INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA.
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA. UNIVERSIDAD DE ALCALÁ.
Fco. Javier Meca, José A. Jiménez, Enrique Santiso

1. En la figura se presenta el circuito de acondicionamiento de un NTC. Obtenga la incertidumbre máxima en la medida expresada en ºC debida a los parámetros reales de los dispositivos, supuesto que se mide una temperatura de 100ºC.

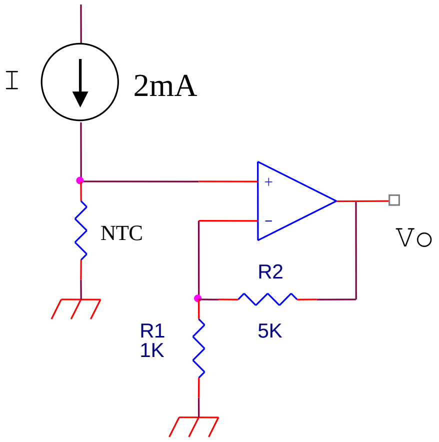
DATOS:

NTC: Resistencia térmica del NTC 100ºC/W,

$R(T) = R(To)\cdot e^{B(\frac{1}{T}-\frac{1}{To})}$, donde las temperaturas se expresan en Kelvin, R(298K)=1K±1% y B=3892.

Tolerancia de las resistencias: T(R1)=T(R2)=±1%; Tensión de offset del AO: Vio(AO)=±1 mV; Corriente de polarización del AO: Ib(AO)=±20 nA; Tolerancia de la corriente I: T(I)=±1%.

Solución:



$$R(100^\circ C) = R(373K) = 72.4\Omega$$

$$\left.\frac{dR(T)}{dT}\right|_{T=373K} = -\frac{B}{T^2}R(T) = -2.03\Omega / K$$

$$S_{V+}\big|_{373K} = I\cdot\left.\frac{dR(T)}{dT}\right|_{373K} = -4.05mV / K$$

$$Vio\big|_{eq} = Vio(AO) + Ib(R^+\big|_{373K} - R^-) \cong \pm 1mV$$

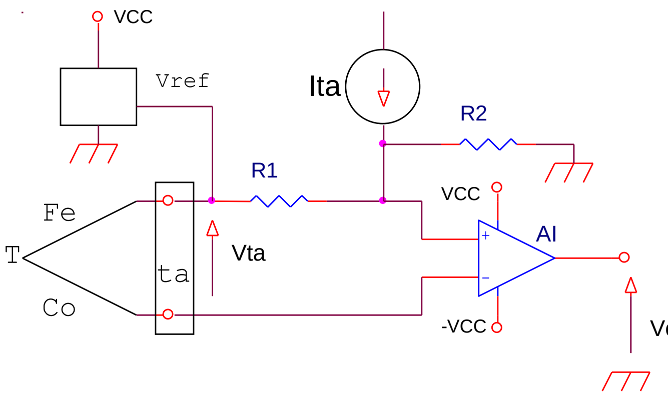
$$Inc.\big|_{Vio} = \frac{Vio\big|_{eq}}{S_{V+}\big|_{373K}} = \pm 0.247^\circ C$$

$$Inc.\big|_{T(I)} = \left.\frac{\Delta V^+\big|_{T(I)}}{S_{V+}}\right|_{373K} = \frac{I\cdot T(I)\cdot R(373K)}{-4.05mV / K} = \pm 0.36C$$

$$Inc.\big|_{T(R1),T(R2)} = \left.\frac{\Delta Vo\big|_{T(R1),T(R2)}}{S_{V+}\cdot(1+\frac{R2}{R1})}\right|_{373K} = \left.\frac{\frac{dVo}{dR1}\Delta R1 + \frac{dVo}{dR2}\Delta R2}{S_{V+}\cdot(1+\frac{R2}{R1})}\right|_{373K} = \left.\frac{V^+\frac{R2}{R1}(T(R2)-T(R1))}{S_{V+}\cdot(1+\frac{R2}{R1})}\right|_{\substack{373K\\ Máximo}} = \pm 0.596^\circ C$$

2. En la figura se representa el circuito de acondicionamiento de un termopar tipo J que presenta un coeficiente Seebeck de valor 51µV/ºC.

DATOS: Vref=5V, Tolerancia de Vref: ±1%.
Ita=(273+ta)µA
Vio(AO)=±0.1mV, Ib(AO)=±1nA.
T(R1)=T(R2)=±0.5%.



a) Obtenga los valores de las resistencias para compensar la unión fría y conseguir tensión de salida nula para T=0ºC.

$$V_{IN} = V^+ - V^- = Vta + Ita(R2 // R1) - Vref\frac{R1}{R1+R2} = \alpha_{FeCo}(T - ta) + (273 + ta)\cdot 10^{-6}(R2 // R1) - 5\frac{R1}{R1+R2}$$

$$-\alpha_{FeCo}\cdot ta + ta\cdot 10^{-6}(R2 // R1) = 0$$

$$273\cdot 10^{-6}(R2 // R1) - 5\frac{R1}{R1+R2} = 0$$

$$R2 = 18.31K\Omega, R1 = 51\Omega$$

b) Calcule la incertidumbre máxima por los parámetros característicos indicados, expresando los errores de Offset en ºC y los de ganancia en ppm de la medida.

$$Inc.\big|_{T(Vref)} = \frac{\Delta V_{IN}\big|_{T(Vref)}}{S_{V_{IN}}} = \frac{Vref \cdot T(Vref)\dfrac{R1}{R1+R2}}{\alpha_{FeCo}} = \pm 2.72^{o}C$$

$$Inc.\big|_{Vio,Ib} = \frac{Vio\big|_{eq}}{S_{V_{IN}}} = \frac{Vio + Ib(R1 // R2)}{S_{V_{IN}}} = \pm 1.96^{o}C$$

$$Inc.\big|_{T(R1),T(R2)} = \frac{\dfrac{dV_{IN}}{dR1}\Delta R1 + \dfrac{dV_{IN}}{dR2}\Delta R2}{S_{V_{IN}}}$$

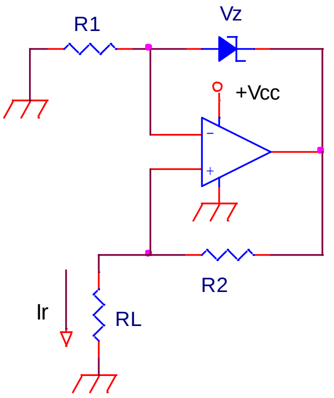
Con el objetivo de simplificar el análisis, atendiendo a los valores de R1 y R2, para el cálculo de la incertidumbre podemos utilizar esta aproximación:

$$V_{IN} \cong \alpha_{FeCo}(T - ta) + (273 + ta) \cdot 10^{-6} R1 - 5\frac{R1}{R2}$$

$$Inc.\big|_{T(R1),T(R2)} = \frac{\dfrac{dV_{IN}}{dR1}\Delta R1 + \dfrac{dV_{IN}}{dR2}\Delta R2}{S_{V_{IN}}} = \frac{(273 + ta) \cdot 10^{-6} R1 \cdot T(R1) - 5\dfrac{R1}{R2}T(R1) + \dfrac{5 \cdot R1}{R2}T(R2)}{S_{V_{IN}}} =$$

$$= \pm 1.36^{o}C \pm 0.5 \cdot 10^{-2}\, ta$$

3. Para la referencia de corriente de la figura, obtenga:



DATOS:

AO: CT(Vio)=±1µV/ºC, CMR=100dB, PSR=80dB.
Vz: Vz=1.25V, CT(Vz)=±10ppm/ºC, r_Z=10Ω.
R1=10KΩ, R2=1.25KΩ, CT(R2)=±15ppm/ºC.

a) El coeficiente de temperatura de Ir expresado en ppm/ºC.

$$Ir = \frac{Vz}{R2} = 1mA; CT(Ir) = \frac{\Delta Ir}{Ir \cdot \Delta T}$$

$$CT(Ir)\big|_{CT(Vio)} = \frac{CT(Vio)}{Vz} = \pm 0.8\, ppm/^{o}C$$

$$CT(Ir)\big|_{CT(Vz)} = CT(Vz) = \pm 10\, ppm/^{o}C$$

$$CT(Ir)\big|_{CT(R2)} = \frac{\dfrac{dIr}{dR2}\Delta R2}{Ir \cdot \Delta T} = \frac{\dfrac{-Vz}{R2^{2}} R2 \cdot CT(R2) \cdot \Delta T}{Ir \cdot \Delta T} = -CT(R2) = \pm 15\, ppm/^{o}C$$

b) La regulación de carga expresada en µA/KΩ.

$$RC(Ir) = \frac{\Delta Ir}{\Delta RL}$$

$$\Delta RL \Rightarrow \Delta V^{+} = \Delta V_{CM} = Ir \cdot \Delta RL \Rightarrow \Delta Vio = CMR \cdot \Delta V_{CM} = CMR \cdot Ir \cdot \Delta RL \Rightarrow \Delta Ir = \frac{\Delta Vio}{R2} = \frac{CMR \cdot Ir}{R2}\Delta RL$$

$$RC(Ir)\big|_{CMR} = \frac{CMR \cdot Ir}{R2} = \pm 0.008\, \mu A / K\Omega$$

$$\Delta RL \Rightarrow \Delta V_{R1} = Ir \cdot \Delta RL \Rightarrow \Delta Iz = \frac{\Delta V_{R1}}{R1} \Rightarrow \Delta Vz = r_Z \cdot \Delta Iz = \frac{r_Z \cdot Ir}{R1}\Delta RL \Rightarrow \Delta Ir = \frac{\Delta Vz}{R2} = \frac{r_Z \cdot Ir}{R1 \cdot R2}\Delta RL$$

$$RC(Ir)\Big|_{r_Z} = \frac{r_Z \cdot Ir}{R1 \cdot R2} = 0.8\mu A / K\Omega$$

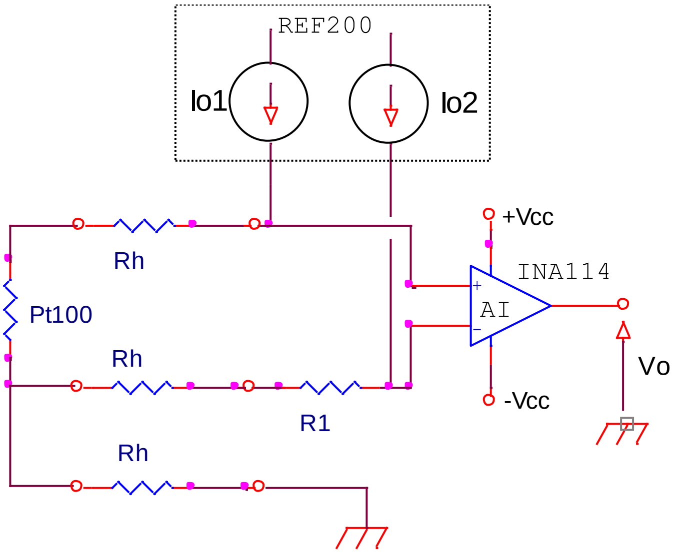
c) La regulación de línea expresada en µA/V.

$$RL(Ir) = \frac{\Delta Ir}{\Delta Vcc}$$

$$\Delta Vcc \Rightarrow \Delta Vio = (PSR + \frac{CMR}{2})\Delta Vcc \Rightarrow \Delta Ir = \frac{\Delta Vio}{R2} = \frac{1}{R2}(PSR + \frac{CMR}{2})\Delta Vcc$$

$$RL(Ir)\Big|_{PSR,CMR} = \frac{1}{R2}(PSR + \frac{CMR}{2}) = \pm 0.088\mu A / V$$

4. En la figura se muestra el circuito de acondicionamiento de un Pt100 que se encuentra alejado del circuito electrónico, representando las 3 resistencias Rh el equivalente de los cables que lo unen con el circuito.



DATOS:
Nominalmente: Io1=Io2=100µA
T(Io1)=T(Io2)=±0.5%
Pt100: T(Ro)=±0.1%, α=0.00385ºC^{-1}.
AI: G_D=1+40K/R_G, (resistencia R_G en Ω, no mostrada en la figura y de tolerancia T(R_G)=±0.2%).

a) Obtenga los valores nominales de R1 y de R_G para que Vo=10·T (mV), donde T(ºC) es la temperatura del RTD.

$$Vo = [Io1(Rh + Ro(1 + \alpha T) - Io2(R1 + Rh)](1 + \frac{40K}{R_G}) = Io[Ro(1 + \alpha T) - R1](1 + \frac{40K}{R_G}) = 0.01 \cdot T(V)$$

$$R1 = Ro = 100\Omega$$

$$R_G = 154.6\Omega$$

b) Obtenga la incertidumbre en la sensibilidad del circuito, expresada en %, como consecuencia de:

1. Tolerancias de las fuentes de corriente.
2. Tolerancia de Ro y de R_G.

$$\frac{\Delta S}{S}\Big|_{T(Io1)} = T(Io1) = \pm 0.5\%; \frac{\Delta S}{S}\Big|_{T(Io2)} = 0$$

$$\frac{\Delta S}{S}\Big|_{T(Ro)} = T(Ro) = \pm 0.1\%; \frac{\Delta S}{S}\Big|_{T(R_G)} = \frac{\frac{dG_D}{dR_G}\Delta R_G}{G_D} = \frac{\frac{-40K}{R_G{}^2}\Delta R_G}{G_D} = -\frac{40K}{R_G \cdot G_D}T(R_G) = \pm 0.199\%$$

c) Obtenga la incertidumbre de Offset, expresada en ºC, como consecuencia del desajuste entre las fuentes de corriente, supuesto que Rh=2Ω y que (1-Io1/Io2)x100=±0.25%.

$$Ve_{AI}(T=0^oC) = Io1(Rh+Ro) - Io2(R1+Rh) = -Io2(1-\frac{Io1}{Io2})(Rh+R1) = \pm 25.5\mu V$$

$$S_{Ve} = Io \cdot Ro \cdot \alpha = 38.5\mu V/^oC$$

$$Incertidumbre\Big|_{Offset} = \frac{Ve_{AI}(T=0^oC)}{S_{Ve}} = \pm 0.66^oC$$

5. Un sistema paso-bajo de primer orden presenta un ancho de banda a -3dB de 2MHz. Obtenga el Slew-Rate mínimo para que su respuesta a un escalón en su entrada de amplitud 2V esté marcada por pequeña señal, si su ganancia en tensión es de 5. Supuesto que se cumple la condición de pequeña señal, obtenga el tiempo de establecimiento para un error del 0.2%.

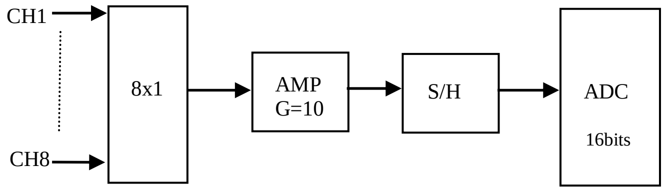
Solución:

SR≥126V/µs. Test=0.5µs

6. Para el SAD multicanal de la figura, obtenga la frecuencia de muestreo máxima por canal (supuesto muestreo secuencial de todos los canales) y la frecuencia máxima de las señales de entrada sinusoidales para que el error máximo por Jitter de las muestras individuales no supere el error por cuantificación en el peor de los casos de amplitud de dichas señales.

DATOS:

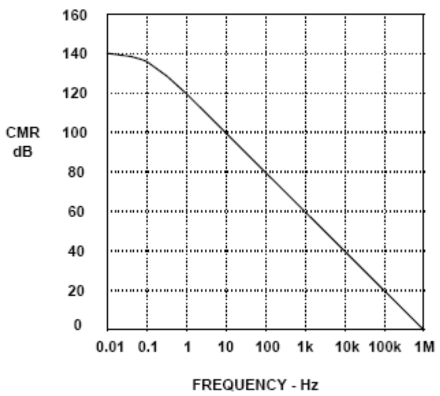
Multiplexor: T_{ESTM}=1µs, 8 canales.
Amplificador: T_{ESTA}=5µs y G=10.
S/H: T_{ADQ}=2µs, T_{ESTH}=1µs, J_{Tap}=500ps (máximo),
ADC: Tc=10µs, n=16bits.

