

**ESCUELA TECNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES
Y DE TELECOMUNICACION**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



INSTRUMENTACION ELECTRÓNICA DE COMUNICACIONES
(5º Curso Ingeniería de Telecomunicación)

Tema IV: Ruidos e interferencias: Técnicas de reducción.
(Ejercicios resueltos)

José María Drake Moyano
Dpto. de Electrónica y Computadores
Santander, 2005

Problema 4.1: Análisis de ruido de un amplificador de instrumentación

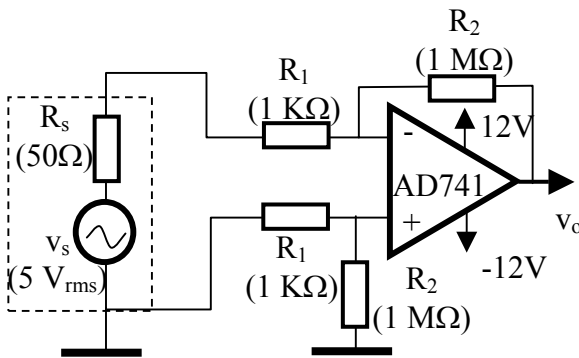
Se necesita amplificar la señal que genera un transductor, que tiene un valor máximo de $5 V_{rms}$, una impedancia interna de 50Ω y un espectro frecuencial inferior a 200 Hz . Para ser procesada por convertidor A/D, que posee un rango dinámico de $\pm 10V$. Y para ello se tiene que diseñar un amplificador diferencial de $A_d=1000$.

Diseñar el amplificador utilizando alternativamente los amplificadores operacionales AD741, TL081 y con el amplificador de instrumentación AD522.

Para cada uno de ellos, realizar una estimación de los niveles ruidos que se generan y en particular, determinar:

- El nivel rms de ruido en la entrada del A/D.
- La relación señal/ruido que se consigue y
- El número máximo de bits en el convertidor compatible con el ruido que se genera.

a) Diseño utilizando el amplificador AD741.



Diseño ideal:

$$A_d = -R_2/R_1 = 1000 \quad (R_s \ll R_1)$$

$$v_{opp} = 5 mV_{rms} \cdot 2\sqrt{2} \cdot 1000 = 14.14 V_{pp}$$

$$\text{Rango dinámico} = V_{cc} - V_{EE} - 2V = 22 V$$

$$BW = \alpha f_T = R_1/(R_1+R_2) f_T = f_T/1001 = 1 \text{ KHz}$$

Ruido rms a la salida del amplificador:

$$v_{orms} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[e_{no}^2 \left(f_{ce} \text{Ln}\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + 1.57 f_H - f_L \right) + (R_p^2 + R_n^2) i_{mvo}^2 \left(f_{ci} \text{Ln}\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + 1.57 f_H - f_L \right) + 4kT(R_p + R_n)(1.57 f_H - f_L) \right]^{1/2}$$

siendo:

$$f_H = BW = 1 \text{ KHz} \quad f_L = 10 \text{ Hz}$$

$$e_{no}^2 = 4 \cdot 10^{-16} \text{ V}^2 / \text{Hz} \quad f_{ce} = 1 \text{ KHz}$$

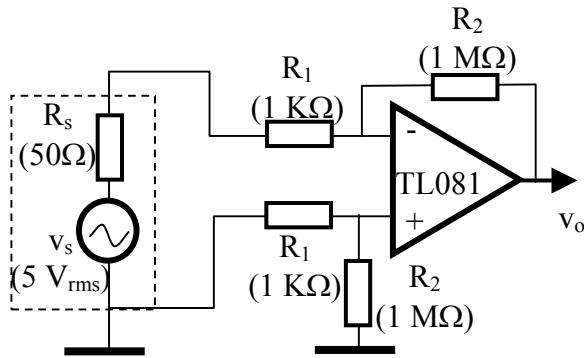
$$i_{no}^2 = 3.0 \cdot 10^{-25} \text{ A}^2 / \text{Hz} \quad f_{ci} = 3 \text{ KHz}$$

$$R_p = R_n = R_1 // R_2 = R_1 = 1 \text{ K}\Omega$$

$$v_{orms} = 1001 \sqrt{2.46 \cdot 10^{-12} + 9.21 \cdot 10^{-15} + 5.16 \cdot 10^{-15}} = 1.6 mV_{rms}$$

$$SNR = \frac{10 mV}{1.6 mV / 1000} = 6250 = 76 \text{ dB} \quad 20 \times 2^{-(N+1)} > 3 \times 1.6 \cdot 10^{-3} \Rightarrow N < 11.024 \text{ bits}$$

b) Diseño utilizando el amplificador TL081.



