas</i>	26
1.3.3.-	<i>Inconvenientes</i>	27
1.3.4.-	<i>Acondicionamiento</i>	28
1.3.4.1.-	Alimentación por corriente del puente de Wheatstone.....	28
1.3.4.2.-	Efecto de la resistencia de los cables.....	30

1.3.4.3.-	Medida a 3 hilos	31
1.3.4.4.-	Medida a 4 hilos con excitación por corriente.....	32
1.4.-	TERMISTORES	37
1.4.1.-	<i>Acondicionamiento</i>	39
1.4.2.-	<i>Ventajas - desventajas</i>	39
1.4.3.-	<i>Aplicaciones típicas</i>	40
1.4.4.-	<i>Ejemplo</i>	41
1.5.-	LIGHT DEPENDENT RESISTOR (LDR)	42

1.- SENSORES RESISTIVOS Y SU ACONDICIONAMIENTO

1.1.- SENSORES POTENCIÓMETRICOS



La resistencia medida será:
$$R_m = \frac{\rho}{A}(l - x)$$

A = Sección del conductor (constante).

ρ = resistividad del conductor. (P. Ej. $\rho_{\text{cobre}} = 0,018 \Omega \text{ mm}^2 / \text{m}$)

x = desplazamiento del cursor.

También existen para movimientos angulares.

1.1.1.- PROBLEMAS

- Rozamiento: Acorta la vida. Suele indicarse la vida mecánica en ciclos.
- Autocalentamiento: provoca errores, ya que la resistencia varía con la temperatura.
- Vibraciones: pueden provocar pérdida de contacto del cursor sobre la resistencia, por lo que tienen limitación de velocidad de desplazamiento.

1.1.2.- CONSTRUCCIÓN

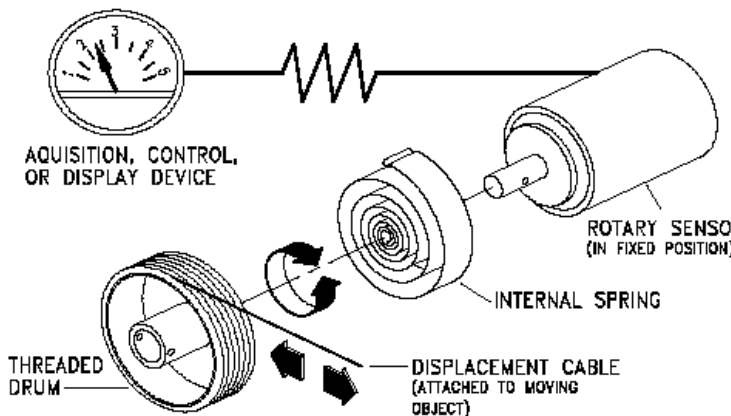

El más sencillo consta de un devanado de espiras de aleación (Ni-Cr, Ni-Cu,...) sobre pieza aislante (cerámica, plástica). Esta constitución en espiras provocará problemas de inductancia y de resolución no infinita.

1.1.3.- EJEMPLO

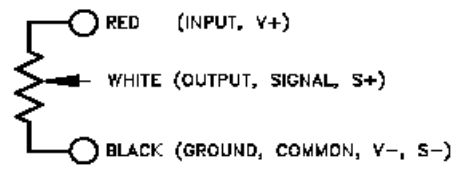
Los sensores de cable convierten un desplazamiento lineal en una señal eléctrica proporcional. Al enrollar el cable en un tambor mecanizado con alta precisión, un sensor angular (como pueden ser: potenciómetro, encoder, tacogenerador, etc.) fijado a dicho tambor nos dará la señal eléctrica, con resoluciones de hasta

0,05 mm y una linealidad del 0,1% ó 0,05%. Un muelle mantiene la tensión del cable de arrastre constante. El montaje del transductor de cable es muy simple y no necesita de alineación.

Gama de sensores de posición con cable de acero de la empresa SpaceAge Control, Inc.

Resolución	Hasta 0,025 mm
Precisión	Hasta ±0,025%
Desplazamiento máximo	Desde 38,1 mm hasta 1080 mm
Vida mecánica	P.ej. 5.000.000 vueltas del eje
Resistencia	5 KΩ ±10%
Tensión máxima aliment.	50 VDC
Potencia	P. ej. 0,75 W a 70°C
Coefficiente de temperatura	P. ej. ±400 ppm/°C



RED (INPUT, V+)

WHITE (OUTPUT, SIGNAL, S+)

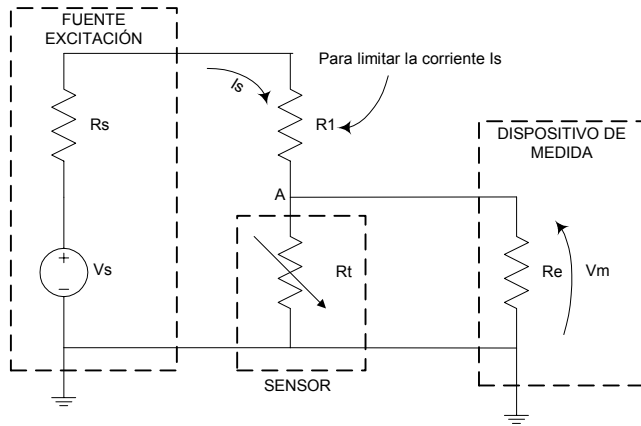
BLACK (GROUND, COMMON, V-, S-)

Algunas aplicaciones típicas son:

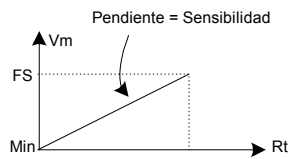
- Máquina herramienta y de ensayos
- Apertura de invernaderos
- Control de compuertas y elevadores
- Ensayos dinámicos en ind. del automóvil
- Análisis modal en aeronáutica
- Medida de suspensión en ferrocarril, automoción, aeronáutica

1.1.4.- ACONDICIONAMIENTO SIMPLE: CIRCUITO POTENCIOMÉTRICO

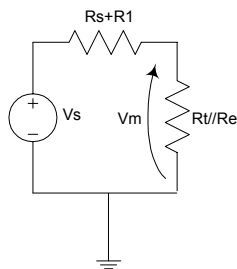
1.1.4.1.- Ecuaciones



En el circuito de la figura, nuestro objetivo es convertir las variaciones de la resistencia del sensor ΔR_t en variaciones de tensión ΔV_m . Además nos interesa que la relación sea lineal, y por tanto una pendiente constante de la curva de calibración hasta el fondo de escala (FS).



Aplicando divisor de tensión en el punto A del circuito:



$$V_m = V_s \frac{R_t // R_e}{(R_s + R_1) + (R_t // R_e)}$$

Si la impedancia de entrada del aparato de medida es suficientemente alta como para suponer que $R_e \gg R_t$

$$V_m \approx V_s \frac{R_t}{R_s + R_1 + R_t}$$

- V_m no es lineal respecto de R_t y por tanto su sensibilidad no es constante.
- Debemos utilizar un aparato de medida con alta impedancia de entrada.

1.1.4.2.- Linealización para pequeñas variaciones

Cuando el sensor varíe su resistencia debido a cambios en la magnitud que mide tendremos que

$$R_t = R_{to} + \Delta R_t.$$

En reposo la expresión queda
$$V_{mo} \approx V_s \frac{R_{to}}{R_s + R_1 + R_{to}}$$

Tras una variación del sensor:
$$V_m \approx V_s \frac{R_{to} + \Delta R_t}{R_s + R_1 + R_{to} + \Delta R_t}$$

$$\Delta V_m = V_m - V_{mo}$$

Si restamos ambas expresiones, hacemos denominador común y operamos el numerador, obtenemos:

$$\Delta V_m = V_s \frac{\Delta R_t (R_s + R_1)}{(R_s + R_1 + R_{to}) \cdot (R_s + R_1 + R_{to} + \Delta R_t)}$$

Supongamos que las variaciones de resistencia que sufre el sensor son pequeñas respecto a los valores de las otras resistencias:

$$\Delta R_t \ll (R_{to} + R_1 + R_s)$$

$$\Delta V_m \approx V_s \frac{\Delta R_t (R_s + R_1)}{(R_s + R_1 + R_{to})^2}$$

En estas condiciones:

- La relación entre ΔV_m y ΔR_t es lineal
- Esta relación depende de la resistencia de la fuente.

Si utilizamos una fuente de baja impedancia de salida, de forma que podamos suponer $R_s \ll R_1$:

$$\Delta V_m \approx V_s \frac{\Delta R_t \cdot R_1}{(R_1 + R_{to})^2}$$

En estas condiciones, la sensibilidad será:

$$S \equiv \frac{\Delta V_m}{\Delta R_t} \approx V_s \frac{R_1}{(R_1 + R_{to})^2}$$

Hallemos el valor de R_1 que permita una máxima sensibilidad:

$$\text{La sensibilidad será máxima cuando } \frac{\partial S}{\partial R_1} = 0$$

Realizando la derivada, obtenemos que:

$$S_{\text{máx}} \Leftrightarrow R_1 = R_{to}$$

Llevando este resultado a la expresión de la sensibilidad:

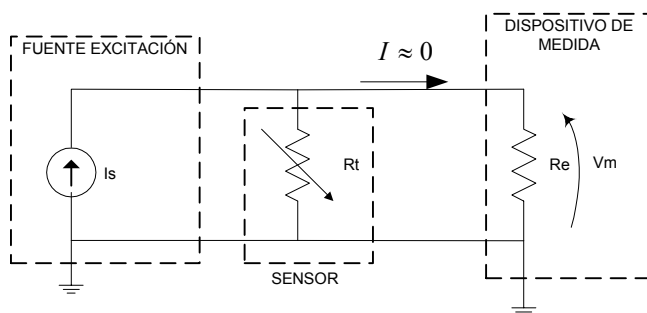
$$S|_{R_1=R_{to}} = \frac{V_s}{4R_{to}}$$

La sensibilidad es mayor si aumentamos la tensión de excitación , pero entonces aumentaría la corriente que atraviesa el sensor y por lo tanto la potencia que disipa. El calor producido provocaría una variación en la resistencia del sensor que falsearía la medida. Es lo que conocemos como **autocalentamiento**.

La expresión final queda:

$$\Delta V_m \approx V_s \frac{\Delta R_t}{4 \cdot R_{t0}} \text{ cuando } R_1 = R_{t0}$$

ALIMENTACIÓN CON GENERADOR DE CORRIENTE



La resistencia de entrada del aparato de medida debe ser alta para que la corriente que absorba sea despreciable frente a I_s :

$$\begin{aligned} \Delta V_m &= V_m - V_{m0} \\ &= I_s (R_{t0} + \Delta R_t) - (I_s \cdot R_{t0}) \end{aligned}$$

$$\Delta V_m = I_s \cdot \Delta R_t$$

La expresión de la sensibilidad será:

$$S \equiv \frac{\Delta V_m}{\Delta R_t} = I_s$$

1.1.4.3.- Ejemplo de aplicación

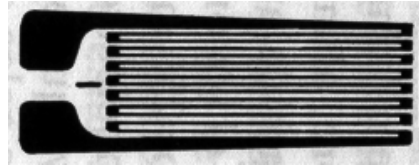
Se desea registrar el desplazamiento del pedal del acelerador en un vehículo mediante un sensor resistivo con cable de acero de SpaceAge Control, Inc. cuyas especificaciones se han dado anteriormente. Se supone un desplazamiento máximo de 10 cm. La medida se realiza mediante un circuito potenciométrico conectado a un conversor A/D cuya impedancia de entrada es de $1\text{ M}\Omega$ y su rango de entrada de 0 a 10V.