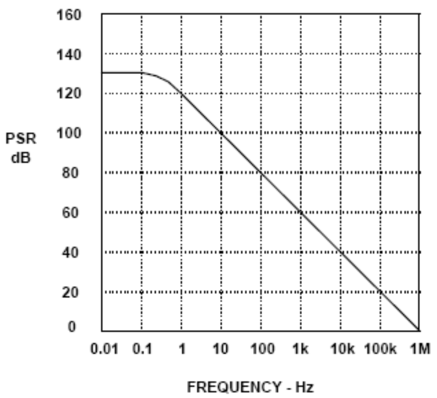


Solución:

Frecuencia muestreo máxima=9.61Ks/s
Frecuencia de entrada máxima=4.86KHz.

7. A la entrada de un amplificador de instrumentación se aplica una señal diferencial de 10mV y una tensión en modo común de 2V_{RMS} y frecuencia 100Hz. La alimentación del amplificador presenta un rizado de 100KHz y 50mV_{RMS}. Si la ganancia diferencial es de 40dB, obtenga el valor eficaz de la tensión de ruido a la salida producida tanto por la tensión en modo común como por el rizado de la alimentación.

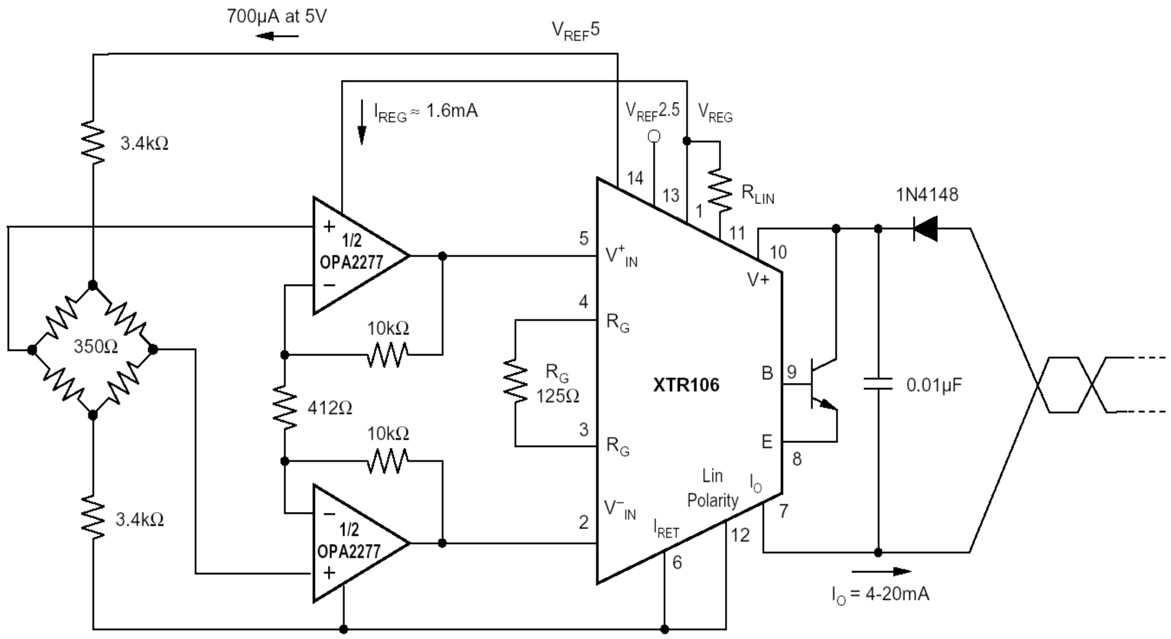




Solución:

Vo por Vcm: 20mV_{RMS}
Vo por Vcc: 500mV_{RMS}

8. **En la figura se muestra el circuito de acondicionamiento de una célula de carga.**



DATOS:
Sensibilidad célula de carga: Sc=0.1mV/(V·Kg)
Coeficiente de temperatura de Offset de la célula de carga: CT(Oc)=±1µV/(V·ºC).
XTR106: CT(Vio)=±0.25µV/ºC.
OPA2277: Suponga que el desajuste entre los CT(Vio) de los dos AO del circuito integrado es de ±0.04µV/ºC.

a) **Determine la sensibilidad a la entrada del XTR106 expresada en mV/Kg.**

$$V_{PUENTE} = \frac{V_{REF}}{3.4K + 0.35K + 3.4K} 0.35K = 0.245V$$

$$Sc\big|_{Aplicación} = Sc\big|_A = Sc \cdot V_{PUENTE} = 24.5\mu V / Kg$$

$$S_{V_{IN}} = Sc\big|_A (1 + \frac{20K}{0.412K}) = 1.2138 mV / Kg$$

b) **Calcule la incertidumbre de Offset, expresada en gramos/ºC, como consecuencia de los parámetros indicados.**

$$Incertidumbre\big|_{CT(Oc)} = \frac{CT(Oc)}{Sc} = \frac{\pm 1\mu V/(V \cdot {}^{o}C)}{0.1mV/(V \cdot Kg)} = \pm 10 gramos/{}^{o}C$$

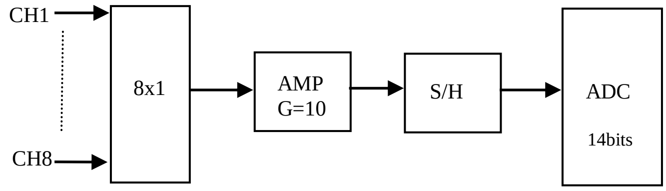
$$Incertidumbre\big|_{CT(Vio_{XTR})} = \frac{CT(Vio_{XTR})}{S_{V_{IN}}} = \pm 0.206 gramos/{}^{o}C$$

$$Incertidumbre\big|_{\Delta CT(Vio_{OPA})} = \frac{CT(Vio_{OPA1}) - CT(Vio_{OPA2})}{Sc\big|_A} = \frac{\Delta CT(Vio_{OPA})}{Sc\big|_A} = \pm 1.63 gramos/{}^{o}C$$

9. Para el SAD multicanal de la figura, obtenga:

a) **La frecuencia de muestreo máxima por canal (supuesto muestreo secuencial de todos los canales y que el tiempo de establecimiento del amplificador, T_{ESTA}, es despreciable).**
b) **El ancho de banda del amplificador para que su T_{ESTA} a entrada escalón (calculado para un error máximo de ±2q) no limite la frecuencia de muestreo máxima antes calculada cuando las señales de entrada cubren todo el SPAN del ADC.**

DATOS:
Multiplexor: T_{ESTM}=2µs, 8 canales.
S/H: T_{ADQ}=2µs, T_{ESTH}=1µs, Tap=200ns
ADC: Tc=12µs, n=14bits.



$$fs|_{MX} = \frac{1}{N(T_{ADQ} + T_{AP} + T_X)} = 8.33 Ks/s$$

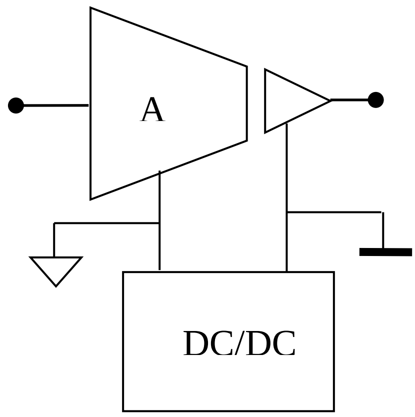
$$T_X = mayor\{T_C + T_{ESTH} - T_{AP}, T_{ESTM} + T_{ESTA}\} = 12.8\mu s$$

$$12.8\mu s \geq T_{ESTM} + T_{ESTA} \Rightarrow T_{ESTA} \leq 10.8\mu s$$

$$2q = \frac{2}{2^n} = e^{\frac{-T_{ESTA}}{\tau}} \Rightarrow \tau = \frac{T_{ESTA}}{9} \Rightarrow BW = \frac{1}{2\pi\tau} = 132 KHz$$

10. Para un sistema de medida con aislamiento galvánico tenemos los parámetros indicados. Obtenga la tensión de aislamiento máxima del sistema y la corriente de fugas por la barrera de aislamiento, cuando esta soporta una tensión de 230V_{AC} con frecuencia 50Hz.

Datos:
Amplificador aislamiento: V_{ISO1mx}=2000V, $R_{F1}=10^{13}\Omega$, C_{F1}=2pF.
Convertidor DC/DC: V_{ISO2mx}=1500V, $R_{F2}=10^{12}\Omega$, C_{F2}=3pF.



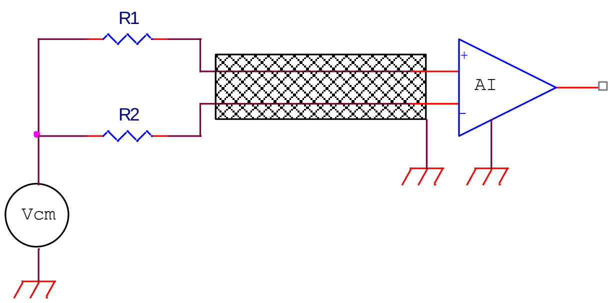
$$V_{ISO}|_{MAX} = menor\{V_{ISOAA}|_{MAX}, V_{ISODC/DC}|_{MAX}\} = 1500V$$

$$R_F = R_{F1} // R_{F2} = 0.91 \cdot 10^{12}$$

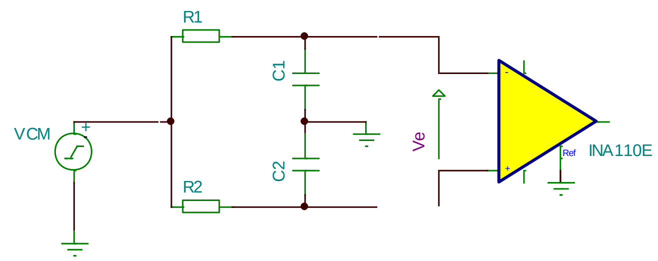
$$C_F = C_{F1} + C_{F2} = 5pF$$

$$I_F = \frac{230}{|Z_F|} = \frac{230}{\left| R_F // \frac{1}{jwC_F} \right|} = 0.36\mu A$$

11. El amplificador de instrumentación de la figura está sometido a una tensión en modo común que debe rechazar. La señal llega al amplificador a través de un cable apantallado, con el fin de reducir la captación de interferencias por campo eléctrico. Justifique cómo afecta el cable al CMR del sistema, qué condiciones evitan el efecto del cable sobre el CMR y proponga un circuito que permita reducir drásticamente el efecto del cable sobre el CMR si dichas condiciones no se cumplen.

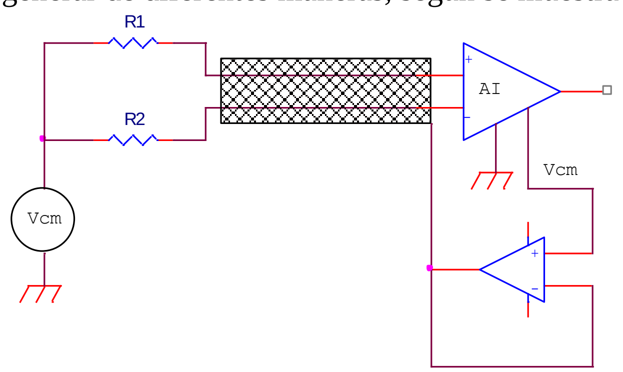


Solución: El circuito equivalente es el mostrado, donde C1 y C2 representan las capacidades entre los conductores internos y la malla. Si la división de la tensión en modo común no es igual en las dos ramas, se genera una tensión diferencial que es amplificada empeorando el CMR del sistema.



$$Ve = V_{CM}\left[\frac{{}^{1}\!/_{jwC_1}}{R_1 + {}^{1}\!/_{jwC_1}} - \frac{{}^{1}\!/_{jwC_2}}{R_2 + {}^{1}\!/_{jwC_2}}\right] = V_{CM}\left[\frac{1}{1+jwR_1C_1} - \frac{1}{1+jwR_2C_2}\right]$$

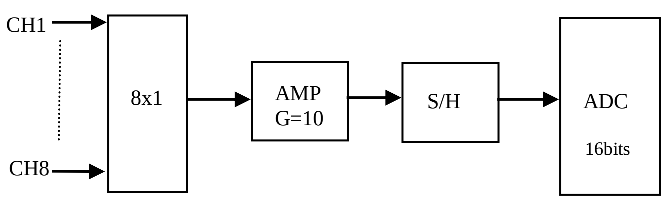
Si: $R_1C_1 = R_2C_2$, la tensión en modo común no genera tensión diferencial, por lo que el cable apantallado no empeora el CMR del sistema. En las aplicaciones en las que esta condición no se puede asegurar con la suficiente exactitud podemos utilizar diferentes circuitos para reducir el error. Una posibilidad se muestra a continuación, el circuito asegura que la malla se encuentra a la tensión en modo común, por lo que no circula corriente por las capacidades parásitas y no se genera tensión diferencial. La Vcm necesaria, en algunos AI, es proporcionada por uno de sus terminales y, si no está disponible, la podemos generar de diferentes maneras, según se muestra en las hojas características de los AI.



12. Un sistema de adquisición de datos presenta una SNR de 78dB al adquirir una señal seno que cubre todo su SPAN. Obtenga el número de bits efectivos de resolución.
Si el ADC del sistema es de 14bits, ¿Qué valor máximo se puede permitir en el Jitter de la señal de muestreo para que el error introducido al digitalizar una señal seno de 10KHz no supere la mitad del escalón de cuantificación?

Solución: Número de bits efectivos ENOB=12.66. J_{Tap}<0.97ns.

13. En el SAD multicanal de la figura, las señales de entrada presentan un ancho de banda de 20KHz y van a ser muestreadas a una frecuencia de 60Ks/s. Para poder cumplir las restricciones temporales y de exactitud, es necesario que el tiempo de establecimiento del amplificador (AMP) para un error máximo de ±2q no supere los 0.5µs. Obtenga el BW y SR mínimos del amplificador, supuesto que trabaja en pequeña señal, para cumplir dicha restricción. NOTA: las señales a la salida del amplificador pueden cubrir el SPAN del ADC.



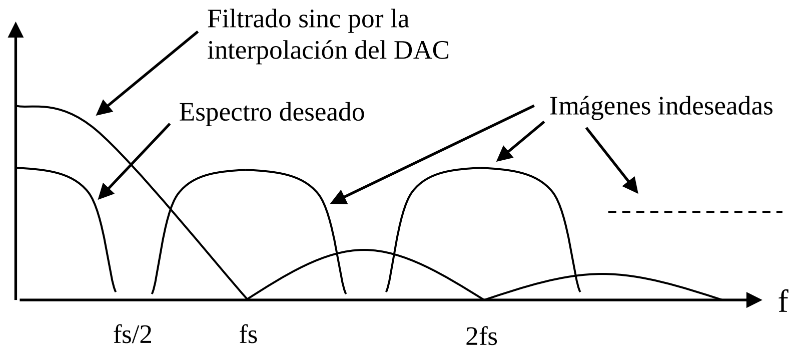
El cambio de canal supone una entrada escalón al amplificador. Entonces:

$$2q = 2\frac{SPAN}{2^n} = SPAN\cdot e^{\frac{-t_{EST}}{\tau}} = SPAN\cdot e^{-t_{EST}\cdot w_C}$$

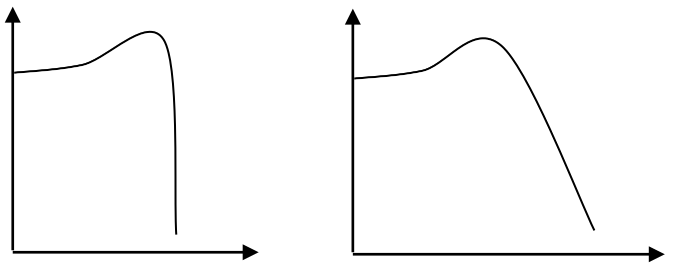
Sustituyendo valores, resulta: BW_{PS}=3.31MHz. La expresión de variación a la salida de AMP, supuesto una ganancia del S/H de la unidad, sigue la expresión:

$$Vo(t) = SPAN(1-e^{\frac{-t}{\tau}}) \Rightarrow \left.\frac{dVo(t)}{dt}\right|_{MAX} = \frac{SPAN}{\tau} = SPAN \cdot 2 \cdot \pi \cdot BW_{PS} = SR_{MIN}$$

14. Justifique cómo es la respuesta en frecuencia ideal del filtro de reconstrucción utilizado a la salida de un convertidor D/A. ¿Cómo ayuda el sobremuestreo en la implementación del filtro?