$$f_T = 4 \text{ MHz}$$

$$BW = \alpha f_T = R_1 / (R_1 + R_2) \quad f_T = f_T / 1001 = 4 \text{ KHz}$$

$$f_H = BW = 4 \text{ KHz} \quad f_L = 10 \text{ Hz}$$

$$e_{no}^2 = 5.2 \cdot 10^{-16} \text{ V}^2 / \text{Hz} \quad f_{ce} = 0.1 \text{ KHz}$$

$$i_{no}^2 = 0 \text{ A}^2 / \text{Hz}$$

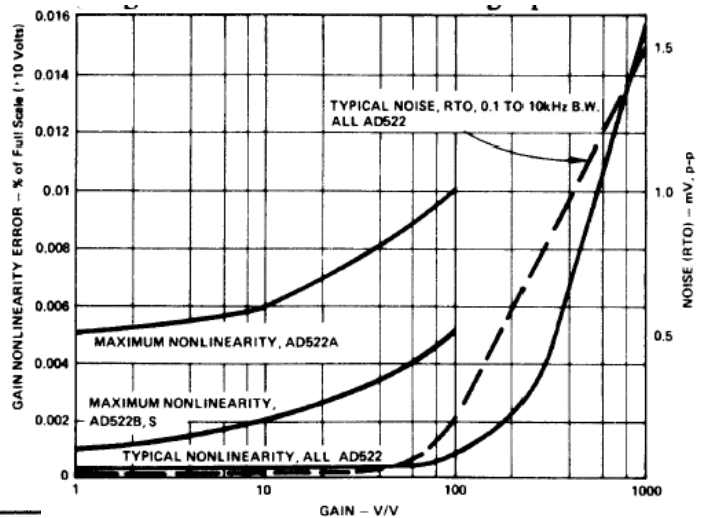
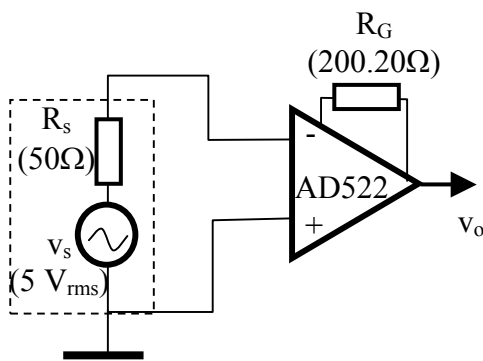
$$R_p = R_n = R_1 // R_2 = R_1 = 1 \text{ K}\Omega$$

$$v_{onrms} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[e_{no}^2 (1.57 f_H - f_L) + 4kT(R_p + R_n)(1.57 f_H - f_L) \right]^{1/2} =$$

$$= 1001 \sqrt{3.28 \cdot 10^{-12} + 0 + 2.07 \cdot 10^{-14}} = 1.87 \text{ V}_{rms}$$

Es del mismo orden de magnitud que en el caso del AD741.

c) Diseño utilizando el amplificador de instrumentación AD522.



NOISE	
Voltage Noise, RTI (see Fig. 4)	
0.1Hz to 100Hz (p-p)	
G = 1	15 μ V
G = 1000	1.5 μ V
10Hz to 10kHz (rms)	
G = 1	15 μ V