- 1) Si usamos un fuente de tensión cuya impedancia de salida es de 50Ω . ¿Cuál es el valor máximo de la tensión de alimentación que no dañaría al potenciómetro?
- 2) Usando la batería del vehículo como fuente de alimentación, deseamos aprovechar el fondo de escala del A/D. Diseñar el sistema, dibujando su curva de calibración y especificando su sensibilidad.
- 3) Cuantos bits debe tener el conversor A/D suponiendo que su error máximo sea de ± 1 LSB y que la posición del pedal debe darse con un error máximo de ± 1 mm.

1.2.- GALGAS EXTENSIOMÉTRICAS

Es un conductor dispuesto de forma que sea sensible a la deformación lo que provocará cambios en sus dimensiones y por tanto en su resistencia.



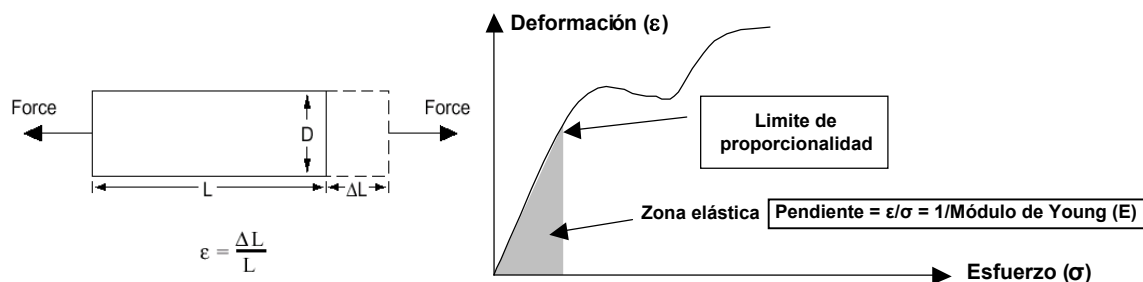
En la imagen una galga impresa metálica. También existen galgas semiconductoras.

Tiene un **eje activo** (longitudinal) para el que la deformación es máxima, mientras que en el eje transversal es prácticamente insensible a la deformación.

1.2.1.- TIPOS

- Las de tipo “circuito impreso” van pegadas a la superficie mediante un adhesivo especial. Este adhesivo debe ser elástico y estable tanto en tiempo como con la temperatura.
- Una vez pegadas se recubren de una capa de aislamiento que las protege.

1.2.2.- DEFORMACIÓN



1.2.2.1.- Deformación axial

Ley de Hooke: En la zona elástica del material, la deformación unitaria (ϵ) es proporcional a la tensión o esfuerzo (σ):

$$\epsilon = \frac{\sigma}{E} = \frac{F/A}{E} \text{ además de la figura anterior, sabemos que } \epsilon = \frac{\Delta L}{L}$$

ϵ = Deformación unitaria. Aunque no tiene dimensiones, suele expresarse en *microdeformaciones* ($1 \mu\epsilon = 10^{-6} \text{ m/m}$, es decir una deformación de una micra respecto a un metro).

F = Fuerza aplicada.

A = Sección del hilo.

E = Módulo de elasticidad o módulo de Young del material.

$\sigma = F/A =$ Esfuerzo axial.

1.2.2.2.- Deformación transversal

Además de la deformación axial, se produce una deformación transversal

$$\varepsilon_t = \frac{\Delta D}{D}$$

Módulo de Poisson: $\nu = -\frac{\mathcal{E}_t \text{ (deformación transversal)}}{\mathcal{E}_a \text{ (deformación axial)}}$

El signo es negativo ya que las deformaciones son de sentido contrario (tensión y compresión).

1.2.3.- FACTOR DE GALGA: K

Considerando R_o = resistencia en reposo, El factor de galga se define como:

$$K = \frac{\Delta R / R_o}{\Delta L / L_o} = \frac{\Delta R / R_o}{\varepsilon} = \text{variación de la resistencia respecto a la deformación.}$$

= factor de sensibilidad de la galga

Todas las galgas comerciales especifican el factor de galga, por lo que conviene expresar la deformación en función de K:

$$\mathcal{E} = \frac{1}{K} \cdot \frac{\Delta R}{R_o}$$

Partiendo de esta expresión, podemos expresar la resistencia tras la deformación $R = R_o + \Delta R$ en función de R_o , K y ε :

De la expresión anterior $\mathcal{E} = \frac{1}{K} \cdot \frac{\Delta R}{R_o}$ deducimos que $\Delta R = K \cdot R_o \cdot \varepsilon$, por lo que nos queda:

$$R = R_o + K \cdot R_o \cdot \varepsilon \text{ y por tanto:}$$

$$\boxed{R = R_o(1 + K\varepsilon)}$$

La **sensibilidad** de la galga a la deformación será:

$$S_G = \Delta R / \varepsilon = K \cdot R_o = \Omega \text{ m/m}$$

Una galga con factor de galga $K=2$, y una resistencia de $120\ \Omega$ (valores típicos) pegada a una pieza de acero de $4\text{ cm} \times 4\text{ cm}$ de sección de la que pende una masa de 1000 kg ($E_{\text{acero}} = 2 \cdot 10^6\text{ N/cm}^2$). Calcular ΔR :

1º calculamos la deformación $\varepsilon = \sigma / E = (F/A)/E$, normalicemos el valor de cada factor.

$$F = 1000\text{ kg} = 9,80665 \cdot 1000\text{ newton} = 9806,65\text{ N}$$

$$A = 4\text{ cm} \times 4\text{ cm} = 16\text{ cm}^2 = 0,0016\text{ m}^2$$

$$E = 2 \cdot 10^6\text{ N/cm}^2 = 2 \cdot 10^{10}\text{ N/m}^2$$

$$\varepsilon = 0,0003065\text{ m/m} = 306,5\ \mu\varepsilon$$

$$\Delta R = K \cdot R_0 \cdot \varepsilon = 2 \cdot 120 \cdot 0,0003065 = 0,074\ \Omega$$

¡Debemos detectar un cambio de sólo $0,0074\ \Omega$!

En estas condiciones cobra sentido hablar de linealización para pequeñas variaciones.

La sensibilidad será de $240\ \Omega/\text{m}$

- Valores normalizados de $120\ \Omega$, $350\ \Omega$, $1000\ \Omega$ con precisión entorno a $\pm 0,4\%$ y un factor de galga K expresado con dos decimales y una tolerancia de $\pm 1\%$.

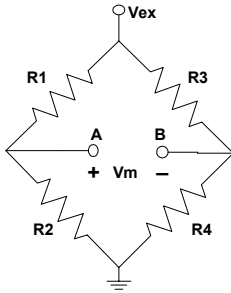
Recordatorio:

	Sistema Internacional	Sistema Técnico	1 kg fuerza = 9,81 newton
Masa	kg	UTM	
Fuerza (i.e. Peso)	N	kg fuerza	

Las balanzas muestran kg fuerza.

1.2.4.- ACONDICIONAMIENTO CON PUENTE DE WHEASTONE

- Cuando los cambios en la resistencia son muy pequeños (i.e. galga), se utiliza el puente de Wheatstone.
- Los sensores resistivos (p. ej. galgas) pueden ocupar una, dos, tres o cuatro ramas del puente. El resto estará ocupada por resistencias fijas de alta precisión y estabilidad.



Aplicamos divisor de tensión en los puntos A y B

$$V_A = V_{ex} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_1} \right) \text{ y } V_B = V_{ex} \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3} \right)$$

$$V_m = V_{ex} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_1} - \frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) \quad \text{Ecuación 1}$$

Cuando $V_A = V_B$ se dice que el puente se halla en equilibrio

Como se vio anteriormente, la sensibilidad del divisor de tensión es máxima cuando ambas resistencias son iguales, es decir $R_1 = R_2$ y $R_3 = R_4$.

Por simplicidad, se toman las cuatro resistencias iguales, por lo que llamaremos R_0 a su resistencia:

$$R_0 \equiv R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

Supongamos que las 4 resistencias son 4 sensores resistivos (p. ej. galgas) cuya resistencia en reposo es R_0 y sufren una variación debido a un cambio en la magnitud a la que son sensibles (p. ej. esfuerzo):

$$R_1 = R_0 + \Delta R_1 \quad R_2 = R_0 + \Delta R_2 \quad R_3 = R_0 + \Delta R_3 \quad R_4 = R_0 + \Delta R_4$$

Sustituyendo estas 4 expresiones en la ecuación 1 y operando:

$$V_m = V_{ex} \frac{R_0(\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4) + \Delta R_2 \cdot \Delta R_3 - \Delta R_1 \cdot \Delta R_4}{4 \cdot R_0^2 + 2 \cdot R_0 \cdot (\Delta R_1 + \Delta R_2 + \Delta R_3 + \Delta R_4) + (\Delta R_2 + \Delta R_3) \cdot (\Delta R_3 + \Delta R_4)}$$

⚡ Observar como V_m no es lineal respecto a las variaciones de las resistencias.

1.2.4.1.- Linealización para pequeñas variaciones

Si en la expresión anterior suponemos que las variaciones de las resistencias son pequeñas:

$$\Delta R_1, \Delta R_2, \Delta R_3, \Delta R_4 \ll R_0 \text{ (suposición aceptable por ejemplo en galgas).}$$

La expresión anterior queda:

$$V_m = V_{ex} \frac{R_0(\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4) + \overbrace{\Delta R_2 \cdot \Delta R_3 - \Delta R_1 \cdot \Delta R_4}^{\text{Términos de 2º orden } \rightarrow 0}}{4 \cdot R_0^2 + 2 \cdot R_0 \cdot (\Delta R_1 + \Delta R_2 + \Delta R_3 + \Delta R_4) + (\Delta R_2 + \Delta R_3) \cdot (\Delta R_3 + \Delta R_4)}$$

El término $4R_0^2 \gg$ que este otro Operando salen términos de 2º orden que son despreciables

$$V_m = V_{ex} \cdot \frac{R_0 \cdot (\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4)}{4 \cdot R_0^2} \text{ simplificando } R_0, \text{ obtenemos}$$

$$V_m = V_{ex} \cdot \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4}{4 \cdot R_0}$$

Ecuación 2

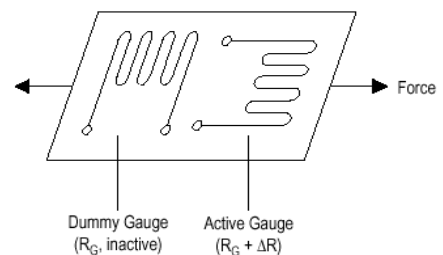
Observando la ecuación 2, podemos concluir:

- Variaciones iguales en resistencias contiguas (R_1 y R_2 ó R_3 y R_4) no desequilibran el puente.
- Variaciones iguales en resistencias adyacentes (R_1 y R_3 ó R_2 y R_4) no desequilibran el puente.
- Variaciones iguales en resistencias opuestas (R_1 y R_4 ó R_2 y R_3) doblan la sensibilidad.