Para obtener el espectro deseado, es necesario que el filtro de reconstrucción elimine las imágenes y compense el filtrado que realiza la función *sinc*. El aspecto del filtro ideal y real de reconstrucción es el siguiente:



Filtro ideal   Filtro real

El sobremuestreo, al alejar las imágenes en el espectro, permite que para un mismo error en la salida debido a las imágenes, la pendiente de caída del filtro de reconstrucción sea menos abrupta. De esta manera el orden del filtro puede ser inferior.

15. Analice las diferencias entre los parámetros característicos de los sensores térmicos y fotónicos utilizados en la medida de temperatura por infrarrojos, y justifique su uso recomendado en función de si el método de medida es de banda ancha o estrecha.

Diferencias en transparencia de TEORÍA.

<u>Banda ancha</u>: se recomienda térmicos por ser mas baratos y necesitar menos subsistemas auxiliares. Además, permiten capturar el margen ancho de λ requerido por el método, disponiendo, por lo tanto, de suficiente potencia para compensar su baja sensibilidad y detectividad.

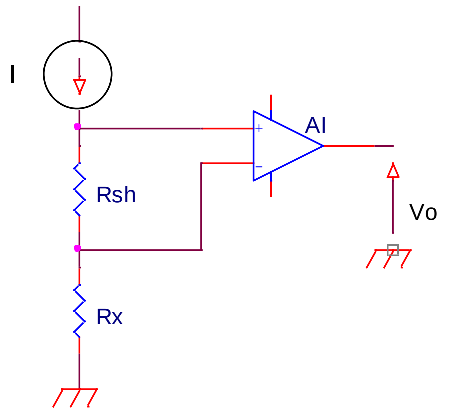
<u>Banda estrecha</u>: como la potencia captada es baja, son necesarios sensores de alta sensibilidad y detectividad. Esto se consigue con los sensores fotónicos.

16. Un amplificador de ganancia 2 presenta una respuesta paso bajo con polo dominante con un ancho de banda de 1MHz y un slew rate de 10V/µs. Si a su entrada se aplica un escalón de 3V, determine el tiempo de establecimiento a la salida para un error inferior al 0.1%, comprobando si la respuesta es en pequeña o gran señal.

Solución: T_{EST} =1.1µs, supuesto pequeña señal. Entramos en limitación por SR cuando este es inferior a 37.7V/µs, por lo tanto la respuesta inicialmente es en gran señal, resultando en este caso T_{EST} =6V/10V/µs=0.6 µs. Atendiendo a las dos limitaciones: T_{EST}≈1.1µs.

17. El circuito de la figura se utiliza para medir la corriente I que circula por una línea. Atendiendo a los datos proporcionados, calcule:

1. La sensibilidad a la salida expresada en V/A.
2. El error producido por el CMR del amplificador de instrumentación expresado en ppm de la medida si es de ganancia o en pA si es de Offset.
3. La tensión de Offset máxima de entrada del AI, para que su error en la medida no supere 1mA.



DATOS:

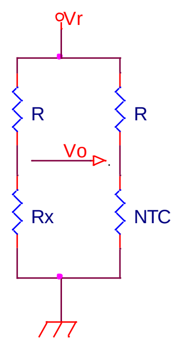
- $R_{sh}=1\Omega$, $R_X=1K\Omega$.
- $CMR_{AI}=100dB$, $G_{AI}=100$.

1. $Vo=I\cdot R_{sh}\cdot G_{AI}=Sensibilidad\cdot I=100(V/A)\cdot I$

2.
$$V_{CM}=\frac{I\cdot R_{sh}}{2}+I\cdot R_X \Rightarrow \Delta Vo=V_{CM}\cdot G_{CM}=V_{CM}\cdot\frac{G_{AI}}{CMR}=\pm I\left(\frac{R_{sh}}{2}+R_X\right)10^{-3}=I\cdot\Delta Sensibilidad$$
$$\frac{\Delta S}{S}=\pm\frac{\left(\frac{R_{sh}}{2}+R_X\right)10^{-3}}{R_{sh}\cdot G_{AI}}=\pm 0.01\equiv\pm 10^4\,ppm$$

3. $V_{IOmx}=1mA\cdot R_{sh}=1mV$.

18. Un puente de Wheatstone está compuesto por 3 resistencias y un NTC. Determine el valor de las resistencias para que cuando el NTC se encuentra a una temperatura de 350K, el puente esté equilibrado y presente máxima sensibilidad. Obtenga la sensibilidad en la salida en esta situación expresada en mV/K.



DATOS:

- Resistencia del NTC: $R_T=R_{To}\cdot e^{B\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{To}\right)}$

  Con R_{To}=1K para To=300K y B=3000K

- Vr=5V

$$R_{350K}=10^3\cdot e^{3000\left(\frac{1}{350}-\frac{1}{300}\right)}=239.65\Omega$$

Equilibrado y máxima sensibilidad implica todas las resistencias iguales para T=350Kelvin: R=Rx=239.65Ω.

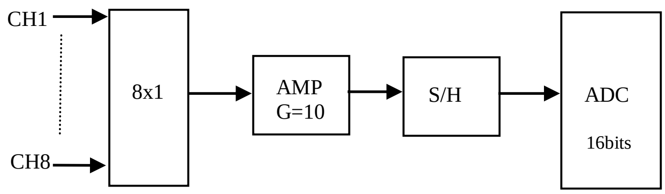
$$Vo(T)\cong\frac{Vr}{4}\frac{\Delta R_T}{R_T}=\frac{Vr}{4\cdot R_T}\frac{dR_T}{dT}\Delta T=-\frac{Vr}{4}\frac{B}{T^2}\Delta T=S\cdot(T-350K)$$

$$S=-\frac{Vr}{4}\frac{B}{T^2}=-30.6mV/K$$

19. Para el SAD de la figura, obtenga la frecuencia de muestreo máxima de los canales de entrada en muestreo secuencial que asegure un error por establecimiento a la salida del amplificador inferior a 0.01%.

DATOS:

Multiplexor: T_{ESTM}=1µs.
Amplificador: G=10, BW=1MHz marcado por polo dominante.
S/H: T_{ADQ}=2µs, T_{ESTH}=1µs.
ADC: Tc=10µs, n=16bits.

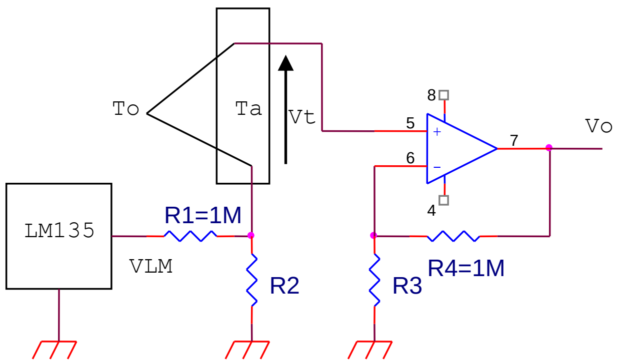


$$0.01\% = 10^{-4} = e^{-\frac{T_{ESTA}}{\tau}} = e^{-T_{ESTA}\cdot BW\cdot 2\cdot\pi} \Rightarrow T_{ESTA} = \frac{1}{2\cdot\pi\cdot BW}\ln(10^4) = 1.47\,\mu s$$

$$fs\big|_{MAX} = \frac{1}{N(T_{ADQ}+T_{ESTH}+T_X)}\quad con: T_X = mayor\{Tc, T_{ESTM}+T_{ESTA}\} = 10\,\mu s$$

$$fs\big|_{MAX} = 9.61\,Ks/s$$

20. En la figura se presenta el circuito de acondicionamiento de un termopar destinado a medir la temperatura To. La tensión de salida del circuito debe seguir la expresión Vo=10·To (mV). Calcule los valores de R2 y R3, y la incertidumbre en la medida en ºC si una vez ajustado el circuito la temperatura de ambiente cambia 20ºC.



DATOS:

Tensión de salida del termopar: Vt=50·(To-Ta)µV.
Tensión a la salida del LM135: V_{LM}=10·Ta mV.
Resistencia equivalente del termopar despreciable.
AO: CT(Vio)=±5µV/ºC, CT(Ib)=±1nA/ºC.

$$Vo = (1+\frac{R4}{R3})(Vt + V_{LM}\frac{R2}{R1+R2}) = (1+\frac{R4}{R3})(50\cdot 10^{-6}(To-Ta) + 10^{-2}\cdot Ta\cdot\frac{R2}{R1+R2})) = 10^{-2}\cdot To$$

Compensar unión fría:

$$50\cdot 10^{-6}Ta = 10^{-2}\cdot Ta\cdot\frac{R2}{R1+R2} \Rightarrow \frac{R1}{R2} = 199 \Rightarrow R2 = 5.025\,K\Omega$$

Con esta condición se obtiene:

$$Vo = (1+\frac{R4}{R3})\cdot 50\cdot 10^{-6}To = 10^{-2}\cdot To \Rightarrow \frac{R4}{R3} = 199 \Rightarrow R3 = 5.025\,K\Omega$$

Cálculo de incertidumbre por cambio de temperatura:

$$V_{IO}\big|_{EQU} = \Delta Ta\cdot(CT(Vio) + CT(Ib)\cdot((R1//R2)-(R3//R4)) = \Delta Ta\cdot CT(Vio) = \pm 100\,\mu V$$

$$Incertidumbre = \frac{V_{IO}\big|_{EQU}}{50\,\mu V/^{o}C} = \pm 2^{o}\,C$$

21. Supuesto un amplificador de instrumentación de 3AO's en el que sus resistencias son ideales y que está sometido a una tensión en modo común de 2V. Dibuje su esquema y calcule el error máximo en la salida (mV) como consecuencia del CMR de los amplificadores operacionales.

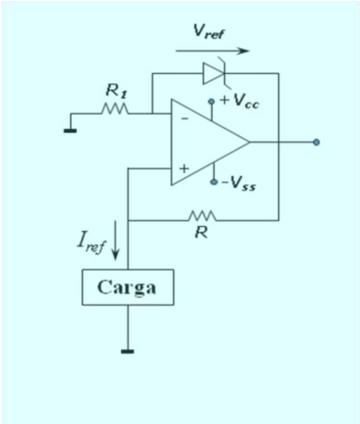
DATOS: CMR(AO)=100dB. Ganancia diferencial de la primera etapa del AI=100. Ganancia diferencial de la segunda etapa del AI=1.

Resultado:

$$\Delta Vo = Vcm(CMR_{AO1} - CMR_{AO2})G_{AI} + Vcm\cdot CMR_{AO3}$$

Error máximo: ±4.02mV.

22. Diseñe un circuito que proporcione una corriente de referencia de 1.5mA a partir de una referencia de tensión de dos terminales y de valor 1.25V. Calcule el coeficiente de temperatura en ppm/ºC de la corriente de referencia, supuesto que la referencia de tensión presenta un CT de ±50μV/ºC y el amplificador operacional utilizado presenta un CT(V_{IO}) de ±2μV/ºC. Si la corriente por el zener debe estar comprendida entre 1mA y 10mA, determine el rango de valores permitido de la resistencia de carga si R_1=1K. ¿Qué corriente máxima debe poder proporcionar el AO?



$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R} \Rightarrow R = 833\Omega$$

$$CT(I_{ref}) = \frac{CT(V_{ref})}{V_{ref}} + \frac{CT(V_{IO})}{V_{ref}} = \pm 40.03\, ppm/^{o}C(v.a.)$$

$$I_Z = \frac{I_{ref} \cdot R_L}{R_1} \Rightarrow 0.666K \le R_L \le 6.666K$$

$$I_{AO} = I_Z + I_{ref} \le 11.5mA$$

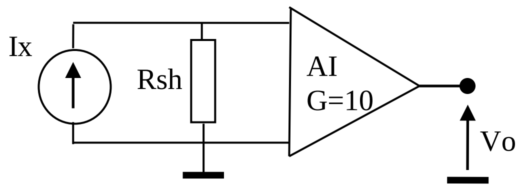
23. El circuito de la figura mide la corriente consumida por una carga a partir de la tensión que dicha corriente genera en una resistencia de precisión R_{sh}. Calcule la incertidumbre de offset en μA y de sensibilidad en ppm de la medida, supuesta una posible variación de temperatura de ±20ºC.

DATOS:

Corriente a medir Ix: comprendida en el margen de 0 a 500mA.

R_{sh}=1Ω (nominal). Tolerancia ±0.5% y CT(R_{sh}) =±50ppm/ºC.

Amplificador Instrumentación: Vio=±0.5mV, CT(Vio)=±2μV/ºC, Ib=±10nA, Error ganancia=±0.1%



Resultados:

Incertidumbres de sensibilidad:

$$T(Rsh) = \pm 0.5\% \Rightarrow \pm 5000\; ppm$$

$$CT(Rsh) = \pm 50\; ppm/^{o}C \Rightarrow \pm 1000\; ppm$$

$$\frac{\Delta G_{AI}}{G_{AI}} = \pm 0.1\% \Rightarrow \pm 1000\; ppm$$

Incertidumbres de offset:

$$Vio\big|_{AI} = \pm 0.5mV \Rightarrow \pm 500\,\mu A$$

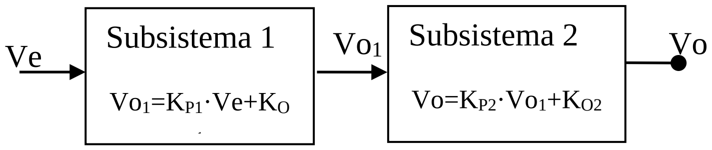
$$CT(Vio)\big|_{AI} = \pm 2\mu V/^{o}C \Rightarrow \pm 40\,\mu A$$

$$Ib\big|_{AI} = \pm 10nA \Rightarrow \pm 0.01\mu A$$

24. En una transmisión flotante de una señal, se ha medido en el punto de recepción un ruido de baja frecuencia y de valor 100mVpp, presentando la fuente de señal una resistencia de salida de 10Ω y el circuito receptor una resistencia de entrada de 10KΩ. Para determinar si el acoplo de ruido es por campo eléctrico o magnético, se coloca en serie con el circuito de salida una resistencia de 100Ω y se vuelve a medir el ruido en el punto de recepción, resultando un valor muy similar al medido inicialmente. Justifique qué tipo de acoplamiento predomina en este ruido.

Solución: El acoplamiento que domina es por campo magnético, si fuese por campo eléctrico el ruido medido al introducir la resistencia se hubiese multiplicado por 11. Para verlo poner los equivalentes de acoplo de ruido de ambos modelos.

25. Para el sistema formado por los dos subsistemas indicados en la figura. Obtenga la incertidumbre de offset en mV y de ganancia en ppm de la medida, producida por los parámetros indicados.

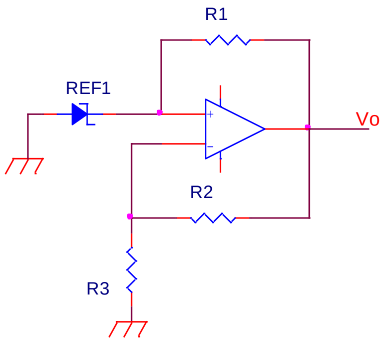


Datos:

Subsistema 1: K_{P1}=10, T(K_{P1})=±0.1%; K_{O1}=1V, T(K_{O1})=±1mV.
Subsistema 2: K_{P2}=2, T(K_{P2})=±0.2%; K_{O2}=0V, T(K_{O2})=±0.2mV.

Resultado supuestas todas las aportaciones incorreladas: ±2236ppm de la medida y ±4.47mV a la salida.

26. Para la referencia de tensión de la figura, obtenga la incertidumbre en la tensión de salida (expresada en ppm de Vo) generada por los parámetros reales de los componentes proporcionados.