$$V_{opp}(0.1\text{Hz}-10\text{KHz}) = 1.5 \text{ mV}_{pp} \sim$$

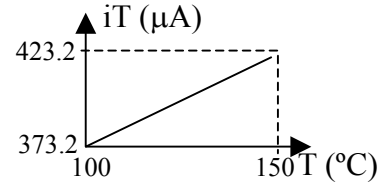
$$\sim 1.5/3 = 0.5 \text{ mV}_{rms}$$

$$SNR = 5 \text{ mV}_{rms} / 0.5 \mu \text{V}_{rms} = 10000 = 80 \text{ dB}$$

Problema 4.2: Ruido en un sistema de instrumentación

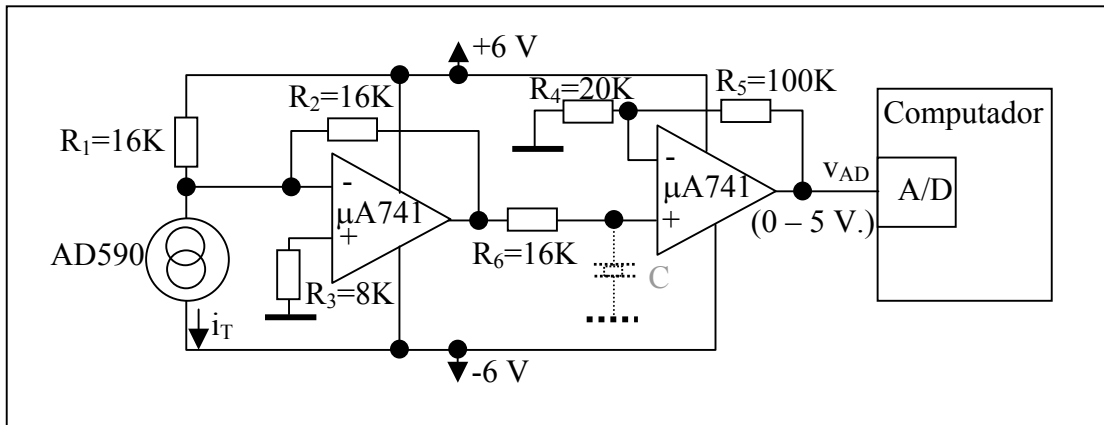
Se desea monitorizar la temperatura de un proceso químico en el rango de 100°C a 150°C desde un computador. Para ello se utiliza el transductor de Analog Device de tipo AD590I. Siempre que el transductor esté polarizado con más de 4 V, se comporta como una fuente de corriente de valor dependiente de la temperatura:

$$\text{Para } v_T > 4 \text{ Voltios} \Rightarrow i_T = 273.2 (\mu A) + T * 1 (\mu A / ^\circ C)$$



El computador está dotado con un convertor A/D de rango 0-5 V.

Para adaptar la intensidad de salida del transductor aprovechando el máximo del rango del convertor A/D, se ha propuesto el siguiente circuito de adaptación.



Desde el punto de vista funcional:

$$v_{AD} = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) R_2 \left(i_T - \frac{V_{CC}}{R_1}\right) = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) R_2 \left(273.2 \cdot 10^{-6} + 1(\mu A / ^\circ C) 10^{-6} T - \frac{V_{CC}}{R_1}\right)$$

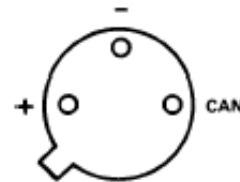
Para este sistema:

- Determinar el valor rms de ruido en V_{AD} si consideramos como ruido las componentes de frecuencia superior a 0.1 Hz.
- Determinar la resolución del convertor A/D si deseamos que el ruido sea inferior a la mitad correspondiente al bit menos significativo.
- Optimizar las resistencias para minimizar el ruido sin cambiar la funcionalidad del circuito. ¿Cuanto será el valor rms de ruido en el convertor A/D?
- Hasta cuanto se podría reducir el nivel de ruido si se buscara amplificadores operacionales de muy bajo ruido.
- Determinar cual deberá ser el condensador C si la frecuencia de muestreo nunca va a superar las 10 muestras/s. ¿Cuanto será el valor rms de ruido en el convertor A/D?