1.2.4.2.- Montaje en ¼ de puente

¼ DE PUENTE CON COMPENSACIÓN DE TEMPERATURA

Supongamos una resistencia activa ante una magnitud como la fuerza, pero que además se ve afectada por otra magnitud como la temperatura. Podemos aprovechar las propiedades descritas de la ecuación 2 para eliminar la variación debida a la temperatura ya que ésta falsea la medida de la fuerza:



Tenemos entonces:

$$S_T = \text{Sensibilidad a la variación de la temperatura } \Delta T \text{ que deseamos eliminar}$$

$$S = \text{Sensibilidad a la variación de la magnitud } \Delta m \text{ que deseamos medir}$$

$$R_2, \text{ resistencia activa: } R_2 = R_0 + \Delta R_2 \text{ donde } \Delta R_2 = S \cdot \Delta m + S_T \cdot \Delta T$$

R_1 , resistencia compensación: $R_1 = R_0 + \Delta R_1$ donde $\Delta R_1 = S_T \cdot \Delta T$

R_3 y R_4 , resistencias inactivas: Son resistencias de precisión y de bajo coeficiente de T^a , es decir insensibles a los cambios de T^a y de valor R_0

Sustituyendo en la ecuación 2 $\left(V_m = V_{ex} \cdot \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4}{4 \cdot R_0} \right)$

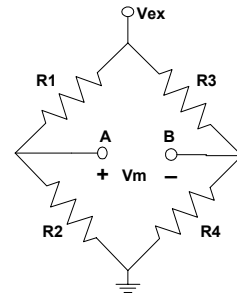
$$V_m = V_{ex} \cdot \frac{S \cdot \Delta m + S_T \cdot \Delta T - S_T \cdot \Delta T}{4 \cdot R_0}$$

Quedando:

$$V_m = V_{ex} \cdot \frac{S \cdot \Delta m}{4 \cdot R_0}$$

ó expresado en función de R_2

$$V_m = V_{ex} \cdot \frac{\Delta R_2}{4 \cdot R_0}$$



La sensibilidad del puente será entonces $S_p \equiv \frac{V_m}{\Delta R_2} = \frac{V_{ex}}{4R_0}$

Las galgas son bastante sensibles a la temperatura (Hasta $50 \mu\epsilon/^\circ\text{C}$), por lo que se suelen compensar mediante una galga pasiva conectada en la misma rama que la activa y físicamente próxima a ella, de forma que se encuentre a su misma T^a , pero no sometida a esfuerzos (Configuraciones en $1/4$ de puente).

P. ej.: R_2 galga activa $\rightarrow R_1$ compensación ó R_3 galga activa $\rightarrow R_4$ compensación

AUTOCALENTAMIENTO

- La corriente máxima que puede circular por una galga metálica es de unos 25 mA si el soporte es buen conductor térmico o de 5 mA si no lo es.
- En una galga semiconductor la potencia máxima disipable es de unos 259 mW.

1.2.4.3.- Montaje en 1/2 puente

1/2 PUENTE CON COMPENSACIÓN DE TEMPERATURA

Colocamos 2 resistencias activas en ramas opuestas y dos de compensación de igual forma:

R_2, R_3 resistencias activas:	$R_2 = R_0 + \Delta R_2$ donde $\Delta R_2 = S \cdot \Delta m + S_T \cdot \Delta T$
	$R_3 = R_0 + \Delta R_3$ donde $\Delta R_3 = S \cdot \Delta m + S_T \cdot \Delta T$
R_1, R_4 resistencias de compensación:	$R_1 = R_0 + \Delta R_1$ donde $\Delta R_1 = S_T \cdot \Delta T$
	$R_4 = R_0 + \Delta R_4$ donde $\Delta R_4 = S_T \cdot \Delta T$

Sustituyendo en la ecuación 2, la expresión se simplifica, quedando:

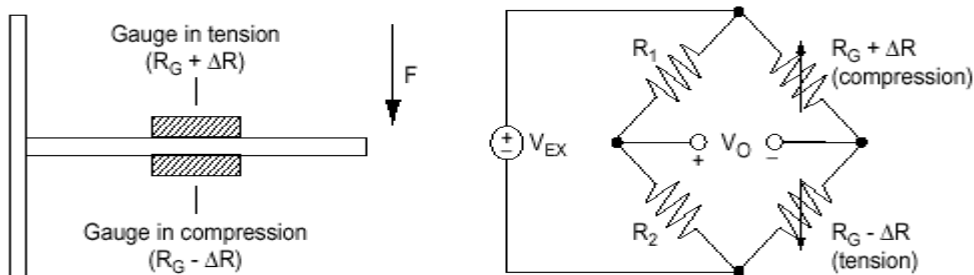
$$V_m = V_{ex} \cdot \frac{S \cdot \Delta m}{2 \cdot R_0} = V_{ex} \cdot \frac{\Delta R}{2 \cdot R_0}$$

La sensibilidad del puente será entonces $S_p = \frac{V_{ex}}{2 \cdot R_0}$

La sensibilidad es doble respecto al montaje en 1/4 de puente.

CONFIGURACIÓN 1/2 PUENTE EN OPOSICIÓN (PUSH-PULL)

Supongamos que podemos someter a una de las resistencias activas a la misma variación de magnitud, pero de signo contrario, como en las galgas de la figura (p.ej. trampolín de piscina):



R_3, R_4 resistencias activas:	$R_3 = R_0 + \Delta R_3$ donde $\Delta R_3 = S \cdot \Delta m + S_T \cdot \Delta T$
	$R_4 = R_0 + \Delta R_4$ donde $\Delta R_2 = -S \cdot \Delta m + S_T \cdot \Delta T$
R_1, R_2 resistencias inactivas:	$R_1 = R_2 = R_0$

Sustituyendo en la ecuación 2:

$$Vm = V_{ex} \cdot \frac{S \cdot \Delta m + S_T \cdot \Delta T + S \cdot \Delta m - S_T \cdot \Delta T}{4 \cdot R_0}$$

$$Vm = V_{ex} \cdot \frac{S \cdot \Delta m}{2 \cdot R_0}$$

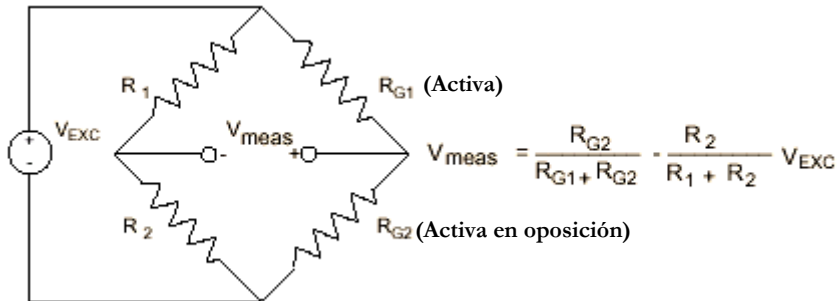
La sensibilidad del puente será entonces $S_p \equiv \frac{V_{ex}}{2 \cdot R_0}$

Conseguimos la misma sensibilidad que la configuración en ½ puente.

Compensamos el efecto de la temperatura.

Hemos necesitado 2 sensores en vez de 4. (i.e. se reducen costes).

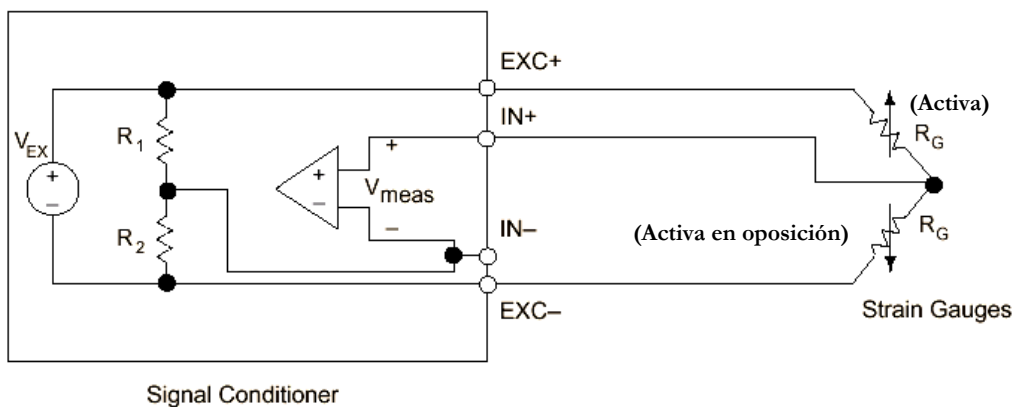
Ejemplo:



La figura anterior corresponde a un montaje en 1/2 puente, donde el punto de equilibrio se alcanza cuando:

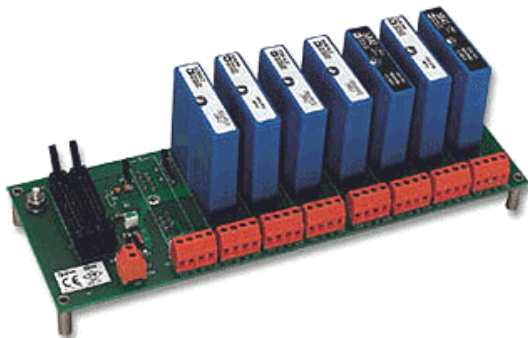
$$V_{meas} = 0 \text{ y por tanto } R_2/R_1 = R_{G2}/R_{G1}$$

⚡ **Observar que la polaridad de V_{meas} está cambiada respecto a la usada hasta ahora**



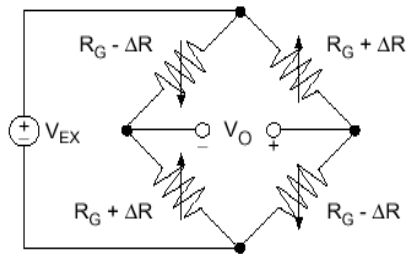
En la figura vemos el mismo puente en configuración real junto a un módulo acondicionador de galgas. Dicho acondicionador de galgas incluye:

- Resistencias para completar el puente (R_1 y R_2): Alta precisión (0'1%) y estabilidad (bajo coeficiente de temperatura).
- Amplificador de señal.
- Tensión de excitación (V_{ex}) de alta estabilidad y precisión.



1.2.4.4.- Montaje en puente completo

4 resistencias activas pero en oposición:



La expresión para esta configuración quedará de la forma:

$$V_m = V_{ex} \cdot \frac{S \cdot \Delta m}{R_0} \text{ y la sensibilidad será entonces } S \equiv \frac{V_{ex}}{R_0}$$

- Hemos conseguido la mayor sensibilidad a costa de usar 4 sensores.
- No siempre pueden configurarse las resistencias activas en oposición.