DATOS: R1=R2=R3=10K, T(R2)=T(R3)=±0.5%.
V_{REF1}=2.5V, T(V_{REF1})=±1%, resistencia dinámica del zener despreciable.
Vio(AO)=±0.5mV, Ib(AO)=±1nA.

Resultados:

$$T(R2)=\pm 0.5\% \Rightarrow \pm 2500\,ppm; T(R3)=\pm 0.5\% \Rightarrow \pm 2500\,ppm; T(V_{REF1})=\pm 1\% \Rightarrow \pm 10000\,ppm$$

$$Vio(AO)=\pm 0.5mV \Rightarrow \pm 200\,ppm; Ib(AO)=\pm 1nA \Rightarrow \pm 2\,ppm$$

27. Sobre una pieza se disponen dos galgas extensométricas, que siguen la siguientes relaciones de variación de su resistencia: $R_{G1}=Ro(1+K_l\cdot\varepsilon_l)$ y $R_{G2}=Ro(1-K_l\cdot\varepsilon_l)$. Estas galgas se acondicionan mediante un puente de resistencias (con dos resistencias adicionales de valor Ro) alimentado a 5V y la tensión de salida del puente es leída mediante un amplificador de instrumentación de ganancia 100. Obtenga la incertidumbre en la medida (expresada en με para los errores de offset y en ppm de la medida para los de ganancia) como consecuencia de los diferentes parámetros de continua proporcionados, supuesta una variación de la temperatura de la electrónica y de las galgas de ±20ºC.

DATOS:

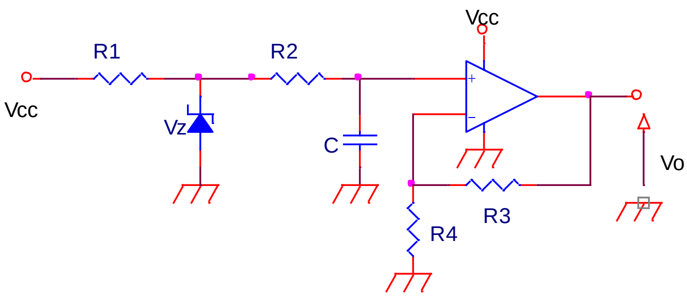
Galgas: Ro=1K, CT(Ro)=+100±30ppm/ºC, K_l=2, CT(K_l)=±50ppm/ºC.
Amplificador: CT(Vio)=±0.1mV/ºC, CT(G)=±100ppm/ºC.

Resultados:

$$CT(Ro)=100\pm 30\,ppm/^{o}C \Rightarrow \pm 212\,\mu\varepsilon; CT(K_l)=\pm 50\,ppm/^{o}C \Rightarrow \pm 1000\,ppm$$

$$CT(G)=\pm 100\,ppm/^{o}C \Rightarrow \pm 2000\,ppm; CT(Vio)=\pm 0.1mV\,/^{o}C \Rightarrow \pm 400\,\mu\varepsilon$$

28. El circuito de la figura representa una referencia de tensión de bajo ruido. Calcule la regulación de línea en ppm/V y el coeficiente de temperatura de Vo en ppm/ºC, como consecuencia de los parámetros reales indicados.



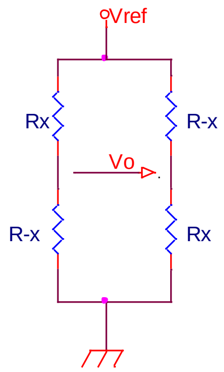
DATOS:
Vz=1.25V, CT(Vz)=±20ppm/ºC, r_z=10Ω.
R1=10K, R2=2K7, R3=10K, R4=3K3, C=10μF.
CT(R3)=CT(R4)=±10ppm/ºC.
AO: PSR=80dB, CMR=70dB,
CT(Vio)=±1μV/ºC.

Resultados:

$$CT(Vz) = \pm 20\, ppm/^{o}C \Rightarrow CT(Vo) = \pm 20\, ppm/^{o}C$$
$$CT(R3) = \pm 10\, ppm/^{o}C \Rightarrow CT(Vo) = \pm 7.5\, ppm/^{o}C$$
$$CT(R4) = \pm 10\, ppm/^{o}C \Rightarrow CT(Vo) = \pm 7.5\, ppm/^{o}C$$
$$CT(Vio) = \pm 1\mu V/^{o}C \Rightarrow CT(Vo) = \pm 0.8\, ppm/^{o}C$$
$$PSR = 80dB \Rightarrow RL(Vo) = \pm 80\, ppm/V; CMR = 70dB \Rightarrow RL(Vo) = \pm 126.5\, ppm/V$$
$$rz = 10\Omega \Rightarrow RL(Vo) = +800\, ppm/V$$

29. Una célula de carga formada por 4 galgas del mismo modelo, es utilizada para medir en un margen entre 0 y 20Kg. Con los datos indicados, determine:

a) Margen de tensiones en la salida de la célula de carga.
b) Offset máximo a la salida expresado en mV.
c) Rango de deformaciones sufridas por las galgas.



DATOS:
Tensión de alimentación de la célula de carga: Vref=5V.
Sensibilidad de la célula de carga: S=1mV/V·Kg
Sensibilidad longitudinal de las galgas: K=2.
Tolerancia de Ro de las galgas: T(Ro)=±0.1%.

Resultados:
a) $0 \le Vo \le 100$mV
b) ±5mV
c) $0 \le \varepsilon_l \le 1\%$

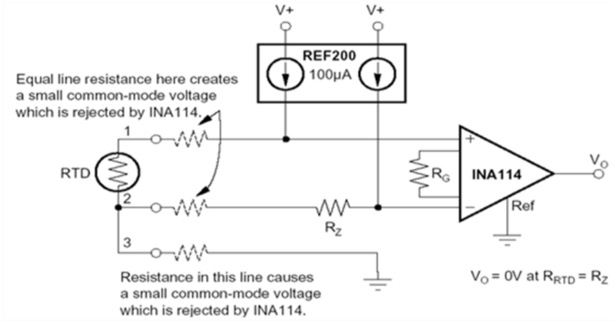
30. Diseñe un circuito de acondicionamiento para un RTD teniendo en cuenta que para el rango de temperatura a medir comprendido entre 0 y 100ºC debe proporcionar tensiones a su salida entre 0.1 y 1 V. Para el diseño se dispone de dos fuentes de corriente de valor nominal 0.1 mA, un amplificador de instrumentación y resistencias. Para el circuito diseñado:

1.- Calcule los valores de la ganancia del amplificador de instrumentación y de todas las resistencias que considere necesario añadir al circuito para que el circuito funcione según las especificaciones indicadas.
2.- Justifique el tipo de incertidumbre introducido por la tolerancia de la R_o del RTD.
3.- Obtenga la incertidumbre en la medida en ºC debido a la resistencia térmica del RTD e indique su tipo.

DATOS:

- Ro del RTD: Ro=100Ω
- Coeficiente de temperatura del RTD: α=0.00385 ºC^{-1}.
- Resistencia térmica del RTD: R_{th}=10 ºC/W.

Resultado:



Acondicionamiento RTD's

1.- G_{AI}=233.8, R_Z=95.72Ω
2.- Incertidumbre de offset y de sensibilidad.
3.- Incertidumbre en ºC=$10^{-5}(1+\alpha\cdot t)$: offset y sensibilidad.

31. En un puente resistivo disponemos de dos galgas con leyes de variación Rg1=Ro(1+x) y Rg2=Ro(1-x), completan el puente 2 resistores ideales de valor Ro. La tensión de salida del puente es amplificada por un amplificador de instrumentación (AI) con los parámetros abajo indicados. Obtenga la incertidumbre expresada en Newton si la temperatura a la que se encuentra todo el circuito puede cambiar en ±10ºC sobre la temperatura de ajuste para error nulo.

Datos: $x=10^{-6}F$ (Newton), Ro=2KΩ, CT(Ro)=150±40ppm/ºC (los resistores no presentan CT), tensión de alimentación del puente 10V. AI: CT(Vio)=±2µV/ºC, CT(Iio)=±1nA/ºC.

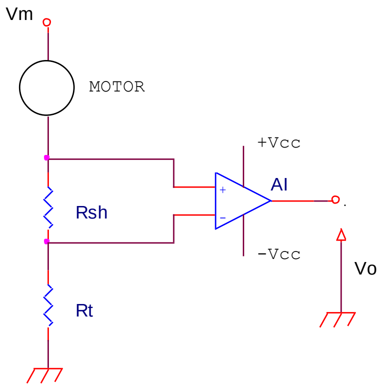
Resultados:

$$CT(Ro) = 150 \pm 40\, ppm/^{o}C \Rightarrow \pm 200 \cdot \sqrt{2}\, Newton$$

$$CT(Vio) = \pm 2 \mu V\, /^{o}C \Rightarrow \pm 4\, Newton$$

$$CT(Iio) = \pm 1 nA/^{o}C \Rightarrow \pm 2\, Newton$$

32. En la figura se muestra el circuito para medir la corriente consumida por un motor. Determine las aportaciones de incertidumbre expresadas en µA de los diferentes parámetros reales, y el valor de la incertidumbre total cuando la corriente consumida por el motor es de 1 Amperio.



DATOS:
Vm=200V en continua.
Rsh=0.2Ω.
Rt=1Ω.
Vio(AO)=±3mV.
CMR_{AI}=60dB.
G_{AI}=5 con tolerancia ±1%.

$$Ve(\mathrm{Im}) = \mathrm{Im} \cdot Rsh = \mathrm{Im} \cdot 0.2;\ Sensibilidad(Ve) = 0.2V / A$$

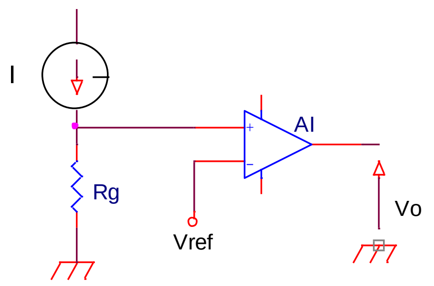
$$Vio(AI) = \pm 3mV \Rightarrow \pm 15000\, \mu A$$

$$CMR_{AI} = 60dB \equiv 10^{3} \Rightarrow \pm 5.5 \cdot 10^{-3} \cdot \mathrm{Im}$$

$$T(G_{AI}) = \pm 1\% \Rightarrow \pm 10^{-2} \cdot \mathrm{Im}$$

$$Total = \pm\sqrt{15000^{2} + 5500^{2} + 10000^{2}} = \pm 18848\, \mu A$$

33. En la figura se representa el circuito de acondicionamiento de un RTD (Rg). Obtenga la incertidumbre en la medida, expresando los errores de offset en ºC y los de sensibilidad en ppm de la medida.



<u>DATOS:</u>
I=5mA, T(I)=±2%.
Ro=1KΩ, CT(Ro)=0.385%/ºC, T(Ro)= ±0.2%.
Vref=5V, T(Vref)=±0.2%.
Vio(AI)=±0.1mV. Ib(AI)=±1nA.

$$Vin = I \cdot Ro(1 + CT(Ro) \cdot t) - Vref;\ Sensibilidad = I \cdot Ro \cdot CT(Ro) = 19.25mV\, /^{o}C$$

$$T(I) = \pm 2\% \Rightarrow \pm 5.19^{o}C \pm 2 \cdot 10^{4}\, ppm$$

$$T(Ro) = \pm 0.2\% \Rightarrow \pm 0.519^{o}C \pm 2 \cdot 10^{3}\, ppm$$

$$T(Vref) = \pm 0.2\% \Rightarrow \pm 0.52^{o}C$$

$$Vio(AI) = \pm 0.1mV \Rightarrow \pm 5.2 \cdot 10^{-3}\, {}^{o}C;\ Ib(AI) = \pm 1nA \Rightarrow \pm 5.2 \cdot 10^{-5}\, {}^{o}C \pm 0.2\, ppm$$

34. En la figura se muestra una célula de carga formada por 2 galgas que están sometidas a deformaciones de la misma magnitud pero sentido contrario ($\varepsilon_{l1}=-\varepsilon_{l2}$).
a) Coloque adecuadamente las galgas en un puente y obtenga:

1. La expresión nominal de la tensión de salida.

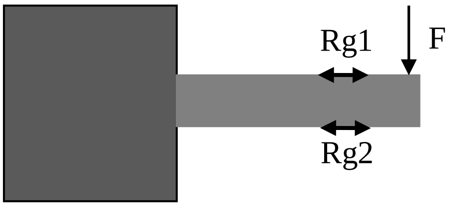
2. La incertidumbre expresada en με como consecuencia del coeficiente de temperatura de Ro de las galgas, supuesta una variación de temperatura de ±20ºC.

b) Si la tensión del puente es leída con un amplificador de instrumentación y el puente es alimentado con la tensión de referencia indicada en los datos, calcule para una variación de temperatura de ±20ºC sobre la temperatura de ajuste del circuito:

1. La incertidumbre de offset total expresada en με.

2. La incertidumbre de ganancia expresada en ppm de la medida.

DATOS:
Galga: Ro=1K, CT(Ro)=300±50ppm/ºC, Kl=2 (sensibilidad longitudinal), $0\le|\varepsilon_l|\le 10^3\mu\varepsilon$.
Referencia Tensión: CT(Vref)=±25µV/ºC, Vref=2.5V.
Amplificador: CT(Vio)=±1µV/ºC, CT(Iio)=±50pA/ºC, CT(Gd)=±20ppm/ºC.



Las galgas se deben colocar en la misma rama del puente para que se sumen sus aportaciones y la tensión de salida varíe linealmente con la temperatura.

$$a1)Vo=\frac{Vref}{2}K_l\cdot\varepsilon_l=2.5\cdot\varepsilon_l$$

$$a2)CT(Ro)=300\pm 50\,ppm/^{o}C\Rightarrow \pm\sqrt{2}\cdot 250\,\mu\varepsilon$$

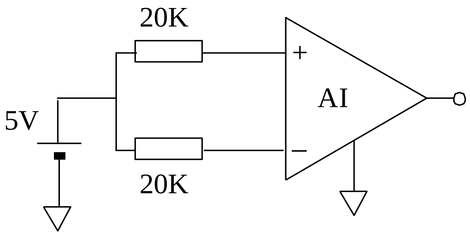
$$b1)CT(Vio)=\pm 1\mu V/^{o}C\Rightarrow \pm 8\mu\varepsilon;CT(Iio)=\pm 50\,pA/^{o}C\Rightarrow \pm 0.2\mu\varepsilon$$

$$Total=\pm 8.0\mu\varepsilon$$

$$b2)CT(Vref)=\pm 25\mu V/^{o}C\Rightarrow \pm 200\,ppm;CT(Gd)=\pm 20\,ppm/^{o}C\Rightarrow \pm 400\,ppm$$

$$Total=\pm 447\,ppm$$

35. Las hojas de características de un amplificador de instrumentación indican que presenta un CMR=110dB con una ganancia diferencial Gd=100 y sus resistencias de entrada en modo común (de cada una de las entradas hacia masa) están en el margen de $10^{10}\pm 2\cdot 10^{9}\,\Omega$. Si a la entrada se introduce la señal en modo común indicada, calcule el valor de la tensión de salida del amplificador.



$$CMR=110dB\Rightarrow Vo=\pm 1.58mV$$

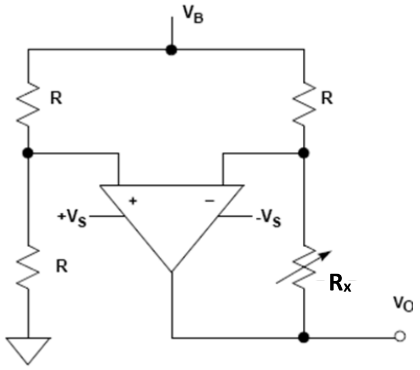
$$Rcm=10^{10}\pm 2\cdot 10^{9}\Omega\Rightarrow Vo=\pm 0.417mV$$

36. Para una referencia de tensión con las características indicadas, calcule las aportaciones de incertidumbre en la tensión de salida (expresadas en ppm de Vo) debidas a las siguientes variaciones: ΔT=±5ºC, ΔVcc=±0.5V, ΔIo=±2mA.