FEATURES

Linear Current Output: 1 $\mu\text{A}/\text{K}$
 Wide Range: -55°C to $+150^\circ\text{C}$
 Probe Compatible Ceramic Sensor Package
 Two Terminal Device: Voltage In/Current Out
 Laser Trimmed to $\pm 0.5^\circ\text{C}$ Calibration Accuracy (AD590M)
 Excellent Linearity: $\pm 0.3^\circ\text{C}$ Over Full Range (AD590M)
 Wide Power Supply Range: +4 V to +30 V
 Sensor Isolation from Case
 Low Cost

PIN DESIGNATIONS



BOTTOM VIEW

PRODUCT DESCRIPTION

The AD590 is a two-terminal integrated circuit temperature transducer that produces an output current proportional to absolute temperature. For supply voltages between +4 V and +30 V the device acts as a high impedance, constant current regulator passing 1 $\mu\text{A}/\text{K}$. Laser trimming of the chip's thin-film resistors is used to calibrate the device to 298.2 μA output at 298.2K ($+25^\circ\text{C}$).

The AD590 should be used in any temperature sensing application below $+150^\circ\text{C}$ in which conventional electrical temperature sensors are currently employed. The inherent low cost of a monolithic integrated circuit combined with the elimination of support circuitry makes the AD590 an attractive alternative for many temperature measurement situations. Linearization circuitry, precision voltage amplifiers, resistance measuring circuitry and cold junction compensation are not needed in applying the AD590.

In addition to temperature measurement, applications include temperature compensation or correction of discrete components, biasing proportional to absolute temperature, flow rate measurement, level detection of fluids and anemometry. The AD590 is available in chip form making it suitable for hybrid circuits and fast temperature measurements in protected environments.

The AD590 is particularly useful in remote sensing applications. The device is insensitive to voltage drops over long lines due to its high impedance current output. Any well insulated twisted pair is sufficient for operation hundreds of feet from the receiving circuitry. The output characteristics also make the AD590 easy to multiplex: the current can be switched by a CMOS multiplexer or the supply voltage can be switched by a logic gate output.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD590 is a calibrated two terminal temperature sensor requiring only a dc voltage supply (+4 V to +30 V). Costly transmitters, filters, lead wire compensation and linearization circuits are all unnecessary in applying the device.
2. State-of-the-art laser trimming at the wafer level in conjunction with extensive final testing ensures that AD590 units are easily interchangeable.
3. Superior interface rejection results from the output being a current rather than a voltage. In addition, power requirements are low (1.5 mWs @ 5 V @ $+25^\circ\text{C}$.) These features make the AD590 easy to apply as a remote sensor.
4. The high output impedance ($>10\text{ M}\Omega$) provides excellent rejection of supply voltage drift and ripple. For instance, changing the power supply from 5 V to 10 V results in only a 1 μA maximum current change, or 1°C equivalent error.
5. The AD590 is electrically durable: it will withstand a forward voltage up to 44 V and a reverse voltage of 20 V. Hence, supply irregularities or pin reversal will not damage the device.

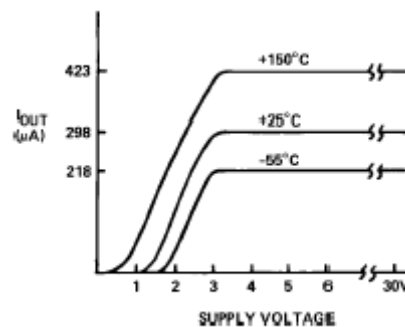


Figure 2. V-I Plot

AD590—SPECIFICATIONS (@ +25°C and $V_S = +5$ V unless otherwise noted)