✎ **Propuesto:** *Demostrar la expresión del montaje en puente completo*

1.2.4.5.- Aplicaciones



CÉLULA DE CARGA

- Piezas metálicas para medir Peso (Fuerza) y presión.
- Están basadas en puentes de galgas pegadas a la pieza cuyos terminales son accesibles para poder excitar y medir el desequilibrio del puente.
- Detectan cambios entorno a $500 - 2000 \mu\epsilon$
- Usados en el pesaje de tanques, silos y grandes pesos industriales. Desde varios kilos a varias toneladas. Medidas de fuerza, como la ejercida por la ventanilla de un automóvil al cerrarse.

Los fabricantes especifican la sensibilidad de una forma indirecta que no es la habitual. Suelen indicar la sensibilidad del puente que contienen en función de la tensión de alimentación:

Sensibilidad especificada = (Tensión salida fondo escala / Tensión alimentación puente) (mV/V).

Variando la alimentación dentro del rango permitido por el fabricante podemos acondicionar la salida del puente al rango dinámico de entrada del amplificador al que conectemos la célula.

Ejemplo: Célula de carga de "Precision Transducers Ltd." Serie LPC, capacidad nominal 1- 100 toneladas, sensibilidad $2\text{mV/V} \pm 0.1\%$, alimentación recomendada entre 5V y 20V.

Según la fórmula anterior, si tomamos una alimentación de 5 V tendremos una salida del puente de 10 mV a fondo de escala.

- ✂ ***Propuesto: ¿Cuál será la máxima salida que podemos obtener?. Dibujar la curva de calibración especificando cuál será la sensibilidad a la masa en los dos casos (5V y 20V) si tomamos el modelo de 1 tonelada y el de 100 t. Comparar ambas curvas.***

TRANSDUCTOR DE PRESIÓN

En la siguiente imagen podemos observar un transductor de presión basado en galgas.

- Las galgas se pegan en un diafragma sensible a la presión.
- ROBUSTO: Como las galgas están aisladas del medio por un diafragma metálico, permite la medida en medios corrosivos.

Ventajas:

- Alta sensibilidad, >10 mV/V
- Buena linealidad y bajo coeficiente de temperatura.

Desventajas:

- El fondo de escala depende bastante y de forma alineal de la temperatura (hasta 1%/°kelvin)
- Gran offset inicial (hasta el 100% del fondo de escala o más)
- Fuerte variación del offset con la temperatura.

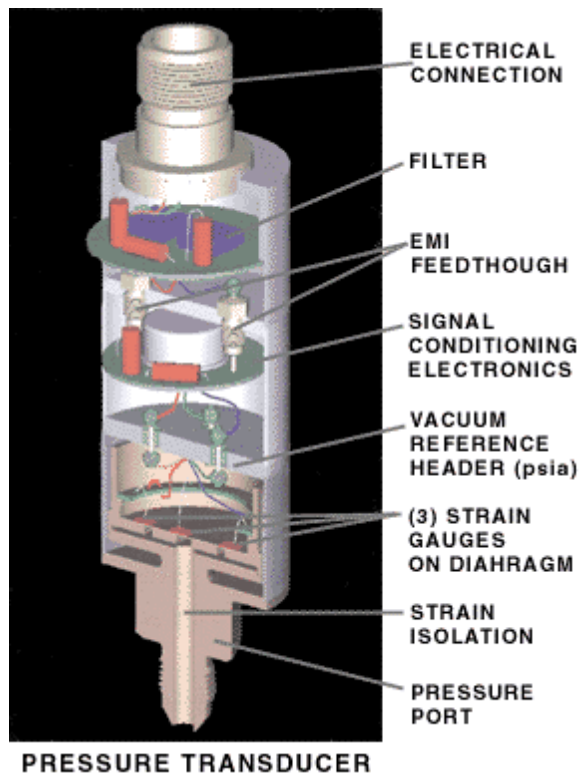


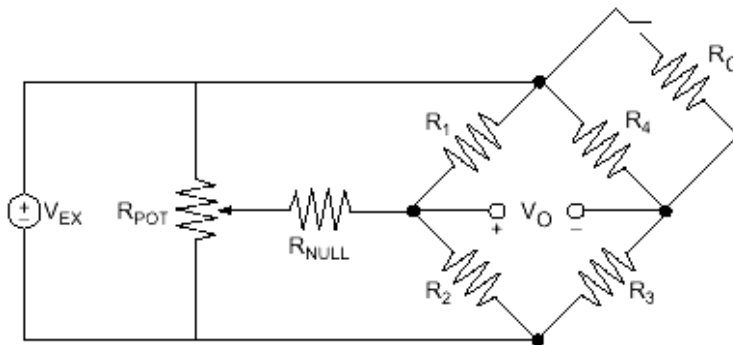
TABLE 1
Characteristic Data of Pressure Sensors Manufactured at the IMIT:

Nominal Pressure Range (mbar)	100	200	400	1000
Sensitivity (mV/V) FSO (mV/mbar)*	10			
	0.50	0.25	0.12	0.06
FSO* (mV)	50			
Offset* (mV)	±70			
Linearity (% FSO)	<1			
Bridge Resistance (kΩ)	5.6			
Chip Size (mm ²)	3 x 3 x 1		2.2 x 2.2 x 1	
Diaphragm Size (mm ²)	2 x 2	1.5 x 1.5	1.1 x 1.1	0.8 x 0.8
T _c Offset (mV/10 K)	5			
T _c Sensitivity (%/10 K)	1			

* at Bridge Current I_b = 1 mA

Unidades sistema internacional N/m² = Pascal = 0,981E-5 bares = 9.869E-6 atmósferas

1.2.4.6.- Equilibrado y Calibración del puente



Observar que las resistencias R4 y R3 están intercambiadas respecto a la nomenclatura usada en el puente al principio del tema

- 1º Se equilibra el puente mediante el potenciómetro RPOT y RNULL hasta conseguir que VO = 0
- 2º Se coloca una resistencia de precisión Rc que simule una variación de resistencia (siempre decreciente) en el brazo de la galga R4, normalmente se simula una variación a fondo de escala.

La variación que sufre la resistencia del brazo activo es:

$$\Delta R_{equivalente} = R_4 - (R_4 // R_C) = \Delta R_{eq} = R_4 - \frac{R_4 \cdot R_C}{R_4 + R_C}$$

simplificando la expresión:

$$\Delta R_4 = \frac{R_4^2}{R_4 + R_C} \text{ Expresión 1}$$

La tensión medida VO para un montaje en 1/4 de puente, según la disposición de la figura, sabemos que es:

$$V_O = V_{ex} \cdot \frac{\Delta R_4}{4 \cdot R_4} \quad \text{Nótese como R4 y R3 tienen sus posiciones intercambiadas respecto a la ec. 2.}$$

sustituyendo la expresión 1 en esta ecuación obtenemos:

$$V_O = \frac{V_{ex}}{4} \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_C}$$

En el apartado donde se definió K se estableció que $\mathcal{E} = \frac{1}{K} \cdot \frac{\Delta R}{R_o}$, en nuestro caso queda:

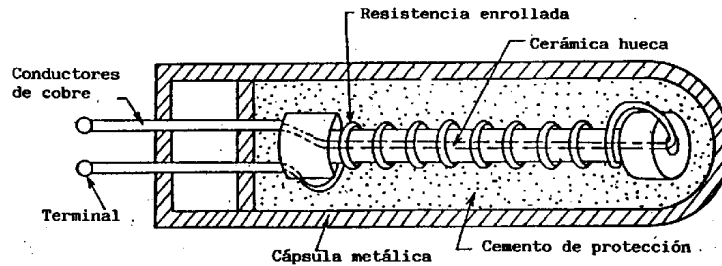
$$\mathcal{E}_{ficticia} = \frac{1}{K} \cdot \frac{\Delta R_4}{R_4}$$

Sustituyendo ΔR4 por su expresión (Expresión 1)

$$\mathcal{E}_{ficticia} = \frac{1}{K} \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_C}$$

1.3.- RTD

Las RTD (Resistance Temperature Detector) se basan en la variación de la resistencia eléctrica de los metales con la temperatura. Una RTD típica está formada por un devanado de hilo encapsulado como el de la figura.



La ecuación que relaciona su resistencia con la temperatura es:

$$\boxed{R = R_0(1 + \alpha_1\Delta T + \alpha_2\Delta T^2 + \dots)} \quad (\text{Ec. 1})$$

R_0 = Resistencia a la temperatura de referencia (habitualmente 0°C).

$\Delta T = T^a - T_{\text{referencia}}$

$\alpha_1, \alpha_2, \dots$ = coeficientes de temperatura. (También suelen expresarse como A, B, C, etc.)

⚡ Observar que por tratarse de incrementos, da igual hablar de $^\circ\text{K}$ que de $^\circ\text{C}$.

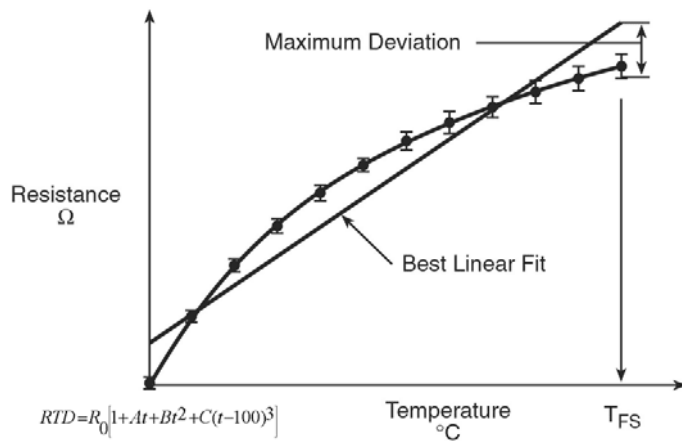
ECUACIÓN CALLENDAR-VAN DUSEN

Una aproximación bastante utilizada es la dada por la Ecuación Callendar-Van Dusen:

$$\boxed{R = R_0 [1 + AT + BT^2 + C(T-100)^3]}$$

Los coeficientes A, B y C se encuentran estandarizados por normas como la DIN 43760.

En la siguiente figura, observar la **relación NO LINEAL**, es decir, **Sensibilidad NO constante**



Curva de calibración típica de una RTD (Ecuación Callendar-Van Dusen). Observar su alinealidad. El coeficiente C es cero para temperaturas superiores a 0° C.

✎ **Propuesto:** ¿En qué lugar de la curva de calibración anterior medirías el error de linealidad?