DATOS: Vo=5·Vr, Vr=2.5V, CT(Vr)=±10ppm/ºC, RL(Vr)=±20µV/V, RC(Vo)=±10µV/mA.

$$CT(Vr) = \pm 10\,ppm/^{o}C \Rightarrow \pm 50\,ppm$$
$$RL(Vr) = \pm 20\,\mu V\,/\,V \Rightarrow \pm 4\,ppm$$
$$RC(Vo) = \pm 10\,\mu V\,/\,mA \Rightarrow \pm 1.6\,ppm$$

37. En la siguiente figura se muestra un puente de Wheatstone formado por 3 resistencias de valor R y un sensor con ley de variación $R_x=R_0(1+x)$.



Datos:
- Referencia de tensión: V_B= 5V.
- Rango de variación de x: $-1 \le x \le +1$
- R_0=R=350 Ω.
- CT de R_0: ±100 ppm/ºC.
- CT de la tensión del A.O: ±15 µV/ºC.
- CT de la referencia de tensión V_B: ±4 ppm/ºC.

1.- Obtenga la expresión de la tensión de salida V_0 e indique la funcionalidad del circuito.
El circuito consigue polarizar a corriente contante el sensor y conseguir de esta forma una tensión de salida lineal con las variaciones de x.

$$Vo = -\frac{V_B}{2}x$$

2.- Obtenga el error en %FS de la medida debido a los siguientes parámetros:

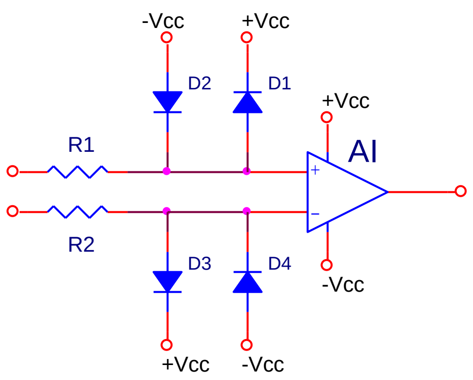
- Coeficiente de temperatura de la resistencia R_0 del sensor.
- Coeficiente de temperatura de la tensión de offset del AO.
- Coeficiente de temperatura de la referencia de tensión.

$$CT(Ro) \Rightarrow \Delta Vo = -\frac{Ro \cdot V_B}{2R}CT(Ro)(1+x) = \pm 250(1+x)\mu V\,/^{o}C \rightarrow \frac{\Delta Vo}{FS_{Vo}} = \pm 50 \cdot 10^{-4} \cdot (1+x) \cdot \Delta t(\%FS)$$

$$CT(Vio) \Rightarrow \Delta Vo = -CT(Vio)\frac{Ro(1+x)}{R} = \pm 15 \cdot (1+x)\mu V\,/^{o}C \rightarrow \pm 3 \cdot (1+x) \cdot \Delta t \cdot 10^{-4}(\%FS)$$

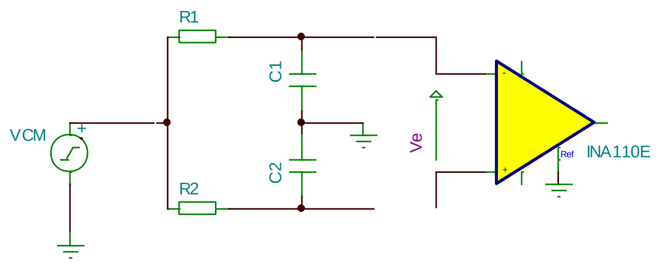
$$CT(V_B) \Rightarrow \Delta Vo = -\frac{V_B \cdot CT(Vref) \cdot x}{2} = \pm 10 \cdot x(\mu V\,/^{o}C) \rightarrow \pm 2 \cdot x \cdot \Delta t \cdot 10^{-4}(\%FS)$$

38. En la figura se muestra el esquema de un amplificador de instrumentación al que se le ha añadido una protección frente a sobretensiones. Supuesto que la fuente de señal a amplificar presenta impedancias de salida nulas, obtenga el CMR del circuito, en el peor caso, a la frecuencia de 10KHz.



Datos: Amplificador de instrumentación ideal.
R1=R2=1K, T(R1)=T(R2)=±1%.
Capacidad en inverso de los diodos: Cd=0.3nF.

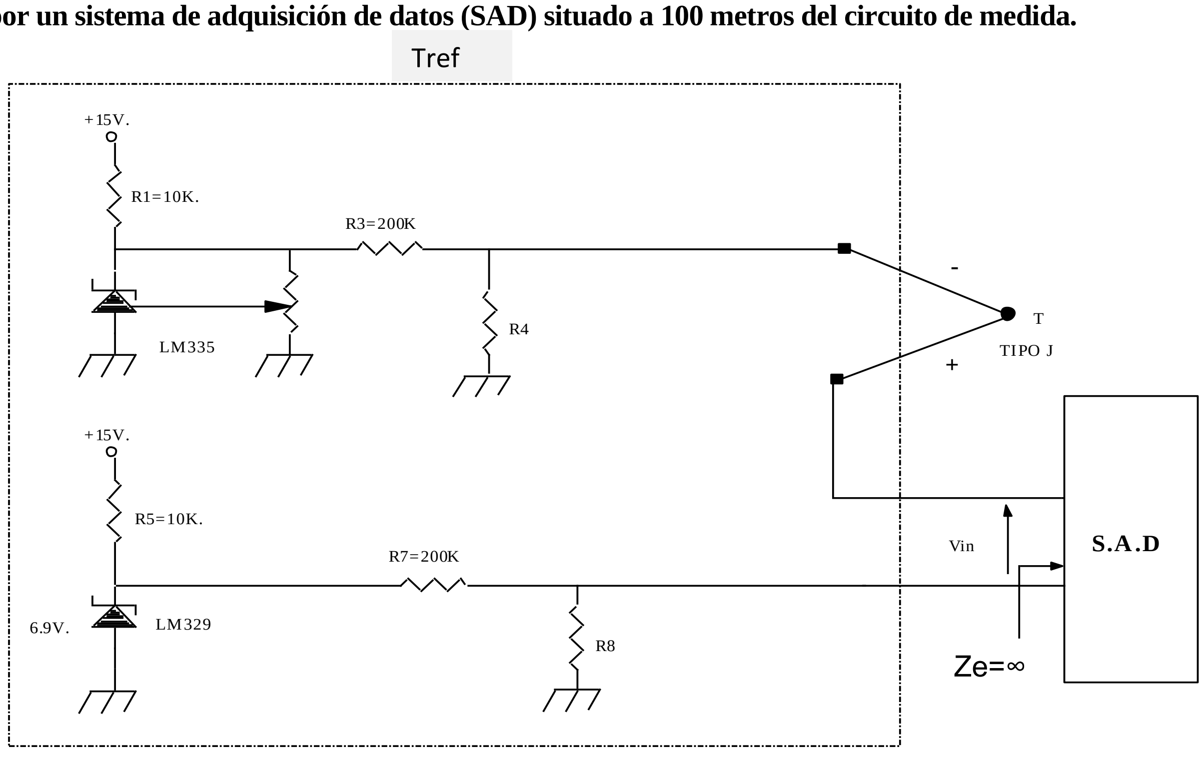
Solución:
El equivalente se muestra, siendo C1=C2=2·Cd=0.6nF. Los diodos se encuentran siempre en inverso en funcionamiento normal (sin sobretensión).



$$Ve = V_{CM}\left[\frac{\frac{1}{jwC_1}}{R_1+\frac{1}{jwC_1}}-\frac{\frac{1}{jwC_2}}{R_2+\frac{1}{jwC_2}}\right] = V_{CM}\left[\frac{1}{1+jwR_1C_1}-\frac{1}{1+jwR_2C_2}\right]$$

$$CMR = \frac{Gd}{Gcm} = \left|\frac{1}{\frac{1}{1+jwR_1C_1}-\frac{1}{1+jwR_2C_2}}\right| = \left|\frac{(1+jwR1\cdot C1)(1+jwR2\cdot C2)}{jw(R2\cdot C2-R1\cdot C1)}\right| = 1.33\cdot 10^3 \equiv 62dB$$

39. Con el circuito de la siguiente figura basado en un termopar tipo J se pretende medir la temperatura de un determinado proceso. La tensión proporcionada por el circuito (V_{IN}) será adquirida, almacenada y procesada por un sistema de adquisición de datos (SAD) situado a 100 metros del circuito de medida.



DATOS:
- Margen de temperatura a medir (T): -10 a 200 ºC
- Temperatura de referencia (Tref): Variable entre 0 y 35 ºC
- Referencia de tensión LM329: V_{ref}=6,9 V.
- Coeficiente Seebeck termopar: α=55µV/ºC

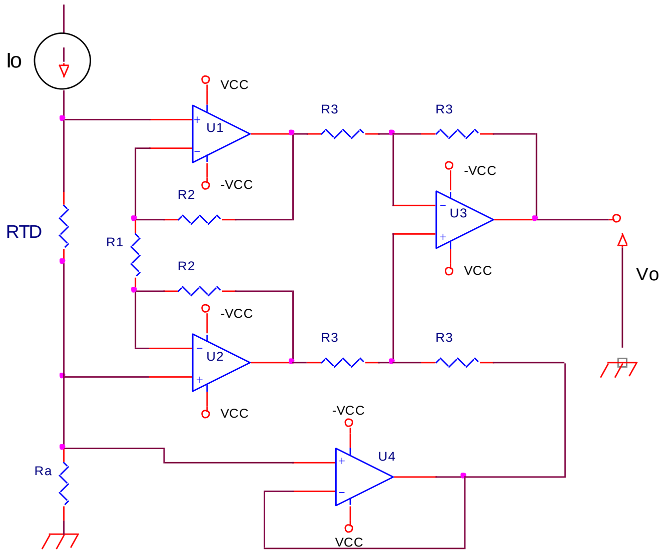
Se pide:
1.- Función de los elementos que forman el circuito.
2.- Obtener el valor que deberán tomar R4 y R8 para un perfecto funcionamiento del circuito.
3.- Como se comentó anteriormente, el SAD se encuentra alejado del circuito de medida, ¿sería necesario utilizar cables de compensación para llevar la señal V_{IN} hasta el SAD? Justifique la respuesta.

Resultados:

1. LM335: medidor de la temperatura de la unión fría, que junto a R3 y R4 permite compensar la unión fría. LM339: referencia de tensión que junto a R7 y R8 desplaza la función de transferencia para conseguir Vin(T=-10ºC)=0V. Termopar tipo J: Ofrece una tensión función de T-Tref.
2. R4=1.1K, R8=417.7Ω. Vin(T)=α·(T+10).
3. Como la tensión ya está compensada respecto a la unión fría, los cables hasta el SAD serían normales, con las precauciones habituales de cualquier otro sistema analógico.

40. En la figura se muestra el circuito de acondicionamiento de un RTD basado en una fuente de corriente, un amplificador de instrumentación (circuito entorno a U1, U2 y U3) y un amplificador operacional (U4). Se desea que la tensión de salida del circuito cumpla la expresión Vo(t)= -5·α·t (Voltios) donde t es la temperatura a la que se encuentra el RTD.

1. Obtenga los valores de Ra y de la ganancia diferencial del AI ($1+2R_2/R_1$) para que se cumpla dicha condición.
2. Calcule el error introducido por las posibles variaciones relativas de Io y de Ra, respecto a su valor nominal, indicando de qué tipo de error se trata (offset, sensibilidad o linealidad). Suponga que el CMRR del AI es de 100dB.



DATOS: Io=1mA, RTD=Ro(1+αt) con α=0.00385 ºC^{-1} y Ro=100Ω.

Resultados:

1. Ra=5K, Gd=50.
2.

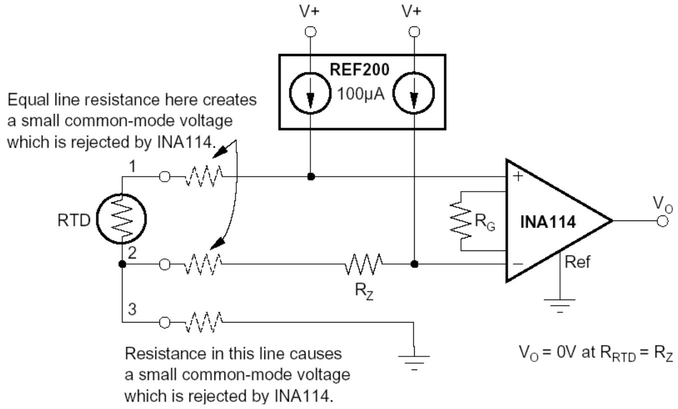
$$\Delta Io \Rightarrow Error\_Offset(^{o}C) = \frac{Ra - Ro \cdot Gd}{Ro \cdot Gd \cdot \alpha} T(Io); Error\_Sensibilidad(\%) = T(Io)$$

$$\Delta Ra \Rightarrow Error\_Offset(^{o}C) = \frac{Ra \cdot T(Ra)}{Ro \cdot Gd \cdot \alpha}$$

41. El circuito de la figura permite medir la resistencia de un RTD, eliminando en gran medida el efecto de la resistencia de los cables. Para los datos indicados, obtenga la incertidumbre expresada en ºC, para los errores de Offset y en ppm de la medida, para los errores de ganancia.

DATOS:

- RTD. Ro=100Ω, CT(Ro)=0.00385ºC^{-1}. T(Ro)=±0.2%
- R_Z=100Ω.
- Resistencia de los cables: Rc=5±0.5Ω.
- Desacoplo entre las fuentes de corriente de 100μA: $I_1=I_2\pm1\%$. Suponga que I_1 circula por el RTD e I_2 circula por R_Z.



Resultados:

$$T(Ro) \Rightarrow Error\_Offset(^{o}C) = \frac{T(Ro)}{\alpha} = \pm 0.52^{o}C; Error\_Sensibilidad(\%) = T(Ro) = \pm 0.2\%$$

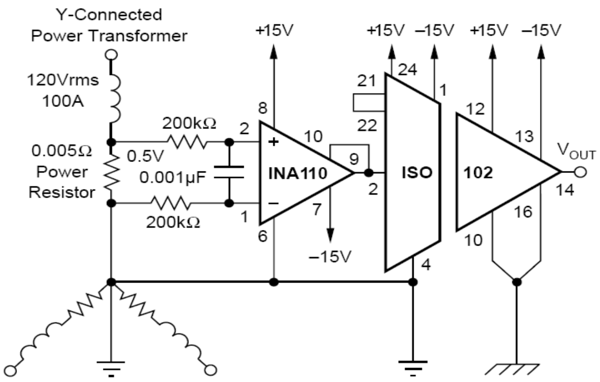
$$\Delta Rc \Rightarrow Error\_Offset(^{o}C) = \frac{\sqrt{2}\cdot\Delta Rc}{Ro\cdot\alpha} = \pm 1.3\cdot\sqrt{2}$$

$$I_1 = I_2 \pm 1\% \Rightarrow Error\_Offset(^{o}C) = \frac{I\cdot(Rc+Ro)(1-\frac{I_2}{I_1})}{I\cdot Ro\cdot\alpha} = \pm 2.72^{o}C$$

42. Para medir la corriente en una de las fases de un sistema de alimentación trifásico se diseña el circuito de la figura. Se pide:

1.- Describa la funcionalidad de los principales elementos del circuito: Power Resistor, INA110 e ISO102.
2.- Teniendo en cuenta las características de los amplificadores INA110 e ISO102 obtenga el error en la medida debido a los siguientes parámetros:

- Coeficiente de temperatura de la ganancia del INA110 expresado en ppm de la medida.
- Coeficiente de temperatura de la tensión de offset del INA110 expresado en mA.
- IMR del ISO102 supuesto: V_{ISO}=1500Vrms, 50Hz. Exprese el error en mA.



DATOS:

- Rango de corriente a medir: 0 a 100 A
- Incremento de Tª sobre condiciones de ajuste: $\Delta T = \pm 50^oC$.
- **INA110AG:** G=10; CT(G)=± 3 ppm/ºC, CT(V_{io})= ±(2+20/G) μV/ºC.
- **ISO102**: IMR=120dB a 50Hz.