Model	AD590J			AD590K			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS							
Forward Voltage (E+ or E-)			+44			+44	Volts
Reverse Voltage (E+ to E-)			-20			-20	Volts
Breakdown Voltage (Case E+ or E-)			±200			±200	Volts
Rated Performance Temperature Range ¹	-55	+150		-55	+150		°C
Storage Temperature Range ¹	-65	+155		-65	+155		°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)			+300			+300	°C
POWER SUPPLY							
Operating Voltage Range	+4	+30		+4	+30		Volts
OUTPUT							
Nominal Current Output @ +25°C (298.2K)		298.2			298.2		µA
Nominal Temperature Coefficient		1			1		µA/K
Calibration Error @ +25°C			±5.0			±2.5	°C
Absolute Error (Over Rated Performance Temperature Range)							
Without External Calibration Adjustment			±10			±5.5	°C
With +25°C Calibration Error Set to Zero			±3.0			±2.0	°C
Nonlinearity			±1.5			±0.8	°C
Repeatability ²			±0.1			±0.1	°C
Long-Term Drift ³			±0.1			±0.1	°C
Current Noise	40			40			µA/√Hz
Power Supply Rejection							
+4 V ≤ V_S ≤ +5 V		0.5			0.5		µA/V
+5 V ≤ V_S ≤ +15 V		0.2			0.2		µA/V
+15 V ≤ V_S ≤ +30 V		0.1			0.1		µA/V
Case Isolation to Either Lead		10 ⁰			10 ⁰		Ω
Effective Shunt Capacitance		100			100		pF
Electrical Turn-On Time		20			20		µs
Reverse Bias Leakage Current ⁴ (Reverse Voltage = 10 V)		10			10		pA
PACKAGE OPTIONS							
TO-52 (H-03A)		AD590JH			AD590KH		
Flatpack (F-2A)		AD590JF			AD590KF		

NOTES

¹The AD590 has been used at -100°C and +200°C for short periods of measurement with no physical damage to the device. However, the absolute errors specified apply to only the rated performance temperature range.

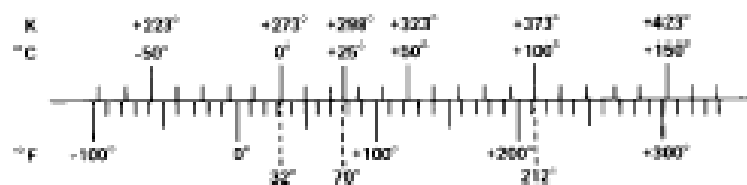
²Maximum deviation between +25°C readings after temperature cycling between -55°C and +150°C; guaranteed, not tested.

³Conditions: constant +5 V, constant +125°C; guaranteed, not tested.

⁴Leakage current doubles every 10°C.

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in **boldface** are tested on all production units.



TEMPERATURE SCALE CONVERSION EQUATIONS

$$^{\circ}\text{C} = \frac{5}{9} (^{\circ}\text{F} - 32) \quad \text{K} = ^{\circ}\text{C} + 273.15$$

$$^{\circ}\text{F} = \frac{9}{5} ^{\circ}\text{C} + 32 \quad ^{\circ}\text{R} = ^{\circ}\text{F} + 459.7$$

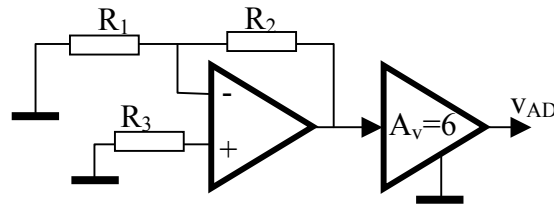
a) Determinar el valor rms de ruido en V_{AD} si consideramos como ruido las componentes de frecuencia superior a 0.1 Hz.

Existe tres fuentes de ruido:

- El amplificador OA1 y sus resistencias asociadas
- El amplificador OA2 y sus resistencias asociadas
- El transductor

Calculamos independientemente las componente de cada fuente en V_{AD}

1) Amplificador 1:



$$BW_2 = 1\text{MHz}/6 = 1.67 \cdot 10^5 \text{ Hz}$$

$$v_{AD1rms} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) A \left[e_{no}^2 \left(f_{ce} \text{Ln} \left(\frac{f_H}{f_L} \right) + 1.57 f_H - f_L \right) + \left(R_p^2 + R_n^2 \right) i_{nwo}^2 \left(f_{ci} \text{Ln} \left(\frac{f_H}{f_L} \right) + 1.57 f_H - f_L \right) + 4kT(R_p + R_n)(1.57 f_H - f_L) \right]^{1/2}$$

siendo:

$$f_L = 0.1 \text{ Hz} \quad BW_1 = R_1 / (R_1 + R_2) * 1\text{MHz} = 5.0 \cdot 10^5 \text{ Hz}$$

$$\frac{1}{BW_{AD1}} = 1.1 \sqrt{\left[\frac{1}{BW_1} \right]^2 + \left[\frac{1}{BW_2} \right]^2} \Rightarrow BW_{AD1} = 1.44 \cdot 10^5 \text{ Hz} \Rightarrow$$