1.3.1.- APROXIMACIÓN LINEAL

En muchos casos se toma la aproximación en su margen lineal considerando un único coeficiente α_1 que pasa a denominarse α a secas:

$$\boxed{R \approx R_0(1 + \alpha \cdot \Delta T)} \quad (\text{Ec. 2})$$

☞ Observar la similitud con la ecuación de la resistencia de una galga en función de K, ϵ

1.3.1.1.- Sensibilidad

De la expresión linealizada (Ec. 2) podemos deducir la sensibilidad de la RTD definida como $\Delta R/\Delta T$:

$$R = R_0 + R_0 \cdot \alpha \cdot \Delta T$$

comparando con la expresión $R = R_0 + \Delta R$ entonces:

$$\boxed{\Delta R = R_0 \cdot \alpha \cdot \Delta T} \quad (\text{Ec. 3})$$

y por lo tanto la sensibilidad **S** definida como $\Delta R/\Delta T$, será:

$$\boxed{S \approx R_0 \alpha} \quad \Omega/^\circ\text{C} \quad (\text{Ec. 4}). \quad (\text{Curva de calibración linealizada})$$

SENSIBILIDAD RELATIVA

Podemos concluir que α es la sensibilidad relativa ya que está referida a R_0 según se vé en la Ec. 4

$$\alpha = S/R_0$$

Otra expresión de la sensibilidad relativa se obtiene de Ec. 3:

$$\alpha = \frac{\Delta R / R_0}{\Delta T} \quad (\text{p. ej. en el platino } \alpha = 0'00385 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1})$$

α también es llamada *coeficiente de temperatura*

La RTD más popular, conocida como PT100 está constituida por un hilo de platino cuya resistencia nominal es de 100 Ω a 0° C. La utilización del platino consigue la mayor precisión y estabilidad hasta 500° aprox. Coeficiente más signigicativo $\alpha = 0'00385$

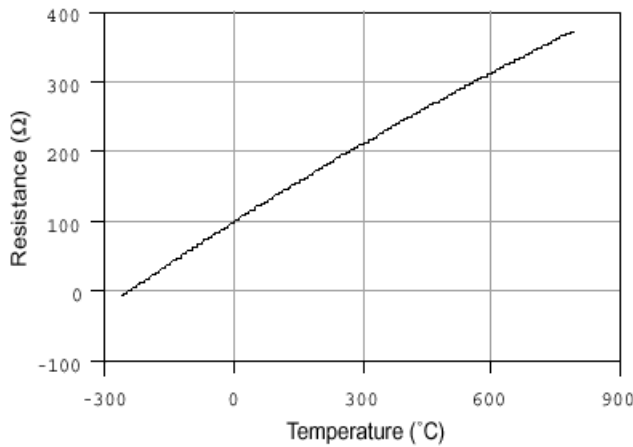


Figure 1. Resistance-Temperature Curve for a 100 Ω Platinum RTD, $\alpha = 0.00385$

Es inmediato calcular la sensibilidad, que será aproximadamente de 0,385 Ω/°C. Lo que significa que para obtener una precisión de 1°C debemos detectar cambios de 0,385Ω.

Standard	Temperature Coefficient (α)	A	B	C*
DIN 43760	0.003850	3.9080×10^{-3}	-5.8019×10^{-7}	-4.2735×10^{-12}
American	0.003911	3.9692×10^{-3}	-5.8495×10^{-7}	-4.2325×10^{-12}
ITS-90	0.003926	3.9848×10^{-3}	-5.870×10^{-7}	-4.0000×10^{-12}

* For temperatures below 0° C only; C = 0.0 for temperatures above 0° C.

Coeficientes para la ecuación de Callendar-Van Dusen

1.3.2.- VENTAJAS

- Gran **estabilidad** (i.e. repetibilidad) y precisión. RTD's de níquel o aleaciones son menos caras, pero no son tan estables ni precisas como el platino.
- Mayor **linealidad** que los termopares.
- **Sensibilidad** unas 10 veces mayor que la de los termopares.

1.3.3.- INCONVENIENTES

TIEMPO DE RESPUESTA

Típicamente, se encuentra entre 0'5 y 5 segundos, evidentemente depende de la masa del hilo y del encapsulado.

AUTOCALENTAMIENTO

El paso de la corriente a través de una resistencia (RTD, galga, etc), provoca una disipación de potencia que se traduce en un calentamiento de la misma:

$$P_D = I^2 \cdot R$$

- Los fabricantes especifican este fenómeno mediante un **coeficiente de disipación δ** (mW/°K) que se interpreta como la potencia requerida para calentar la RTD un grado (es decir $\Delta T = 1 \text{ °K} = 1 \text{ °C}$).
- Evidentemente este fenómeno depende del medio en que se encuentre dicha resistencia: Aire quieto o en movimiento, líquido quieto o en movimiento, gas, etc. (Una RTD puede autocalentarse 100 veces más en aire estancado que sumergida en agua en movimiento).

$$\Delta T = \frac{P_D}{\delta} = \frac{I^2 \cdot R}{\delta} \quad \delta \equiv \text{coeficiente de disipación térmica (mW/°K)}$$

Ejemplo: PT100, coeficiente de disipación térmica $\delta = 6 \text{ mW/°K}$. ¿Cual es la corriente máxima que puede circular por ella a 0° C sin que el error por autocalentamiento pase de 0,1°C?

Partimos de la fórmula que define el coeficiente de disipación térmica:

$$\Delta T = \frac{P_D}{\delta} = \frac{I^2 \cdot R}{\delta}$$

Despejando la variable que nos interesa: $I = \sqrt{\frac{\Delta T \cdot \delta}{R}}$

Donde sabemos:

$R = 100 \text{ } \Omega$ ya que por tratarse de una PT100 su resistencia es de $100 \text{ } \Omega$ a 0° C.

Además sabemos que $\Delta T \leq 0'1 \text{ °C} = 0'1 \text{ °K}$

Resultando $I \leq 2,4 \text{ mA}$

☞ **Propuesto:** ¿Daría el mismo resultado si lo calculamos a otra temperatura?

RESISTENCIA DE LOS HILOS

- Dada la baja resistencia de las RTD, la propia resistencia de los hilos de conexión puede dar lugar a errores importantes.
- Este problema puede paliarse realizando medidas a 3 y 4 hilos para eliminar este efecto.

OTROS INCONVENIENTES

- Requieren fuente de corriente.
- Caros, lentos.

Ejemplo: National Instruments 745691-02, 3-wire, 100 Ohm Platinum RTD (ready made), 2 m, **25 €**
 Cada RTD está sellada en un tubo de alumina, con tres cables recubiertos de teflón, y pueden medir hasta 204 °C. El teflón ofrece buena resistencia a la abrasión y la humedad. Se encuentra disponible con longitudes de cable de 1 m y 2 m. Como se verá posteriormente, el tercer cable permitirá la medida a tres hilos de la RTD.

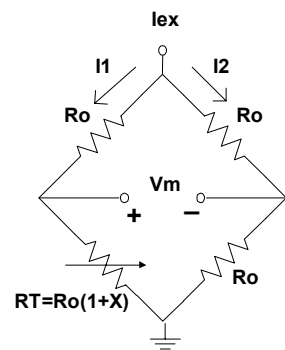
1.3.4.- ACONDICIONAMIENTO

A pesar de ser un elemento más sensible que las galgas, suele utilizarse como acondicionamiento tanto el puente de Wheatstone excitado por corriente como la medida a 3 y 4 hilos que veremos a continuación.

1.3.4.1.- Alimentación por corriente del puente de Wheatstone.

La resistencia activa tiene una expresión general $R_T = R_0 (1+x)$ por lo que comparando con la expresión $R_T = R_0 + \Delta R$ nos quedaría que $x = \Delta R/R_0$, es decir se trata de una **variación relativa** de resistencia:

- Si R_T fuera una RTD: $x = \alpha \cdot \Delta T$
- Si R_T fuera una galga extensiométrica: $x = K \cdot \epsilon$



Kirchoff de corriente:

$$I_{EX} = I_1 + I_2$$

Kirchhoff de tensión en la malla superior:

$$I_1 \cdot R_0 + V_m - I_2 \cdot R_0 = 0$$

Kirchhoff de tensión en la malla inferior:

$$I_1 \cdot R_0 (1+x) - I_2 \cdot R_0 - V_m = 0$$

3 ecuaciones con 3 incógnitas (V_m, I_1, I_2)

Resolviendo el sistema:
$$V_m = R_0 \cdot I_{ex} \frac{x}{4 + x}$$

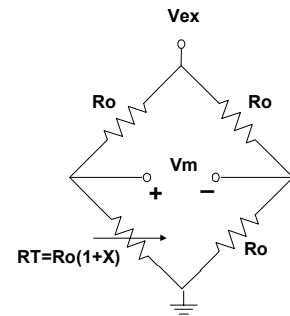
Para poder comparar, veamos que ocurre si alimentáramos el mismo puente mediante una tensión que llamaremos V_{ex} :

Planteando 2 divisores de tensión y restando:

$$V_m = V_{ex} \left(\frac{R_o(1+x)}{R_o(1+x) + R_o} - \frac{R_o}{R_o + R_o} \right)$$

despejando:

$$V_m = V_{ex} \frac{x}{2(2+x)}$$



Para linealizar la expresión con fuente de corriente, deberíamos suponer que $4 \gg x$, quedando:

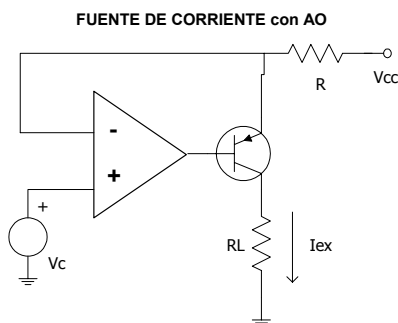
$$V_m = R_o \cdot I_{ex} \frac{x}{4} \quad \text{donde } x = \Delta R/R_o, \text{ quedando } V_m = I_{ex} \frac{\Delta R}{4}$$

Para linealizar la expresión con fuente de tensión, deberíamos suponer que $2 \gg x$, quedando :

$$V_m = V_{ex} \frac{x}{4} \quad \text{donde } x = \Delta R/R_o, \text{ quedando } V_m = V_{ex} \frac{\Delta R}{4 \cdot R_o}$$

✎ **Propuesto:** Calcular el error cometido por las aproximaciones realizadas anteriormente si el sensor es una PT100. Tanto en la alimentación por tensión como por corriente se debe proporcionar una corriente en reposo de 1 mA.