Resultados:

1. Power Resistor: se intercala en la línea para conseguir entre sus terminales una tensión directamente proporcional a la corriente que por esta circula.

INA110: Amplificador de instrumentación que incrementa la sensibilidad para reducir el efecto de los errores de offset del ISO102.

ISO 102: Aislamiento galvánico del sistema electrónico respecto al sistema de red.

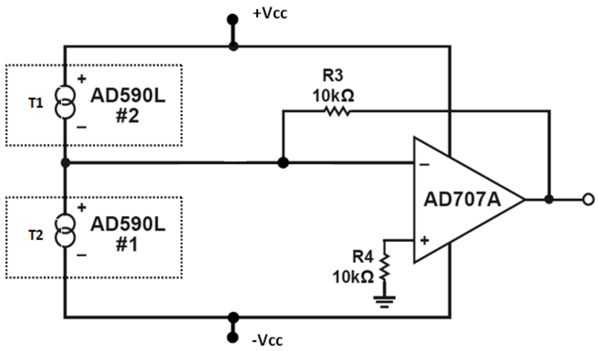
2.

$$CT(G) \Rightarrow \frac{\Delta S}{S} = CT(G)\cdot\Delta T = \pm 150\, ppm$$

$$CT(V_{io}) \Rightarrow \Delta Offset = CT(V_{io})\cdot\Delta T = \pm 200\,\mu V \Rightarrow 40mA$$

$$IMR = 120dB \equiv 10^{-6} \Rightarrow Ruido = \frac{1.5mV_{RMS}}{5mV/A} = 300mA_{RMS}$$

43. Con el circuito de la figura se pretende obtener una tensión proporcional a la diferencia de temperaturas T1 y T2 utilizando el sensor de temperatura de unión semiconductora AD590L.



DATOS:

$(T_1-T_2)_{MIN}$=0.
$(T_1-T_2)_{MAX}$=100ºC.

1.- Obtenga la expresión de la tensión a la salida del circuito en función de la diferencia de temperaturas (T_1-T_2).

2.- Error en ºC y en ppm FS debido a los siguientes parámetros del AD590L:

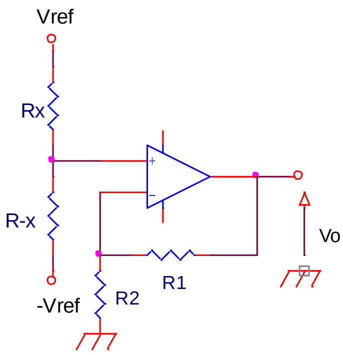
- Error absoluto supuesto que no se ha realizado calibración alguna.
- No linealidad.
- Repetibilidad.
- Rechazo a la fuente de alimentación supuesto ΔV_{cc}= ±1 V y que el circuito se alimenta a ±12 V.

	AD590L			AD590M			
Parameter	**Min**	**Typ**	**Max**	**Min**	**Typ**	**Max**	**Unit**
POWER SUPPLY							
Operating Voltage Range	**4**		30	**4**		30	V
OUTPUT							
Nominal Current Output @ 25°C (298.2K)		298.2			298.2		μA
Nominal Temperature Coefficient		1			1		μA/K
Calibration Error @ 25°C			**±1.0**			**±0.5**	°C
Absolute Error (Over Rated Performance Temperature Range)							°C
Without External Calibration Adjustment			**±3.0**			**±1.7**	°C
With ± 25°C Calibration Error Set to Zero			**±1.6**			**±1.0**	°C
Nonlinearity			**±0.4**			**±0.3**	°C
Repeatability[2]			±0.1			±0.1	°C
Long-Term Drift[3]			±0.1			±0.1	°C
Current Noise		40			40		pA/√Hz
Power Supply Rejection							
$4\,V \le V_S \le 5\,V$		0.5			0.5		μA/V
$5\,V \le V_S \le 15\,V$		0.2			0.2		μA/V
$15\,V \le V_S \le 30\,V$		0.1			0.1		μA/V

Resultados:

1. $Vo=10^{-2}(T_2-T_1)$ Voltios.
2. Error absoluto AD590L=±3ºC→±3·√2ºC en la medida de (T_2-T_1) y →±3·√2·10^4ppm de FE.
   No Linealidad AD590L=±0.4ºC→±0.4·√2ºC en la medida de (T_2-T_1) y →±0.4·√2·10^4ppm de FE.
   Repetibilidad AD590L=±0.1ºC→±0.1·√2ºC en la medida de (T_2-T_1) y →±0.1·√2·10^4ppm de FE.
   PSR=±0.2μA/V→±0.2·√2ºC en la medida de (T_2-T_1) y →±0.2·√2·10^4ppm de FE.

44. Para el circuito de la figura obtenga la expresión de la tensión de salida y el error en la medida como consecuencia de las diferentes aportaciones indicadas. Exprese los errores de Offset en unidades de "x" y los de ganancia en ppm de la medida.



- Rx=Ro(1+x), R-x=Ro(1-x), Ro=1KΩ, T(Ro)=±0.2%, 0<x<0.01.
- Vref=5V, T(Vref)=±1%. Al calcular el error por tolerancia, considere que Vref y -Vref tienen siempre el mismo valor absoluto.
- Vio del AO: ±0.5mV.
- R1=10·R2.

Resultados:

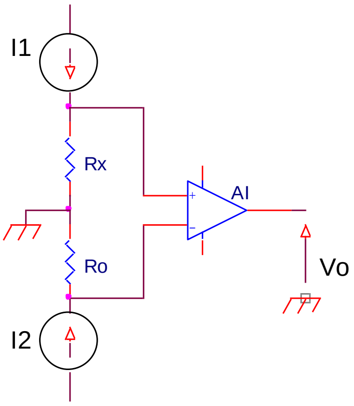
$$Vo = -Vref\cdot(1+\frac{R1}{R2})\cdot x$$

$$T(Ro) \Rightarrow Offset(Unidades\_x) = \frac{T(Ro)}{2}\sqrt{2} = \pm 10^{-3}\cdot\sqrt{2}$$

$$T(Vref) \Rightarrow \Delta Sensibilidad = T(Vref) = \pm 10^{4}\ ppm$$

$$Vio \Rightarrow Offset(Unidades\_x) = \pm 10^{-4}$$

45. En la figura se representa el circuito de acondicionamiento de una galga extensométrica. Obtenga la incertidumbre de ganancia, expresada en ppm de la medida, como consecuencia de los parámetros indicados.



DATOS:

Fuentes de corriente (I1, I2): de valor nominal 1mA y tolerancias ±0.5%.

$Rx=Ro(1+K_l \cdot \varepsilon_l)$, con $K_l=2$ y $\varepsilon_l=1\mu\varepsilon$/Newton.

Tolerancia de $K_l= \pm 2\%$.

Ro de valor nominal 500Ω y tolerancia ±0.2%, tanto la de Rx como la del resistor fijo.

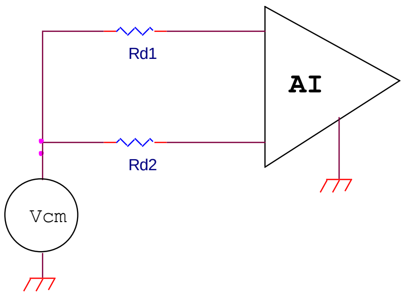
Corriente de polarización del AI ±10nA.

Resultado supuestas las aportaciones incorreladas:

$$\frac{\Delta S}{S} = \pm\sqrt{(\frac{\Delta I1}{I1})^2 + (\frac{\Delta Ro}{Ro})^2 + T(K_l)^2 + (\frac{I_B}{I_1})^2} = \pm 0.0207 \equiv \pm 2.07\%$$

46. El amplificador de instrumentación de la figura presenta un CMR para fuente de señal ideal de valor 80dB. Obtenga el CMR real mínimo para la fuente de señal indicada.

DATOS: Rd1=Rd2=1K con tolerancias ±10%. Impedancias de entrada en modo común del AI: Zcm1=Zcm2=100M. Ganancia del AI de valor 50.



Resultado:

$$T(Rd1), T(Rd2) \Rightarrow G_{CM1}\big|_{MAX} = \pm 10^{-4}$$

$$CMR(AI) = 80dB \Rightarrow G_{CM2}\big|_{MAX} = \pm 5 \cdot 10^{-3}$$

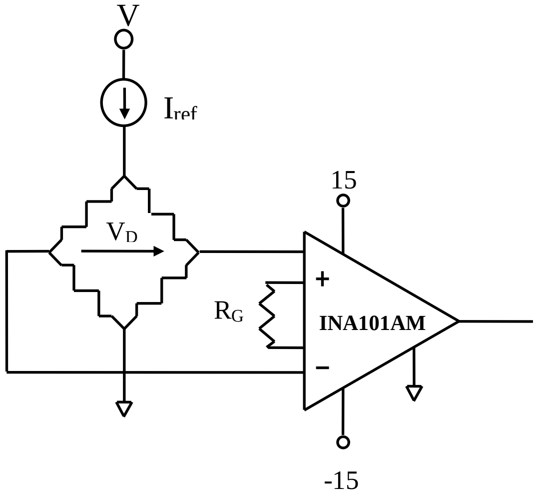
$$CMR(Total) = \frac{G_D}{G_{CM1} + G_{CM2}} = 9804 \equiv 79.82dB$$

47. Para un sistema de adquisición de datos multicanal de muestreo simultáneo con los datos indicados, obtenga la frecuencia máxima de muestreo por canal y la frecuencia máxima de las señales de entrada para que el error máximo por Jitter no supere el error del cuantificador para señales de entrada sinusoidales.

DATOS:
ADC: 16bits, Tc=5µs.
Multiplexor: 8 canales y T_{ESTM}=1µs.
S/H: T_{ADQ}=1µs, T_{ESTH}=0.2µs, J_{Tap}=20ps$_{MX}$.

Resultado:
Frecuencia de muestreo máxima por canal: 20.32Ks/s
Frecuencia de entrada máxima seno: 121.49KHz.

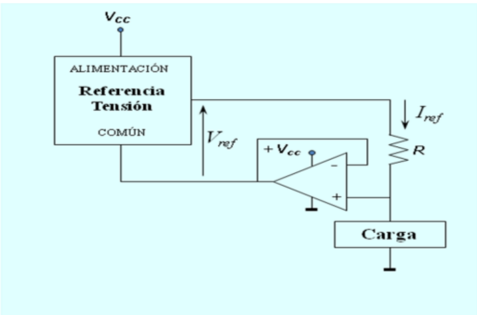
48. La figura presenta un circuito de medida basado en un puente de Wheatstone. Con este circuito se pretende medir una variable genérica “x”, para lo que se dispone de dos sensores R1=Ro(1+x) y R2=Ro(1-x), siendo Ro=100 Ω. Las otras dos resistencias del puente son iguales y de valor Ro. Teniendo en cuenta que la variable a medir (x) puede variar en el siguiente rango: $0 \leq x \leq 8 \cdot 10^{-2}$



a) Determine la posición de los sensores en el puente de forma que la tensión a su salida (V_D) sea lineal y la tensión a la salida del INA101 positiva. Justifique la respuesta.
b) Calcule el valor de la intensidad de la fuente de corriente (I_{ref}) para que la sensibilidad a la salida del puente sea de 125 mV/unidad de x y realice el diseño de la misma sabiendo que para ello se dispone de una referencia de tensión AD586J de 5 V., un amplificador operacional y resistencias de todos los valores que considere necesarios.
c) Calcule la regulación de línea (RL) en A/V y la de carga (RC) en A/Ω de la referencia de corriente diseñada considerando únicamente los parámetros reales de la referencia de tensión (Amplificador operacional y resistencias ideales).

Resultados:

a) Los dos sensores en la misma rama, por ejemplo la derecha, para que la salida sea lineal. Esto consigue que la corriente por los sensores sea constante y de valor $I_{ref}/2$. Arriba R2 y abajo R1, para que la salida sea positiva.
b) $V_D=0.5\cdot I_{ref}\cdot Ro\cdot x=0.125\cdot x \rightarrow Iref=2.5mA$



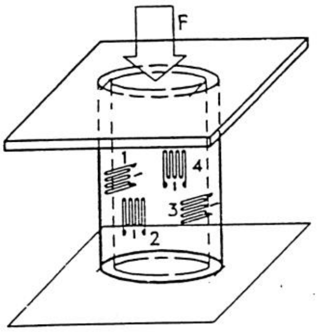
El circuito de la referencia de corriente es el indicado con R=2K.

c)

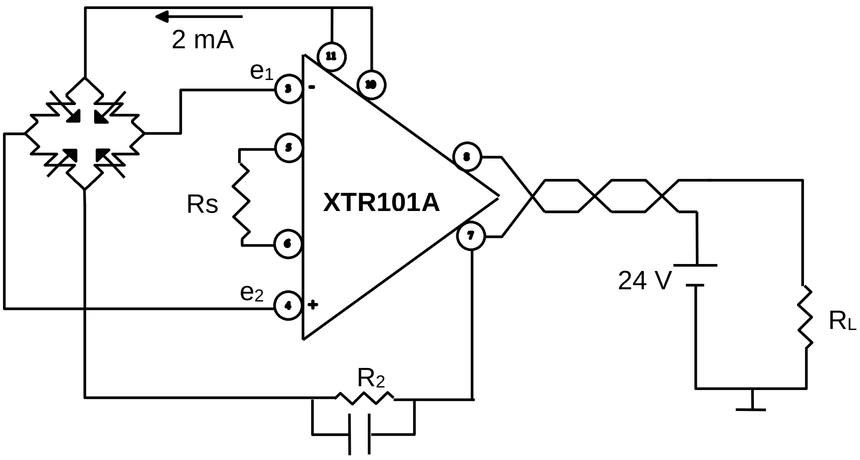
$$RL(I_{ref}) = \frac{RL(V_{ref})}{R} = \pm\frac{100\,\mu V\,/V}{2K} = \pm 5\cdot 10^{-8}(A/V)$$

$$RC(I_{ref}) = \frac{I_{ref}\cdot RL(V_{ref})}{R} = \pm\frac{100\,\mu V\,/V}{2K} = \pm 1.25\cdot 10^{-10}(A/\Omega)$$

49. Para construir una balanza se dispone de la célula de carga mostrada en la siguiente figura. Se supone que en reposo (sin peso) la plataforma sobre la que se colocan los objetos a medir no produce deformación sobre la célula de carga.



La célula de carga se compone de cuatro galgas que se disponen en forma de puente. La información proporcionada por la célula de carga se desea transmitir a distancia mediante un bucle de corriente 4-20 mA. Para ello se utiliza el circuito conversor V/I XTR101 tal y como se muestra en la siguiente figura:



Datos:

- Superficie sobre la que se ejerce la fuerza: S=39.5 cm^2.
- Módulo de Young del cilindro: E = $44\cdot 10^6$ N/m^2
- Coeficiente de Poisson: μ=0.32. (Suponga que este coeficiente relaciona las deformaciones longitudinales y transversales de las galgas situadas en el cilindro).
- El rango de fuerzas a medir está comprendido entre 0 y 500 N.
- Con respecto a las galgas se conocen los siguientes datos: R_0=120 Ω y Factor de galga: K_l=2

a) Suponiendo las galgas ideales indique sobre el puente una posible configuración válida de las galgas que garantice una salida lineal y un correcto funcionamiento del XTR101AG. Determine la expresión de la tensión a la salida del puente en función de la fuerza aplicada F.
b) Calcule el error típico en ppm FS debido a los siguientes parámetros del XTR101AG e indique en cada caso el tipo de error (offset, sensibilidad, etc.):

- Coeficiente de temperatura de la corriente de Offset de salida.
- Coeficiente de temperatura de la tensión de Offset.

DATO: Incremento de temperatura sobre las condiciones de ajuste: ΔT=±30ºC.

c) Determine el error en ppm FS debido a la sensibilidad transversal K_t de las galgas e indique el tipo de error (offset, ganancia, etc.).

DATO: Sensibilidad transversal de la galga: K_t=+0.5% de K_l.