$$NEF_1 = 1.57 BW_{AD1} = 2.26 \cdot 10^5 \text{ Hz}$$

$$R_p = R_3 = 8\text{K}\Omega \quad R_n = R_1 // R_2 = 8\text{K}\Omega$$

$$e_{nv}^2 = 4.0 \cdot 10^{-16} \text{ (V}^2/\text{Hz)} \quad f_{ce} = 200 \text{ Hz}$$

$$i_{nv}^2 = 3.0 \cdot 10^{-25}$$

$$\text{(A}^2/\text{Hz)}$$

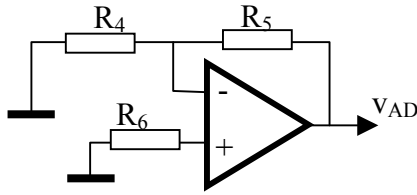
$$f_{ci} = 2 \text{ KHz}$$

$$T = 25^\circ = 398^\circ\text{K}$$

$$4kT = 1.66 \cdot 10^{-20} \text{ V}^2/\Omega\text{Hz}$$

$$v_{AD1rms} = 2 \times 6 \sqrt{9.16 \cdot 10^{-11} + 9.77 \cdot 10^{-12} + 5.95 \cdot 10^{-11}} = 0.15 \text{ mV}$$

2) Amplificador 2

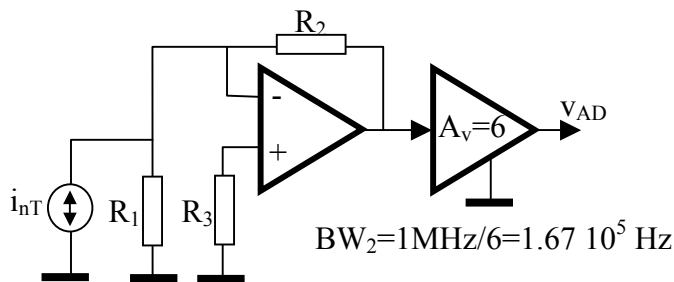


en este caso

$$\begin{aligned}
 f_L &= 0.1 \text{ Hz} & BW_2 &= R_4 / (R_4 + R_5) * 1 \text{ MHz} = 1.67 \cdot 10^5 \text{ Hz} \\
 NEF_2 &= 1.57 * BW_2 = 2.67 \cdot 10^5 \text{ Hz} \\
 R_p &= R_6 = 16 \text{ K}\Omega & R_n &= R_4 / R_5 = 16.7 \text{ K}\Omega \\
 e_{nv}^2 &= 4.0 \cdot 10^{-16} \text{ (V}^2/\text{Hz)} & f_{ce} &= 100 \text{ Hz} \\
 i_{nv}^2 &= 3.0 \cdot 10^{-25} \text{ (A}^2/\text{Hz)} & f_{ci} &= 2 \text{ KHz} \\
 T &= 25^\circ = 398^\circ \text{K} & 4kT &= 1.66 \cdot 10^{-20} \text{ V}^2/\Omega\text{Hz}
 \end{aligned}$$

$$v_{AD2nrms} = 6 \sqrt{1.110^{-10} + 4.65 \cdot 10^{-11} + 1.4110^{-10}} = 0.1 \text{ mV}$$

3) Transductor



En este caso $i_{nT} = 40 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ y juega el mismo papel que i_{nw} del amplificador operacional 1.

$$v_{Trms} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) A_{v2} \sqrt{i_{nT}^2 R_n^2 (1.57 BW_1 - f_L)} = 2 \times 6 \times \sqrt{3.63 \cdot 10^{-8}} = 2.29 \text{ mV}$$

El ruido integrado de las tres fuentes es,

$$v_{nAD} = \sqrt{v_{nAO1rms}^2 + v_{nAO2rms}^2 + v_{nTrms}^2} = \sqrt{0.15^2 + 0.1^2 + 2.29^2} = 2.29 \text{ mV}$$