Ejemplo de fuente de corriente con AO

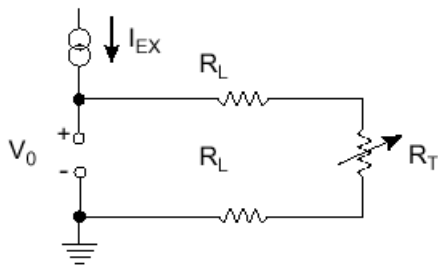


✎ **Propuesto:** Comprobar que el valor constante de corriente vale $I_{ex} = \frac{V_{cc} - V_c}{R}$

1.3.4.2.- Efecto de la resistencia de los cables

MEDIDA SIMPLE

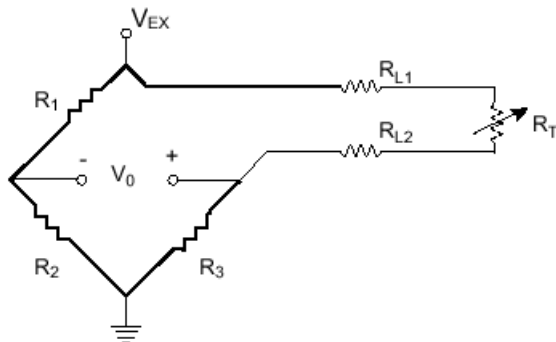
La distancia del sensor al puente (p. ej. Varios metros) podría provocar que la resistencia de los cables no fuera despreciable:



En este caso estamos midiendo la caída de tensión en los cables:

$$V_0 = I_{EX} (R_L + R_T + R_L)$$

PUENTE DE WHEASTONE:



Observar que respecto a otros puentes, este dibujo tiene cambios en el signo de \$V_0\$ y la numeración de las resistencias. Comprobad que las expresiones posteriores son correctas.

$$R_4 = R_T + 2 R_L \text{ ya que suponemos } R_{L1} = R_{L2}$$

La ecuación del 1/4 de puente aplicada a este circuito es: $V_m = V_{EX} \frac{\Delta R_4}{4R_0}$

La variación de la resistencia de medida será ahora:

$$\Delta R_4 = \Delta R_T + 2R_L + 2 \Delta R_L$$

Ya que los cables también sufrirán variaciones debido, por ejemplo, a la temperatura ($\Delta R_L = S_T \cdot \Delta T$).

Quedando la expresión:

$$V_m = \frac{V_{EX}}{4R_0} \cdot \frac{\Delta R_T + 2R_L + 2\Delta R_L}{R_0}$$

Por tanto, la medida depende de los cables que utilizemos (i.e. de su resistencia y su variación)

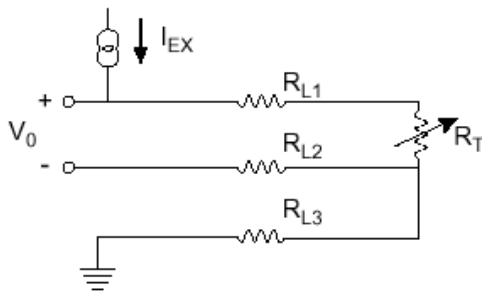
SOLUCIONES

- Podríamos situar R_3 en el extremo de un cable idéntico al usado para R_4 y sometido a la misma T^a .
- Mediante una resistencia R_A y un potenciómetro R_P dispuesto tal como se vio en el equilibrado del puente, podríamos cancelar el efecto del cable, pero no el efecto de la temperatura sobre la resistencia del cable $\Delta R_L = S_T \cdot \Delta T$

Veremos como la configuración a 3 hilos del puente soluciona estos problemas.

1.3.4.3.- Medida a 3 hilos**MEDIDA SIMPLE A TRES HILOS CON EXCITACIÓN POR CORRIENTE**

La medida simple a 3 hilos rebaja a la mitad el efecto de la resistencia de los hilos y aumenta un poco el coste debido a ese tercer hilo:

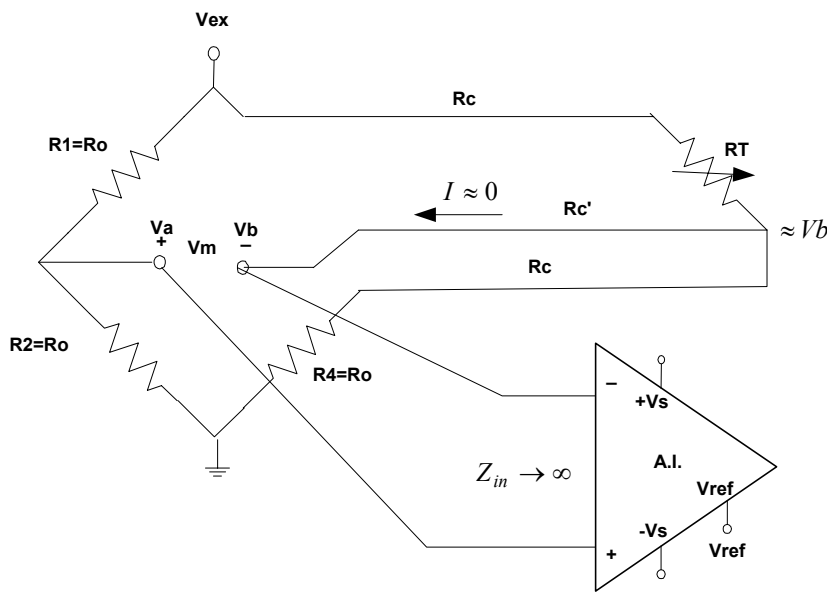


Como la corriente que circula por R_{L2} es despreciable (Z_{in} del aparato de medida elevada) obtenemos:

$$V_0 = I_{EX} \cdot (R_{L1} + R_T)$$

CONFIGURACIÓN A 3 HILOS DEL PUENTE DE WHEASTONE

Añadimos un tercer cable al puente con el fin de cancelar el efecto de los cables:



Recordemos que en el puente de Wheastone "Variaciones iguales en resistencias contiguas no desequilibran el puente". En este caso R3 y R4 son contiguas y observando el dibujo, las variaciones que sufren son las mismas.

Comprobemos que es así particularizando la expresión general para el puente:

$$V_m = \frac{V_{ex}}{4} \frac{\Delta R_3 - \Delta R_4}{R_T}$$

Teniendo en cuenta que la impedancia de entrada del amplificador A.I. es muy alta, por el cable Rc' no circulará corriente significativa. Podemos establecer entonces que:

$$R_3 = R_T + R_C$$

$$R_4 = R_o + R_C$$

Como el cable sufre una variación de resistencia ΔR_C debido al calor, podemos establecer:

$$\Delta R_3 = \Delta R_T + R_C + \Delta R_C$$

$$\Delta R_4 = R_C + \Delta R_C$$

Sustituyendo en la ecuación del puente:

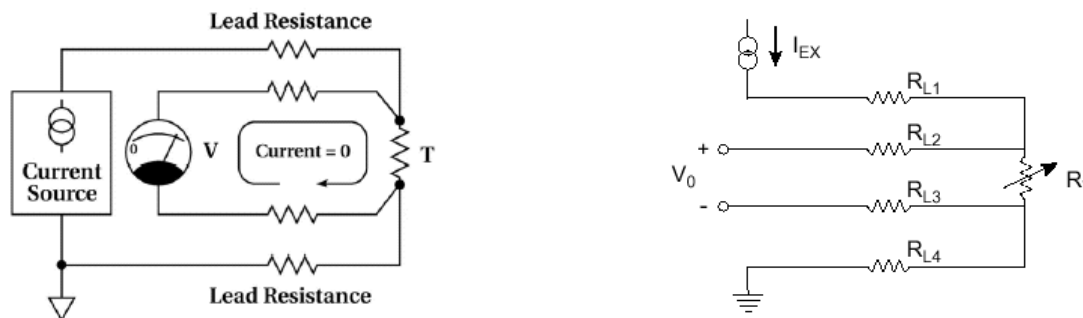
$$V_m = \frac{V_{ex}}{4} \cdot \frac{\Delta R_T + R_C + \Delta R_C - R_C - \Delta R_C}{R_T}$$

Conseguimos que la tensión medida no dependa del cable

$$V_m = \frac{V_{ex}}{4} \cdot \frac{\Delta R_T}{R_T}$$

En la configuración a 3 hilos del puente de Wheastone, el efecto de los cables se cancela.

1.3.4.4.- Medida a 4 hilos con excitación por corriente



Debido a la alta impedancia de entrada que debe tener el aparato de medida conectado en V_0 , por R_{L2} y R_{L3} no circulará corriente significativa.

La caída de tensión en R_{L1} y R_{L4} no afecta a la medida ya que la fuente de corriente asegura que la corriente por R_T es constante y vale I_{EX} (Valores típicos $I_{EX} \leq 1 \text{ mA}$)

Por tanto $V_0 = I_{EX} \cdot R_T$

Este tipo de medida a 4 hilos se encuentra disponible en multímetros de gama media para la medida precisa de resistencias en general. Incluso algunos incorporan en su software rutinas de conversión a T° para los sensores resistivos más comunes, como RTDs.

Ejemplo: Medida experimental de la resistencia de un clip mediante un multímetro.

Realizando una medida a 2 hilos de la resistencia de un clip obtenemos $R_c = 0,102 \Omega$, pero si medimos la resistencia de los cables usados obtenemos $R_c = 0,1 \Omega$. Observamos que el error es muy grande.

Si realizamos la medida a 4 hilos, obtenemos $0,00370429 \Omega$. La diferencia con lo esperado ($0,002 \Omega$) se debe al efecto termopar que se produce por ser el clip y los cables de distinto metal.

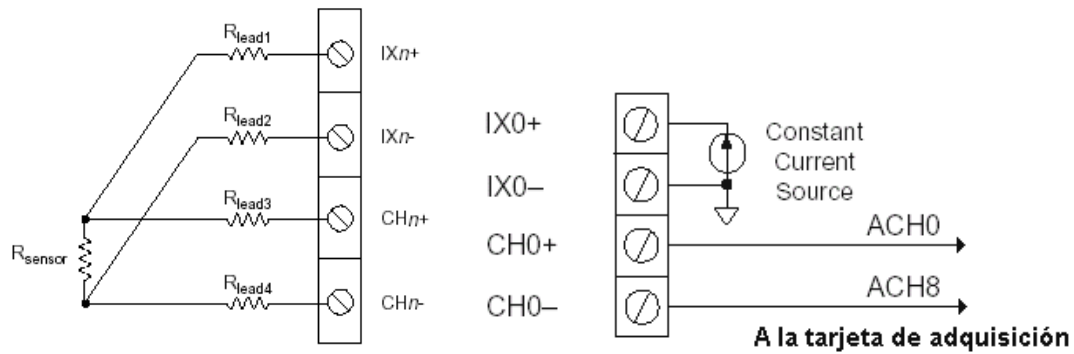
Ejemplo: Módulo acondicionador National Instruments SC-2042-RTD

Incluye 8 canales para RTDs o termistores. Cada canal tiene una fuente de corriente constante de 1 mA. Las señales procedentes de las RTDs se enrutan a las 8 entradas diferenciales de cualquier tarjeta de adquisición de datos de la serie 60xxE.