Resultados:

a) Deben sumarse sus aportaciones. Dos posibilidades que ofrecen el mismo resultado:

2	1
3	4

4	3
1	2

La resistencia en las dos ramas del puente es la misma, por lo que la corriente por cada una es de 1mA.

$$Vin = e_2 - e_1 = -\frac{I}{2} Ro\cdot K_l\cdot\varepsilon_l(1+\mu) = \frac{I}{2} Ro\cdot K_l\cdot\frac{1}{S\cdot E}(1+\mu)F = 1.82\cdot 10^{-6}\cdot F$$

b) Se debe suponer que la sensibilidad del XTR se ajusta para cubrir todo el rango de medida, esto es, para Io(F=0)=4mA y Io(F=500N)=20mA. Por lo tanto:
CT(Ioo)=±10.5ppm/ºC FS → ΔIoo=±315ppm FS Offset
CT(Vio)=±0.75µV/ºC → ΔVio=±22.5µV→ΔF=±12.36N→ΔF=±24725ppm FS Offset

c) $$Vin = e_2 - e_1 = -\frac{I}{2} Ro\cdot K_l\cdot\varepsilon_l\cdot(1-K_t\cdot\mu)(1+\mu) = \frac{I}{2} Ro\cdot K_l\cdot\frac{1}{S\cdot E}(1+\mu)F = 1.82\cdot 10^{-6}\cdot(1-K_t\cdot\mu)\cdot F$$

El error se refleja en el factor $(1-K_t\cdot\mu)=(1-3.2\cdot 10^{-3})$ y es un error de sensibilidad de -3200ppm de la medida, normalizado al fondo de escala resulta:

$$\Delta F = \frac{-3.2\cdot 10^{-3}}{500} 10^{6}\cdot F(ppm\_FS)$$

50. Se dispone de 4 galgas colocadas en una célula de carga y con leyes de variación: $Rg1=Rg2=Ro(1+K_l\cdot\varepsilon_l)$ y $Rg3=Rg4=Ro(1-K_l\cdot\varepsilon_l)$.

- Coloque las galgas en un puente y obtenga la expresión de la tensión de salida.
- Si la sensibilidad longitudinal de las galgas presenta un coeficiente de temperatura de +1%/ºC, obtenga la expresión del error en la tensión de salida, indicando si es de offset o de ganancia.
- Calcule el error en la tensión de salida medida producido por el autocalentamiento de las galgas para ε_l=0, si la resistencia térmica de cada galga es de 20ºC/W y Ro presenta un coeficiente de temperatura de 500ppm/ºC. ¿Cómo cambiaría este error para $\varepsilon_l\neq 0$?

DATOS: K_l=2, Alimentación del puente 5V, Ro=1K.
Resultados:

Por ejemplo:

Rg2	Rg3
Rg4	Rg1

$Vo=Vref\cdot K_l\cdot\varepsilon_l$

$Vo=Vref\cdot K_l(1+CT(K_l)\cdot\Delta T)\cdot\varepsilon_l$ Se genera un coeficiente de temperatura en la sensibilidad-ganancia de valor +1%/ºC.

Para ε_l=0, como todas las galgas presentan la misma resistencia y circula la misma corriente, el calentamiento sería igual en todas ellas, por lo que al ser el CT(Ro) un valor fijo y no un rango, se anularía su efecto sobre la tensión de salida. Para $\varepsilon_l \neq 0$, la resistencia de las galgas serían distintas (dos a dos) y por lo tanto el auto-calentamiento, generando derivas de distinta magnitud en las galgas, resultando un error en la medida.

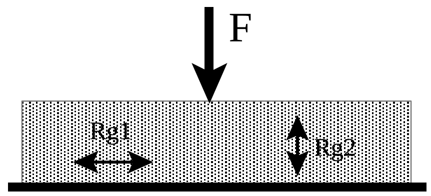
$$\Delta Rg1 = \Delta Rg2 = Ro \cdot CT(Ro) \cdot \Delta T = Ro \cdot CT(Ro) \cdot P_D \cdot Rth = Ro \cdot CT(Ro) \cdot \left(\frac{Vref}{2 \cdot Ro}\right)^2 Ro \cdot (1 + K_l \cdot \varepsilon_l) \cdot Rth$$

$$\Delta Rg3 = \Delta Rg4 = Ro \cdot CT(Ro) \cdot \Delta T = Ro \cdot CT(Ro) \cdot P_D \cdot Rth = Ro \cdot CT(Ro) \cdot \left(\frac{Vref}{2 \cdot Ro}\right)^2 Ro \cdot (1 - K_l \cdot \varepsilon_l) \cdot Rth$$

La parte constante de las variaciones se anularía sobre la tensión de salida, generando un error de sensibilidad, esto es:

$$\Delta Vo \cong \frac{Vref}{4}\left(\frac{\Delta Rg1}{Rg1} - \frac{\Delta Rg4}{Rg4} + \frac{\Delta Rg2}{Rg2} - \frac{\Delta Rg3}{Rg3}\right) = Vref \cdot CT(Ro) \cdot \left(\frac{Vref}{2 \cdot Ro}\right)^2 \cdot Ro \cdot K_l \cdot \varepsilon_l \cdot Rth$$

51. Se dispone de dos galgas situadas en una pieza, tal y como se muestra en la figura. Indique la posición de las dos galgas en un puente de Wheatstone para obtener máxima sensibilidad, anular el efecto del coeficiente de temperatura de su resistencia de reposo y obtener tensión de salida nula con las galgas en reposo. Obtenga el valor de la tensión de salida del puente para una deformación longitudinal de la pieza ε_l=-200με y el error de linealidad introducido por el puente en dicha medida (expresado en με).



DATOS: Sensibilidad longitudinal de las galgas K_l=2, módulo de Poisson de la pieza μ=0.5, alimentación del puente 5V.

Resultados:

Por ejemplo:

$Vo_{Lineal}(\varepsilon_l=-200\mu\varepsilon) = 0.25 \cdot Vref \cdot K_l \cdot \varepsilon_l \cdot (1+\mu) = -0.75mV$

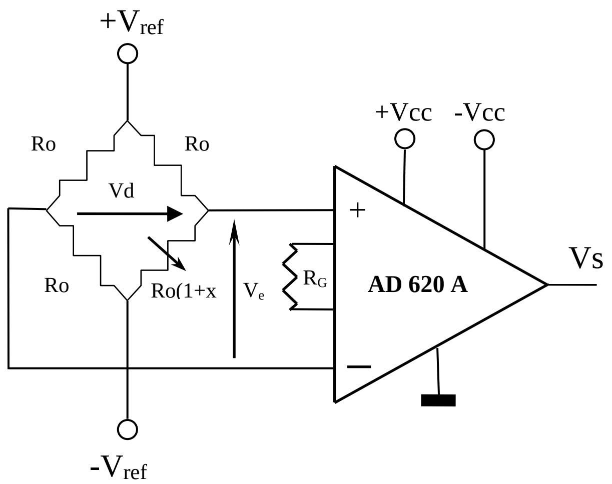
Ro	Rg1
Ro	Rg2

$Vo_{Real}(\varepsilon_l=-200\mu\varepsilon) = -0.750075mV$

Error=7.5·10^{-8}V→-0.02με

52. Para el circuito de la siguiente figura calcule el error debido a:

- Tensión de offset a 25 ºC.
- CMR y PSR del AI.
- Coeficiente de temperatura de R_G.
- Coeficiente de temperatura de la ganancia del AI.
- Error en la expresión de la ganancia del AI.



DATOS:

R_G = 500 Ω, CT(Rg)=±50ppm/ºC

Tensión de entrada: V_{emax} = 50 mV y V_{emin} = 0 mV.

X=10^{-6}·F con F en Newton.

V_{ref} = 5 V.

Características del AD620 A.

ΔT = ±40ºC, ΔV_{cc} = ±1 V.

Resultados:

$Rg=500\Omega \rightarrow G_{AI}=99.8$
$Ve \approx 2\cdot Vref\cdot x/4=2\cdot Vref\cdot 10^{-6}\cdot F/4=2.5\cdot F(\mu V)$

- $Vio(AI)=\pm(30+400/G)=\pm 34\mu V \rightarrow \pm 13.6N$ (Offset)
- La Vcm vista por el AI es prácticamente nula y podría despreciarse su efecto, en cualquier caso (CMR=130dB):

$Vcm=Ve/2=1.25\cdot F(\mu V) \rightarrow \Delta Vio=CMR\cdot Vcm=\pm 3.95\cdot 10^{-7}\cdot F(\mu V) \rightarrow \pm 0.158ppm$ de la medida (sensibilidad)

- $PSR=140dB \rightarrow 10^{-7} \rightarrow \Delta Vio=\pm 0.1\mu V \rightarrow \pm 0.04$Newton (Offset)
- $CT(Rg)=\pm 50ppm/ºC$:

$$\frac{\Delta G_{AI}}{G_{AI}} \cong \frac{1}{G_{AI}}\frac{dG_D}{dR_G}\Delta R_G = \frac{1}{G_{AI}}\left(-\frac{49.4K}{R_G^{\ 2}}\right)\cdot R_G\cdot CT(R_G)\cdot \Delta T = \pm 1980\, ppm$$ Incertidumbre de sensibilidad

- $CT(G_{AI})=-50ppm/ºC \rightarrow \pm 2000ppm$ Incertidumbre de sensibilidad.
- $\Delta G_{AI}/G_{AI}=\pm 0.15\%$ Incertidumbre de sensibilidad.

53. Se dispone de 4 galgas colocadas en una célula de carga con leyes de variación: $R_{G1}= R_{G2}=Ro(1+K\cdot\varepsilon_l)$ y $R_{G3}= R_{G4}=Ro(1-K\cdot\varepsilon_l)$. Colóquelas correctamente en un puente alimentado a Vref y obtenga la sensibilidad de la tensión de salida, y las incertidumbres por CT(Vref), CT(Ro) y CT(K), expresadas en Newton, al medir una fuerza de 500N, supuesta una variación de temperatura sobre el ajuste de +5ºC.
DATOS: Vref=5V, K=3, $\varepsilon_l=3\mu\varepsilon/N$, $CT(Ro)=100\pm 20ppm/ºC$, $CT(K)=50ppm/ºC$, $CT(Vref)=\pm 50ppm/ºC$.
Resultados:

Por ejemplo:

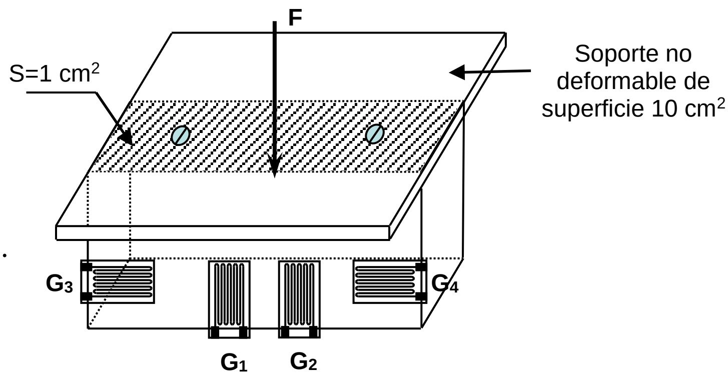
R_{G2}	R_{G3}
R_{G4}	R_{G1}

$Vo=Vref\cdot K\cdot\varepsilon_l\cdot F=45\cdot F(\mu V) \rightarrow$ Sensibilidad=45µV/Newton

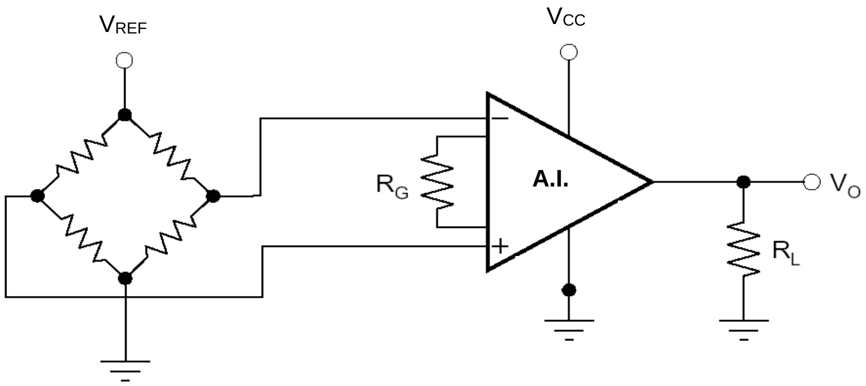
- $CT(Ro) \rightarrow \Delta Vo=\pm 125\cdot\sqrt{4}(\mu V) \rightarrow \pm 5.55$Newton (Offset)
- $CT(Vref) \rightarrow \pm 250ppm$ de la medida $\rightarrow \pm 0.125$Newton
- $CT(K) \rightarrow +250ppm$ de la medida $\rightarrow +0.125$Newton

54. Para el diseño de una balanza electrónica se utiliza una célula de carga que incorpora cuatro galgas dispuestas tal y como se presenta en la figura:

DATOS:
- Módulo de Young: $E = 2\cdot 10^{11}\ N/m^2$
- Factor de galga: K=2
- Coeficiente de Poisson: µ=0.2
- Resistencia nominal: Ro=350Ω
- Rango de fuerzas a medir: 0 a 5000 N.
- Sensibilidad transversal de las galgas despreciable.



Célula de carga.



a) Indique de manera justificada la posición de cada galga sobre el puente de Wheatstone de la figura anterior.
b) Determine la condición de linealidad de la tensión a la salida del puente. Supuesto que se cumple la condición de linealidad obtenida, determine la expresión de la tensión Vo a la salida del amplificador de instrumentación en función de la fuerza aplicada F.
c) Calcule el máximo valor de tensión V_{REF} con la que se puede alimentar el puente supuesto que la máxima potencia que pueden disipar cada una de las galgas es de 20 mW.

Resultados:
a) Por ejemplo la configuración indicada que genera tensiones de salida positivas.

R_{G2}	R_{G3}
R_{G4}	R_{G1}

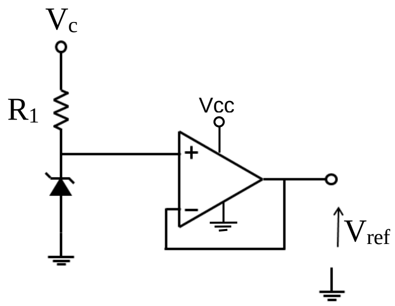
b) $Ve_{AI} = -V_{REF}\dfrac{K\cdot\varepsilon_l\cdot(1+\mu)}{2+K(\varepsilon_l+\varepsilon_t)}$ Condición de linealidad:$(\varepsilon_l+\varepsilon_t)=\varepsilon_l(1-\mu)<<1$ $\quad Ve_{AI} = -V_{REF}\dfrac{K\cdot\varepsilon_l\cdot(1+\mu)}{2}$

$$\varepsilon_l = -\frac{F}{S\cdot E} \rightarrow Ve_{AI} = \frac{V_{REF}}{2}K(1+\mu)\frac{F}{S\cdot E} = 6\cdot 10^{-8}\cdot V_{REF}\cdot F$$

c) Podemos despreciar, para el cálculo de la potencia disipada, las variaciones de la resistencia de las galgas. Por lo que la potencia disipada es:

$$P_D = \left(\frac{V_{REF}}{2}\right)^2\frac{1}{Ro} \le 20\cdot 10^{-3}W \rightarrow V_{REF} \le 5.29V$$

55. Obtenga la regulación de línea en ppm/V y el coeficiente de temperatura de la referencia en ppm/°C.



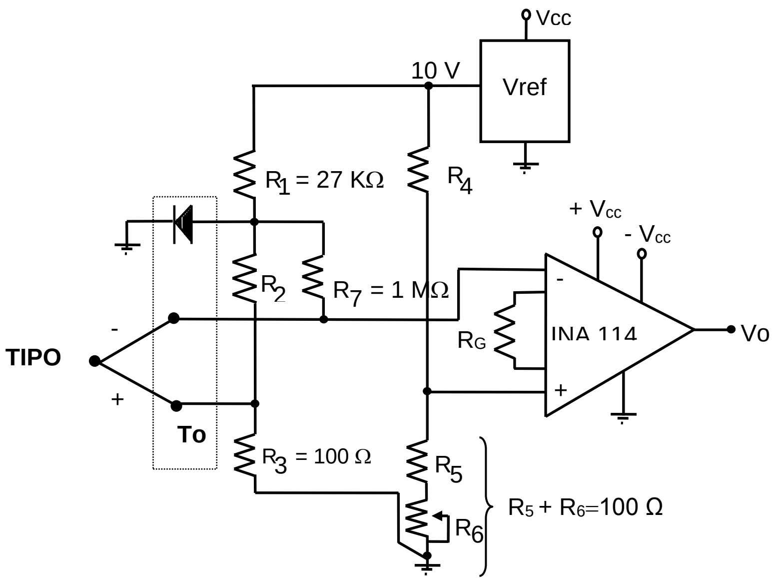
DATOS: CMRR=90 dB, PSRR=100 dB, V_{IO}=±10 µV, CT(V_{IO})=±0.1 µV/°C, I_B=±10 nA, CT(I_B)= ±0.1 nA/°C, V_z=6.3 V, CT(V_z)= ±1000ppm/°C, r_z= 1 Ω, V_{cc}=10 V, R_1=1K.

$$\Delta Vcc \Rightarrow \Delta Vref = \Delta Vcc\frac{r_z}{r_z+R_1} \Rightarrow RL(Vref) = \frac{1}{Vz}\frac{r_z}{r_z+R_1} = +158.7\,ppm/V$$

$$\Delta Vcc \Rightarrow \Delta Vio = \Delta Vcc(PSR+\frac{CMR}{2}) \Rightarrow RL(Vref) = \frac{1}{Vz}(PSR+\frac{CMR}{2}) = \pm 2.97\,ppm/V\,(v.aleatorias)$$

$$\Delta T \Rightarrow CT(Vref) = CT(Vz) + \frac{CT(Vio)}{Vz} + \frac{CT(I_B)\cdot(r_z // R_1)}{Vz} = \pm 1000\,ppm/^{o}C$$

56. Se dispone de un termopar tipo E para medir en un determinado proceso temperaturas comprendidas entre -50 y 800ºC, que se acondiciona según el circuito de la figura.



a) Calcule el valor de R_2 y R_4 para compensar la unión fría del termopar teniendo en cuenta que se desea que para la temperatura mínima a medir (-50ºC), la tensión a la entrada del amplificador de instrumentación sea 0 V. Obtenga la sensibilidad en μV/ºC a la entrada del amplificador de instrumentación.