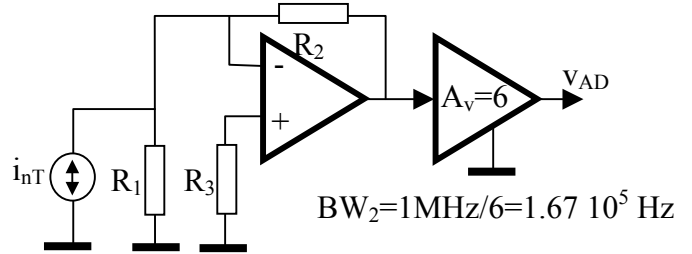
b) Determinar la resolución del conversor A/D si deseamos que el ruido sea inferior a la mitad correspondiente al bit menos significativo.

$$5 \times 2^{-(N+1)} < 3 \times 2.29 \cdot 10^{-3} \Rightarrow N > \frac{\log\left(\frac{5}{3 \times 2.29 \cdot 10^{-3}}\right)}{\log(2)} - 1 = 8.5 \text{ bits}$$

c) Optimizar las resistencias para minimizar el ruido sin cambiar la funcionalidad del circuito. ¿Cuanto será el valor rms de ruido en el conversor A/D?

El ruido se debe principalmente al generado por el transductor, por lo que debemos incidir en aquellas resistencias de las que depende este ruido, esto es de las resistencias

$$v_{Tnrms} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) A_{v2} \sqrt{i_{nT}^2 R_n^2 (1.57 BW_1 - f_L)}$$



Habría que disminuir R1 y R2. Pero estas resistencias no pueden cambiarse si se desea mantener la funcionalidad del circuito, ya que R1 es la que compensa el offset a 100°C y R2 la que proporciona la ganancia para que a 150°C la salida sea aproximadamente el fondo de escala.

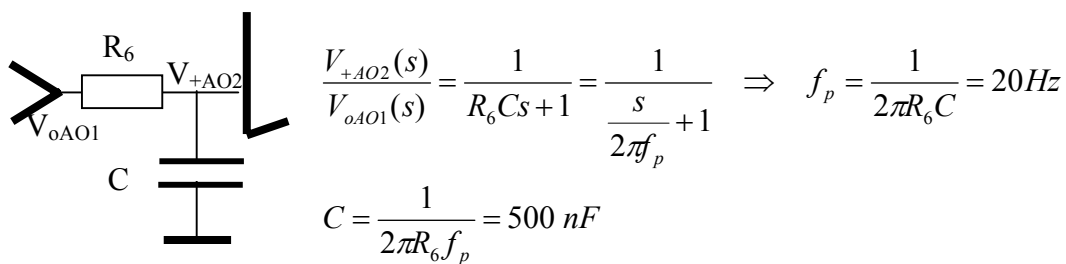
Luego no puede disminuirse el ruido modificando las resistencias.

d) Hasta cuanto se podría reducir el nivel de ruido si se buscara amplificadores operacionales de muy bajo ruido.

Nada ya que el ruido es prácticamente el debido al transductor.

e) Determinar cual deberá ser el condensador C si la frecuencia de muestreo nunca va superar las 10 muestras/s. ¿Cuanto será el valor rms de ruido en el conversor A/D?

Interpreto que ello significa que se puede limitar la anchura de banda de amplificación a 20 Hz. Luego para reducir el ruido limito la anchura de banda introduciendo un polo con el condensador en esa frecuencia.



El ruido que habría a la entrada del convertido A/D será,

Debido al transductor $v_{Tnrms} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) A_{v2} \sqrt{i_{nT}^2 R_n^2 (1.57 f_p - f_L)} = 0,0215 \text{ mV}$

Debido al AO1: sigue siendo despreciable respecto al del transductor

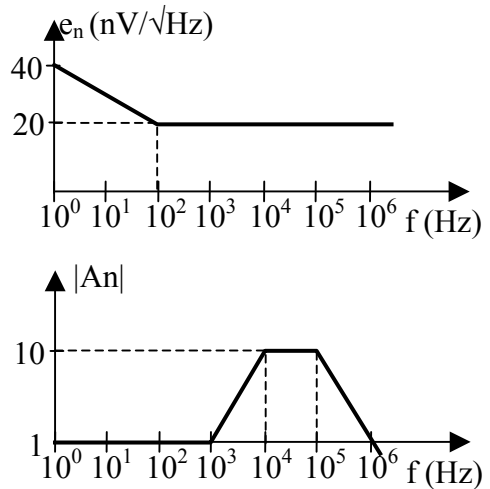
Debido al AO2: no le afecta el condensador a la anchura de banda pero $R_p \sim 0$

$$v_{nAO2rms} = 6 \times \sqrt{1.0 \cdot 10^{-10} + 2.42 \cdot 10^{-11} + 7.18 \cdot 10^{-11}} = 0.085 \text{ mV}$$