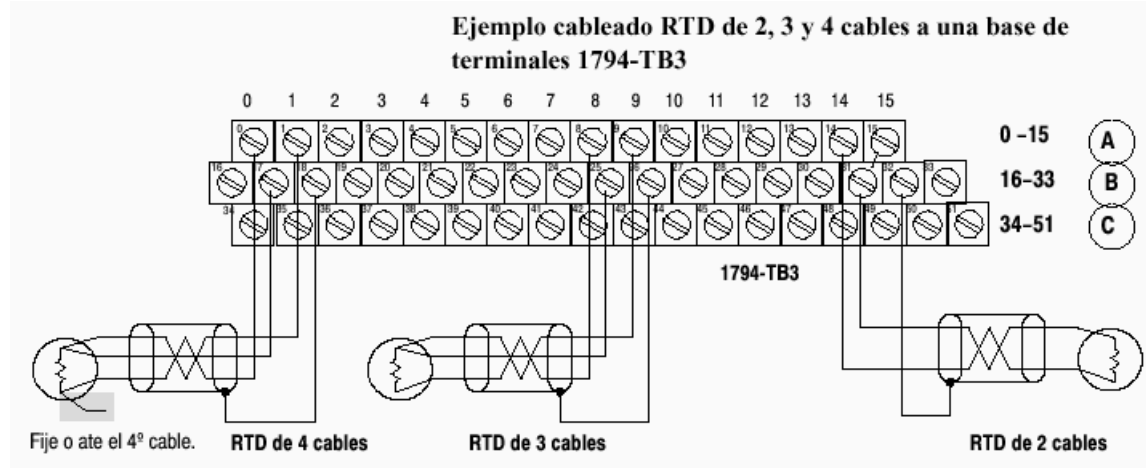
Cada fuente de corriente suministra 1 mA soportando cargas de hasta 8,5 kΩ. Esto cubre las necesidades en todo el rango de temperatura de las RTDs mas comunes, incluyendo las de 10 Ω, 100 Ω, y 2 kΩ. Se pueden calibrar las 8 fuentes de corriente mediante un único potenciómetro que se halla en la placa.



Esquema de conexión para la medida a 4 hilos:



Ejemplo: cableado del módulo 1794-IR8 de Allen-Bradley: 8 entradas para RTD conectable a autómatas.



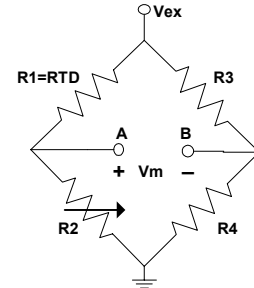
Especificaciones:

Corriente de excitación RTD = 718,39 μ A

Precisión RTD en el peor caso:

Tipo de RTD	Alfa $\alpha =$	Precisión más baja				Resolución (°C) (°F)	
		Modo normal (°C) (°F)		Modo mejorado (°C) (°F)			
100 ohm Pt (Europa)	0.00385	0.56	1.0	0.280	0.5	0.017	0.031
100 ohm Pt (EE.UU.)	0.003916	0.55	1.0	0.275	0.5	0.017	0.03
200 ohm Pt	0.00385	0.56	1.0	0.280	0.5	0.034	0.062
500 ohm Pt	0.00385	0.56	1.0	0.280	0.5	0.069	0.124
100 ohm Niquel	0.00618	0.35	0.63	0.175	0.32	0.01	0.018
120 ohm Niquel	0.00672	0.32	0.58	0.160	0.29	0.01	0.02
200 ohm Niquel	0.00618	0.35	0.63	0.175	0.32	0.02	0.039
500 ohm Niquel	0.00618	0.35	0.63	0.175	0.32	0.043	0.077
10 ohm Cobre	0.00427	0.51	0.92	0.225	0.46	0.015	0.28

Ejemplo: Una RTD ($\alpha = 0,005 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, constante de disipación $\delta = 30 \text{ mW}/^\circ\text{C}$) presenta a 20°C una resistencia $R = 500 \text{ } \Omega$. La RTD se usa en un puente de Wheastone alimentado a 10 V donde $R_3 = R_4 = 500 \text{ } \Omega$ y R_2 es una resistencia variable para equilibrar el puente. Si ahora sumergimos la RTD en un baño de hielo a 0°C , hallar el valor de R_2 que equilibra el puente.



Busquemos el valor de la RTD a 0°C sin tener en cuenta el efecto del autocalentamiento. A falta de otros datos como coeficientes de temperatura de 2º y 3º orden, aplicamos la ecuación característica aproximada de la RTD:

$$RTD_{0^\circ} \approx RTD_{20^\circ} [1 + \alpha \cdot \Delta T]$$

$$RTD_{0^\circ} = 500 [1 + 0,005 (0 - 20)] \text{ } \Omega$$

$$RTD_{0^\circ} = 450 \text{ } \Omega$$

(Ojo, no hacemos $20-0$, ya que la T^a de referencia es de 20°C y no de 0°C como sucedía en la PT100)

Si no fuera por los efectos del autocalentamiento, a 0°C el puente debería equilibrarse con una resistencia $R_2 = 450 \text{ } \Omega$, pero veamos el efecto del autocalentamiento:

$$P = I^2 \cdot R$$

En el momento de sumergir la RTD en el baño de hielo, ajustaremos el potenciómetro R_2 a $450 \text{ } \Omega$ con el fin de equilibrar el puente. En esas condiciones, la corriente que circula por el brazo del puente es:

$$I = 10 \text{ V} / (450 \text{ } \Omega + 450 \text{ } \Omega) = 11'11 \text{ mA}$$

Por lo que disipa una potencia

$$P = (0,01111)^2 \cdot (450) = 0,05556 \text{ W} = 55'56 \text{ mW}$$

Esta disipación de potencia provocará un aumento de temperatura en la RTD:

$$\Delta T = P_D / \delta$$

$$\Delta T = (0,05556 \text{ W}) / (0,03 \text{ W}/^\circ\text{C}) = 1,85 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Así pues, la potencia que está disipando la RTD hace que no se encuentre a 0°C , sino a $1,8^\circ\text{C}$.

Debemos hallar la resistencia de la RTD a esa temperatura:

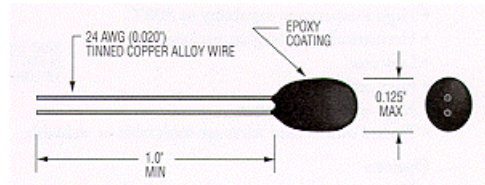
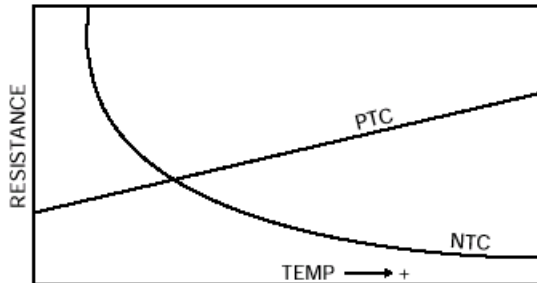
$$RTD = 500 [1 + 0,005 (1,8 - 20)] \text{ } \Omega = 454,5 \text{ } \Omega$$

Por lo tanto, para el equilibrio del puente debemos ajustar el potenciómetro a un valor:

$$R_2 = 454,5 \text{ } \Omega.$$

1.4.- TERMISTORES

Resistencia variable con T^a . A diferencia de las RTD están construidas con semiconductores.



PTC (Positive Temperature Coefficient): Mayor linealidad, menor sensibilidad

NTC (Negative Temperature Coefficient): Menor linealidad, mayor sensibilidad, son más usadas.

En un margen reducido de unos 50°C, se puede considerar

$$R_T = R_0 \cdot e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad \text{Ec. 1}$$

T_0 = es la temperatura de referencia (habitualmente 25°C) expresada en °K.

R_0 = es la resistencia a la temperatura de referencia.

β = Temperatura característica del material. (entre 2000 °K – 5000°K) y depende de la T^a .

Despejando en Ec. 1 obtenemos la expresión $\beta = \frac{\ln(R_T / R_0)}{\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}}$

De forma que β se puede hallar experimentalmente si obtenemos dos valores de resistencia R_T , R_0 a dos temperaturas T , T_0 .

Habitualmente el fabricante del termistor especifica β para un rango de 0 °C a 50 °C.

ECUACIÓN DE STEINHART-HART

La curva de un termistor puede aproximarse mediante la ecuación empírica:

$$1/T = A + B (\ln R_T) + C (\ln R_T)^3$$

A, B y C se hallan a partir de las tablas empíricas ofrecidas por el fabricante tomando tres pares de valores (T, R_T) y resolviendo el sistema de 3 ecuaciones con 3 incógnitas.

Si tomamos dichos pares en un margen no superior a 100 °C y en el centro del rango del termistor obtendríamos errores de solo ±0'02 °C en todo el rango de medida, y de sólo ±0'01 °C en ese rango de 100°C.

Ejemplo: Termistor del fabricante U.S. Sensor

Constante de tiempo: 15 seg máx. en aire quieto.

Constante de disipación: 3 mW/°C

R₂₅=10000 Ω Tipo de curva: G

Comparar la sensibilidad en los extremos de la curva de calibración.

Para hallar la sensibilidad (i.e. la pendiente) en los extremos (-50 °C, -40°C) y (140 °C, 150°C) la supondremos constante en ambos tramos.

R_(-50 °C): Según la tabla, a -50 °C R_T/R₂₅ = 44'12, es decir

$$R_{-50} = 441.200 \Omega$$

R_(-40 °C): Igualmente a -40 °C obtenemos

$$R_{-40} = 239.700 \Omega$$

La sensibilidad en (-50 °C, -40°C) aproximada será:

$$\Delta R / \Delta T = (239.700 \Omega - 441.200 \Omega) / (-40 \text{ °C} - -50 \text{ °C})$$

$$S_o = -20.150 \Omega / \text{°C}$$

En el otro extremo de la curva tendremos:

R_{140 °C}: Según la tabla R_T/R₂₅ = 0,02972 a 140 °C, es decir

$$R_{140} = 297'2 \Omega$$

R_{150 °C}: Igualmente a 150 °C obtenemos

$$R_{150} = 237 \Omega$$

La sensibilidad en (140 °C, 150°C) aproximada será:

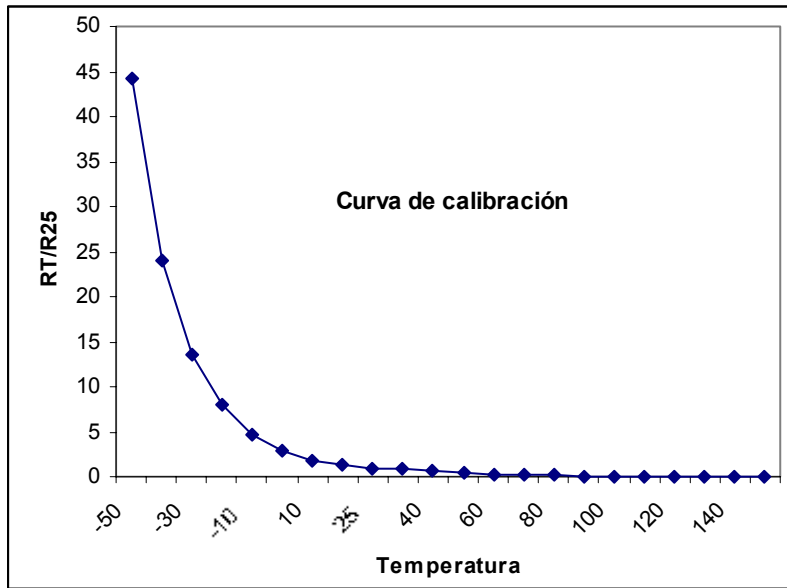
$$\Delta R / \Delta T = (297'2 \Omega - 237 \Omega) / (140 \text{ °C} - 150 \text{ °C})$$

$$S_f = - 6,02 \Omega / \text{°C}$$

Observar la enorme variación de la sensibilidad.