DATOS:
- Sensibilidad del termopar: 70 μV/ºC.
- Coeficiente de temperatura del diodo: $CT(V_D)$= -2.1 mV/ºC
- Tensión del diodo a 25ºC: V_D(25ºC)= 0.6 V

b) Determine el error en ºC y en ppm FS debido a la regulación de línea de la referencia de tensión de 10 V. Indique el tipo de error (Offset, ganancia, NL) que produce en la medida de la temperatura.

DATOS:
-Variación de la tensión de alimentación: ΔV_{cc}=±1V.
-Regulación de línea de la referencia de tensión: RL = ±200 ppm/V

Resultados:

a) $$Ve(T) = Vref\,\frac{R_5+R_6}{R_5+R_6+R_4} + \alpha(T-To) - (0.6V - 2.1mV/{}^{o}C(To-25))\frac{R_3}{R_3+R_2 // R_7}$$

R_2=3.15K, R_4=42.2K, Sensibilidad=70μV/ºC

b) Error de offset ±0.068ºC → ±79ppm de FE.

$$\Delta Ve = \Delta Vref\,\frac{R_5+R_6}{R_5+R_6+R_4} = RL(Vref)\cdot Vref\cdot\Delta Vcc\cdot\frac{R_5+R_6}{R_5+R_6+R_4} \rightarrow Error({}^{o}C) = \frac{\Delta Ve}{\alpha}$$

57. Una galga extensométrica es polarizada con una corriente de 2mA. Obtenga la incertidumbre en la medida de la deformación, expresada en με, como consecuencia de los siguientes parámetros reales.

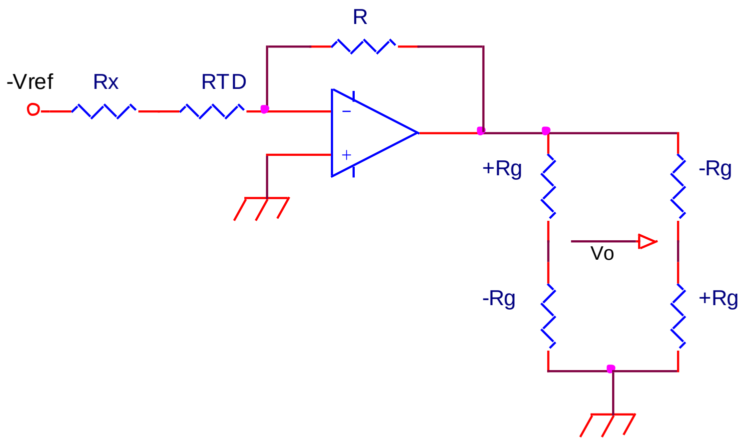
Datos. Tolerancia de Ro: T(Ro)=±0.2%; CT(Ro)=±100ppm/ºC; Tolerancia de la sensibilidad de la galga: T(K)=±0.5%, Ro=200Ω, K=2; Resistencia térmica de la galga: Rth=50ºC/W.

Resultados:
$Vo=I\cdot Ro\cdot(1+K\cdot\varepsilon_l)$→Sensibilidad=0.8μV/με
T(Ro)→±1000με Offset y ±2000ppm de la medida→$\Delta\varepsilon=\pm1000\pm2\cdot10^{-3}\cdot\varepsilon$ (με)
T(K)→Incertidumbre Sensibilidad=±5000ppm de la medida.
Auto-calentamiento:$\Delta T=Ro\cdot I^2\cdot Rth \rightarrow \Delta Vo=Ro\cdot CT(Ro)\cdot\Delta T\cdot I$=±1.6μV→±2με de offset.

58. Se dispone de una célula de carga formada por 4 galgas según la figura. La sensibilidad longitudinal de dichas galgas es función de la temperatura y sigue la expresión $K_l=K\cdot(1+\beta T)$, con K=2 y β=200ppm/ºC. Para reducir el error en la medida generado por las variaciones de temperatura, se recurre al uso de un RTD y al circuito mostrado en la figura. Calcule el valor de Rx para anular los efectos de la temperatura, y la sensibilidad obtenida a la salida del puente expresada en μV/με.

DATOS: R=5K, Vref=1V, coeficiente de temperatura del RTD α=0.00385ºC^{-1} y resistencia a 0ºC Ro=100Ω. $+Rg=Ra(1+K_l\cdot\varepsilon_l)$ y $-Rg=Ra(1-K_l\cdot\varepsilon_l)$.

NOTA: Se debe suponer que todo el circuito se encuentra a una misma temperatura.



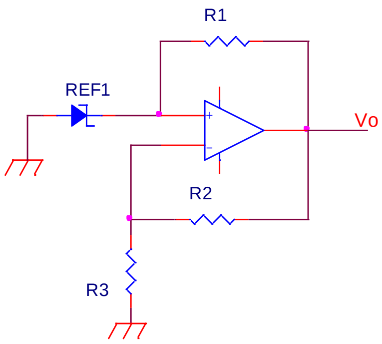
$$Vo = \frac{Vref \cdot R}{Rx + Ro(1+\alpha T)} K \cdot (1+\beta T) \cdot \varepsilon_l = \frac{Vref \cdot R}{(Rx+Ro)(1+\frac{Ro \cdot \alpha}{Rx+Ro} T)} K \cdot (1+\beta T) \cdot \varepsilon_l$$

$$\beta = \frac{Ro \cdot \alpha}{Rx + Ro} \Rightarrow Rx = 1825\Omega$$

$$Vo = \frac{Vref \cdot R}{Rx + Ro} K \cdot \varepsilon_l = 5.19 \cdot \varepsilon_l$$

Sensibilidad a la salida 5.19µV/µε.

59. Dibuje el circuito de una referencia de tensión auto regulada basada en una referencia gap de 1.2V y que proporcione a su salida una tensión de 5V.
a) Calcule los valores de todas las resistencias para asegurar que la referencia gap se polariza con una corriente de 100µA y que la corriente por las otras dos resistencias del circuito es también de 100µA.
b) Determine las tensiones mínimas de alimentación del AO y la resistencia de carga mínima (R_L) si la corriente máxima que puede proporcionar el AO es de 10mA. Suponga el AO ideal.



$$Vo = V_{REF1}(1+\frac{R2}{R3}) = 5V \Rightarrow \frac{R2}{R3} = 3.167$$

a)

$$I_{REF1} = \frac{Vo - V_{REF1}}{R1} = 0.1mA \Rightarrow R1 = 38K$$

$$I_{R2,R3} = \frac{Vo}{R2+R3} = 0.1mA \Rightarrow R2 + R3 = 50K$$

$$R3 = 12K; R2 = 38K$$

b) Debemos calcular las tensiones en las entradas y la salida del AO.

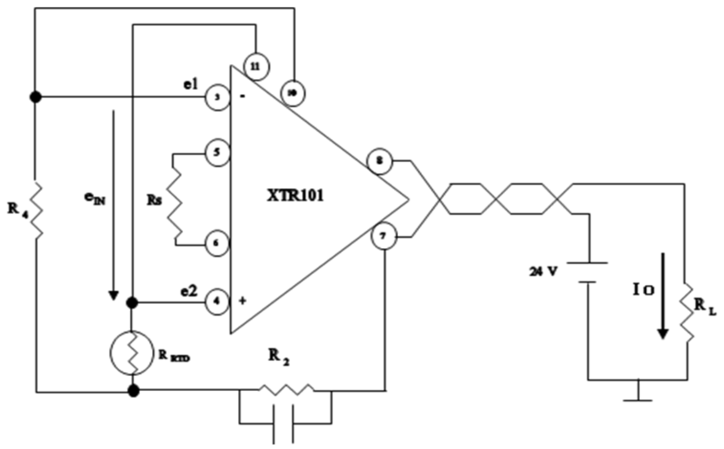
$V^+=V^-=V_{REF1}=1.2V$

Vo=5V

Como el AO es ideal, podría alimentarse con tensión 5V en Vcc y 1.2V en Vss, de esta manera se cumple que todas las tensiones se encuentran entre los límites de alimentación. En un caso real y según las características del AO, puede ser necesario ampliar el margen de las alimentaciones para cumplir las limitaciones de sus características.

$$I_{oAO} = \frac{Vo}{R2+R3} + \frac{Vo - V_{REF1}}{R1} + \frac{Vo}{R_L} \le 10mA \Rightarrow R_L \ge 568\Omega$$

60. En la figura se muestra el circuito de acondicionamiento de un RTD en salida de bucle 4-20mA.
a) Compruebe que las tensiones de entrada, alimentación (V8-V7) y la de los terminales de las fuentes de corriente, se encuentran dentro de los límites indicados por el fabricante.
b) Calcule la longitud máxima de los cables y el error que se produce para esta longitud máxima como consecuencia del PSR de entrada del XTR101, supuesto el circuito ajustado a error nulo cuando su corriente de salida son 4mA.



Datos:
25ºC≤T≤150ºC; Sensibilidad e_{IN}=0.385mV/ºC
RTD: Ro=100Ω, α=0.385Ω/ºC.
R_L=100Ω; R_4=109.62Ω; R_2=2K5
Resistencia de los cables 0.2Ω/m, longitud 20 m.
Hojas de características del XTR101.

Solución:
a) De las hojas de características se obtienen las siguientes limitaciones:
11.6V≤V8-V7≤40V
4V≤V3-V7, V4-V7≤6V
0≤V10-V7, V11-V7≤V8-V7-3.5V

V8-V7=24V-Io(R_L+2·Rc)→21.84≤V8-V7≤23.56 (Correcto)
V3=I·R_4+2·I·R_2=5.11V (Correcto)
V4=I·R_{RTD}+2·I·R_2 →5.11≤V4≤5.158 (Correcto)
V10=V3=5.11V<21.84-3.5=18.34 (Correcto)
V11=V4<5.158<21.84-3.5=18.34 (Correcto)

b) V8-V7=24V-Io(R_L+2·Rc)=11.6V→Rc<260Ω→1300 metros de distancia.

Δ(V8-V7)=ΔIo·(R_L+2·Rc)=16mA·620Ω=9.92V
PSR=125dB→ΔV_{IO}=PSR·Δ(V8-V7)=±0.56μV/V·9.92V=±5.58μV→±0.0145ºC

61. Ejemplo uso tablas del termopar, cálculo de coeficiente Seebeck y de la no linealidad.

TABLE 7 ***Type J Thermocouple*** *— thermoelectric voltage as a function of temperature (°C); reference junctions at 0 °C*

J°C

Thermoelectric Voltage in Millivolts

°C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	°C
0	0.000	0.050	0.101	0.151	0.202	0.253	0.303	0.354	0.405	0.456	0.507	0
10	0.507	0.558	0.609	0.660	0.711	0.762	0.814	0.865	0.916	0.968	1.019	10
20	1.019	1.071	1.122	1.174	1.226	1.277	1.329	1.381	1.433	1.485	1.537	20
30	1.537	1.589	1.641	1.693	1.745	1.797	1.849	1.902	1.954	2.006	2.059	30
40	2.059	2.111	2.164	2.216	2.269	2.322	2.374	2.427	2.480	2.532	2.585	40
50	2.585	2.638	2.691	2.744	2.797	2.850	2.903	2.956	3.009	3.062	3.116	50
60	3.116	3.169	3.222	3.275	3.329	3.382	3.436	3.489	3.543	3.596	3.650	60
70	3.650	3.703	3.757	3.810	3.864	3.918	3.971	4.025	4.079	4.133	4.187	70
80	4.187	4.240	4.294	4.348	4.402	4.456	4.510	4.564	4.618	4.672	4.726	80
90	4.726	4.781	4.835	4.889	4.943	4.997	5.052	5.106	5.160	5.215	5.269	90
100	5.269	5.323	5.378	5.432	5.487	5.541	5.595	5.650	5.705	5.759	5.814	100
110	5.814	5.868	5.923	5.977	6.032	6.087	6.141	6.196	6.251	6.306	6.360	110
120	6.360	6.415	6.470	6.525	6.579	6.634	6.689	6.744	6.799	6.854	6.909	120
130	6.909	6.964	7.019	7.074	7.129	7.184	7.239	7.294	7.349	7.404	7.459	130
140	7.459	7.514	7.569	7.624	7.679	7.734	7.789	7.844	7.900	7.955	8.010	140
150	8.010	8.065	8.120	8.175	8.231	8.286	8.341	8.396	8.452	8.507	8.562	150
160	8.562	8.618	8.673	8.728	8.783	8.839	8.894	8.949	9.005	9.060	9.115	160
170	9.115	9.171	9.226	9.282	9.337	9.392	9.448	9.503	9.559	9.614	9.669	170
180	9.669	9.725	9.780	9.836	9.891	9.947	10.002	10.057	10.113	10.168	10.224	180
190	10.224	10.279	10.335	10.390	10.446	10.501	10.557	10.612	10.668	10.723	10.779	190

Margen de medida de temperatura: 10≤Tc≤200ºC.
Sensibilidad calculada respecto a puntos finales:
α_{Jc}=(10.779-0.507)/190=54.06µV/ºC
Expresión para interpretar la función de transferencia tras compensar unión fría:
Vo(Tc)=507µV+54.06·(Tc-10)(µV)→Tc=10+(Vo(Tc)-507µV)/54.06µV/ºC
No linealidad respecto a puntos finales: Tendríamos que buscar el error máximo, pero aquí suponemos que se encuentra en el punto medio del rango ≈Error a 105ºC=5.541mV-Vo(105ºC)=-0.102mV≈-1.9ºC

Margen de temperatura unión fría: 0≤Ta≤50ºC
Sensibilidad calculada respecto a puntos finales:
α_{Ja}=2.585/50=51.7µV/ºC
Expresión para compensar unión fría:
Vo(Ta)= 51.7·Ta (µV)
Error compensación unión fría ≈Error a 25ºC=1.277mV-Vo(Ta=25ºC)=-15.5µV≈-0.3ºC