Podemos dibujar la curva:

RESISTANCE - TEMPERATURE CONVERSION TABLE STANDARD CURVES (Other Curves are available, please contact U.S. Sensor's engineering department).					
CURVE TYPE	B	F	G	J	R
β(0-50 °C)	2941	3420	3575	3890	4140
TEMP °C	R _T /R ₂₅	R _T /R ₂₅	R _T /R ₂₅	R _T /R ₂₅	R _T /R ₂₅
-50	24,22	39,49	44,12	67,02	82,31
-40	14,43	21,68	23,97	33,65	40,34
-30	8,917	12,38	13,53	17,70	20,67
-20	5,668	7,329	7,891	9,708	11,03
-10	3,689	4,482	4,754	5,533	6,114
0	2,450	2,825	2,949	3,265	3,508
10	1,682	1,830	1,878	1,990	2,078
20	1,183	1,216	1,226	1,249	1,268
25	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000
30	0,8497	0,8270	0,8194	0,8057	0,7946
40	0,6219	0,5747	0,5592	0,5326	0,5108
50	0,4630	0,4073	0,3893	0,3602	0,3361
60	0,3500	0,2941	0,2760	0,2488	0,2260
70	0,2683	0,2160	0,1990	0,1752	0,1550
80	0,2083	0,1612	0,1458	0,1256	0,1083
90	0,1637	0,1221	0,1084	0,09162	0,07700
100	0,1300	0,09370	0,08168	0,06786	0,05563
110	0,1046	0,07282	0,06236	0,05102	0,04079
120	0,08519	0,05730	0,04818	0,03894	0,03032
130	0,07000	0,04560	0,03764	0,03010	0,02284
140	0,05796	0,03668	0,02972	0,02354	0,01742
150	0,04830	0,02980	0,02370	0,01860	0,01344



Curva de calibración realizada con hoja de cálculo con los datos ofrecidos por el fabricante

✗ **Propuesto:** Sustituyendo en la Ec. 1 la β especificada por el fabricante, comprobar el error máximo de T^a en el margen 0 °C, 50 °C para el mismo termistor. Rellenar la siguiente tabla.

Temperatura (°C)	0	10	20	25	30	40	50
Tabla fabricante							
$RT=R_0 \cdot \text{EXP}(B \cdot (1/T - 1/T_0))$							
Error		94,15					
Error %	1,61						

1.4.1.- ACONDICIONAMIENTO

- Normalmente medidas a 3 y 4 hilos con fuente de corriente.
- Puente de Wheatstone, aunque con las restricciones que esta configuración impone para incrementos de resistencia no demasiado pequeños.

LINEALIZACIÓN

- Se puede linealizar el termistor mediante una resistencia en paralelo, a costa de perder sensibilidad.
- El método más preciso es la utilización de una rutina software que implemente la ecuación de Steinhart-Hart para el modelo de termistor concreto.

1.4.2.- VENTAJAS - DESVENTAJAS

VENTAJAS

- Bajo coste.
- Tienen una sensibilidad mucho mayor que las RTD.

- Debido a su alta resistividad pueden tener una masa muy pequeña, lo que permite una respuesta rápida (i.e. constante de tiempo baja). Esta alta resistencia puede permitir despreciar el efecto de carga de los cables de conexión.

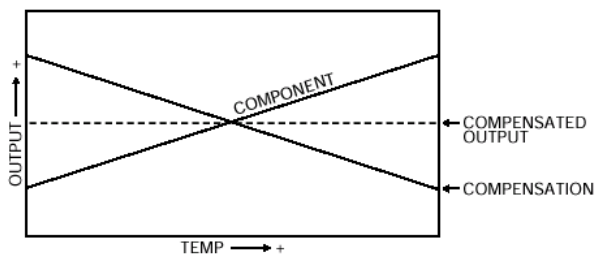
La constante de tiempo térmica τ es el tiempo que requiere un elemento para cambiar el 63,2% de la diferencia total entre su temperatura inicial y final cuando se somete a una función escalón de temperatura en condiciones de potencia cero (potencia disipada por el termistor que provocaría una variación menor o igual al 0'1%).

DESVENTAJAS

- Su reducida masa provoca problemas de autocalentamiento, por lo que habrá que limitar la corriente.
- Su falta de linealidad obliga a un acondicionamiento por software si queremos una alta precisión.

1.4.3.- APLICACIONES TÍPICAS

COMPENSACIÓN DE TEMPERATURA

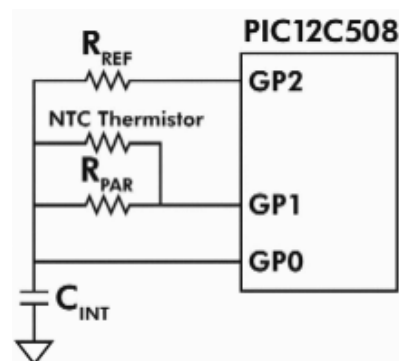


En pequeños rangos de temperatura las NTC pueden utilizarse para compensar la variación positiva de resistencia que sufren muchos componentes electrónicos con la temperatura.

MEDIDA DE TEMPERATURA EN EL INTERIOR DE EQUIPOS ELECTRÓNICOS.

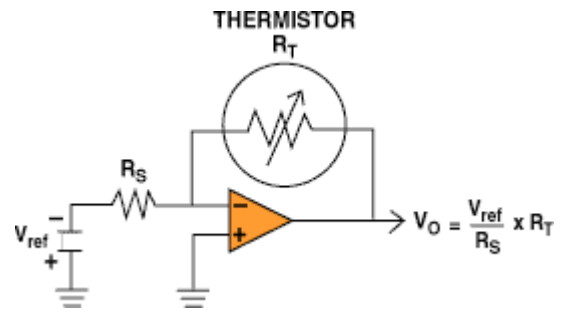
En la imagen, observamos como un sencillo montaje puede realizar medidas de temperatura de baja precisión ($< 1^\circ$)

El procesamiento que requiere puede realizarlo una rutina que ejecute el microcontrolador PIC.



ACONDICIONAMIENTO SIMPLE MEDIANTE AO.

En la imagen, observamos un sencillo montaje que permite convertir la variación de resistencia de un termistor a tensión.

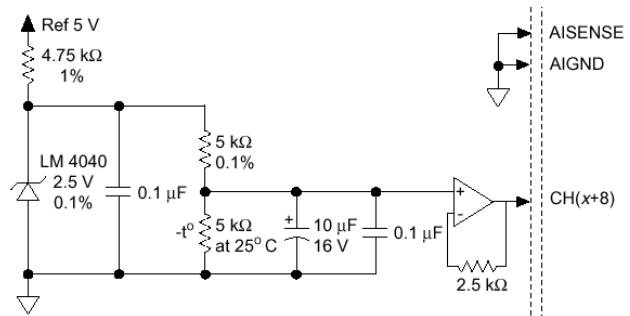


✎ **Propuesto: Problema 2, pág. 105 del libro "PROBLEMAS RESUELTOS DE INSTRUMENTACIÓN Y MEDIDAS ELECTRÓNICAS". 1994. Antonio Manuel Lázaro, Jordi Prat Tasiás, Rafael R. Ramos Lara, Francesc J. Sánchez Robert. PARANINFO.**

1.4.4.- EJEMPLO

Termistor usado en la medida de T° de la unión fría en un módulo acondicionador de termopares conectable a tarjeta de adquisición de datos.

El amplificador está configurado como seguidor de tensión. La resistencia de realimentación del amplificador se toma del mismo valor que la resistencia equivalente conectada al terminal (+), que en este caso es una asociación paralelo $5k // 5k = 2.5 k\Omega$. Por tanto, la tensión que entra al canal CH(X+8) será la misma que la del terminal (+) del amplificador



$$V^+ = 2.5V \cdot \frac{R_T}{5000 + R_T} \text{ despejando } R_T \text{ nos queda } R_T = 5000 \cdot \frac{V^+}{2.5 - V^+}$$

El fabricante especifica que se puede usar la ecuación de Steinhart-Hart para la conversión a temperatura de los valores de resistencia:

$$T \text{ (°K)} = 1/[A + B (\ln R_T) + C (\ln R_T)^3]$$

Además nos proporciona los coeficientes del termistor:

$$A = 1,295361 \cdot 10^{-3} \quad B = 2,343159 \cdot 10^{-4} \quad C = 1,018703 \cdot 10^{-7}$$

Si queremos expresar la temperatura en grados Celsius: $T(^{\circ}\text{C}) = T(^{\circ}\text{K}) - 273,15$

El fabricante también especifica:

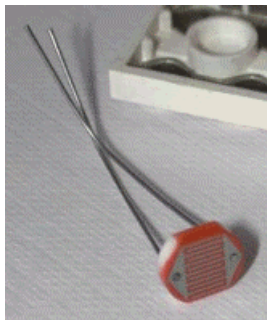
“Cold-junction sensor accuracy: $\pm 0.4^{\circ}$ max from 15° to 35° C, $\pm 0.75^{\circ}$ max from 0° to 15° C and 35° to 55° C. Output: 1.91 V (0° C) to 0.58 V (55° C)

Note: The accuracy specification includes the combined effects of the temperature sensor accuracy and the temperature difference between the temperature sensor and any thermocouple connector. The temperature sensor accuracy includes component tolerances, temperature drifts, and self-heating effects. It does not include measurement device errors.”

Es decir, nos proporciona la precisión del conjunto, que depende del margen de temperaturas que mida. Además nos da la tensión medida en el termistor en los extremos de su rango de medida: 1,91 V a 0°C hasta 0,58 V a 55°C .

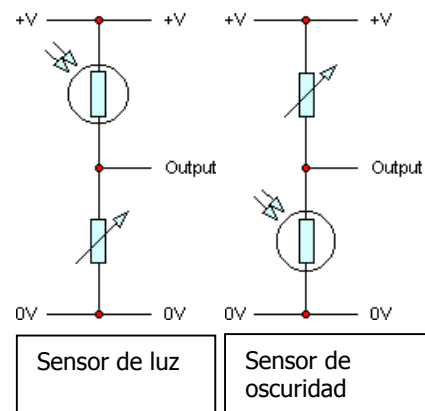
✎ **Propuesto:** Mediante la ecuación de Steinhart-Hart, comprobar que las tensiones en bornes del termistor a 0°C y a 55°C corresponden con las especificadas por el fabricante.

1.5.- LIGHT DEPENDENT RESISTOR (LDR)



iluminación, de tal manera que al oscurecer se enciendan las luces.

Una LDR es una resistencia con una característica muy particular: su valor depende de la intensidad de luz que incide en ella. Cuando la intensidad de la luz aumenta, el valor de la resistencia desciende, y viceversa. Una aplicación es la automatización de los sistemas de



En la imagen una MKY 76C348, (2'48€+IVA).