Ruido total con condensador: $v_{nTotalms} = \sqrt{0.021^2 + 0.085^2} = 0.087 \text{ mV}$

Problema 4.3: Cálculo de ruido a la salida de un amplificador integrando por tramos.

Estimar el valor rms de tensión a la salida de un amplificador, si la densidad espectral de ruido de tensión a la entrada es la que se muestra en la gráfica superior, y la respuesta frecuencial del amplificador es la que se muestra en la gráfica inferior.



Si la señal de entrada del amplificador es de 0.5 Vpp, determinar el SNR.

Solución

La densidad espectral en la salida del amplificador es,

$$e_{no}^2(f) = |A_n(jf)|^2 e_{ni}^2(f)$$

el valor rms a la salida del amplificador es,

$$E_{norms} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} e_{no}^2(jf) df}$$

La integral la evaluamos por tramos de frecuencia, buscando situaciones ya previamente calculadas:

$$\int_{1\text{Hz}}^{\infty} e_{no}^2(f) df = \int_{1\text{Hz}}^{1\text{KHz}} e_{no}^2(f) df + \int_{1\text{KHz}}^{10\text{KHz}} e_{no}^2(f) df + \int_{10\text{KHz}}^{\infty} e_{no}^2(f) df$$

- a) En el rango ($f_L=1\text{Hz} - f_H=1\text{ KHz}$) nos encontramos un ruido con espectro tipo circuito integrado, (con $f_{ce}=100\text{ Hz}$, $e_{no}=20\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$):

$$E_{no1} = \sqrt{\int_{1\text{Hz}}^{1\text{KHz}} e_{no}^2(f) df} = e_{no} \sqrt{f_{ce} \text{Ln}\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + f_H - f_L} = 0.822\mu V$$

- b) En el rango ($f_L=1\text{KHz} - f_H=10\text{ KHz}$) el ruido es blanco y de valor $e_{no}=20\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, y la ganancia del amplificador se amplifica a razón de 20 dB/dc. Esta situación no ha sido previamente estudiada y debe ser integrada:

$$E_{no2} = \sqrt{\int_{1\text{KHz}}^{10\text{KHz}} e_{no}^2(f) df} = e_{no} \sqrt{\int_{1\text{KHz}}^{10\text{KHz}} \frac{f^2}{10^3} df} = \frac{e_{no}}{10^3} \sqrt{\left[\frac{f^3}{3} \right]_{1\text{KHz}}^{10\text{KHz}}} =$$

$$= 0.02 \cdot 10^{-9} \sqrt{\frac{(10^4)^3}{3} - \frac{(10^3)^3}{3}} = 11.5 \mu V$$

c) A partir de la frecuencia $f_L=1\text{KHz}$ el ruido es blanco y de valor $e_{no}=20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, y el amplificador funciona con ganancia 10 y $BW = 10^5 \text{ Hz}$. Esta situación ya ha sido calculada y el valor rms que resulta es,

$$E_{No3} = \sqrt{\int_{10\text{KHz}}^{\infty} e_{no}^2(f) df} = e_{no} |A_o| \sqrt{1.57 BW - f_L} =$$

$$= 20 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \sqrt{1.57 \cdot 10^5 - 10^4} = 76.7 \mu V$$

El valor rms total en la salida del amplificador será,

$$E_{no} = \sqrt{E_{no1}^2 + E_{no2}^2 + E_{no3}^2} = \sqrt{0.822^2 + 11.5^2 + 76.7^2} = 77.5 \mu V$$

Para calcular la relación señal ruido, debemos obtener el nivel de ruido a la entrada,

$$E_{ni} = \frac{E_{no}}{1} = 77.5 \mu V$$

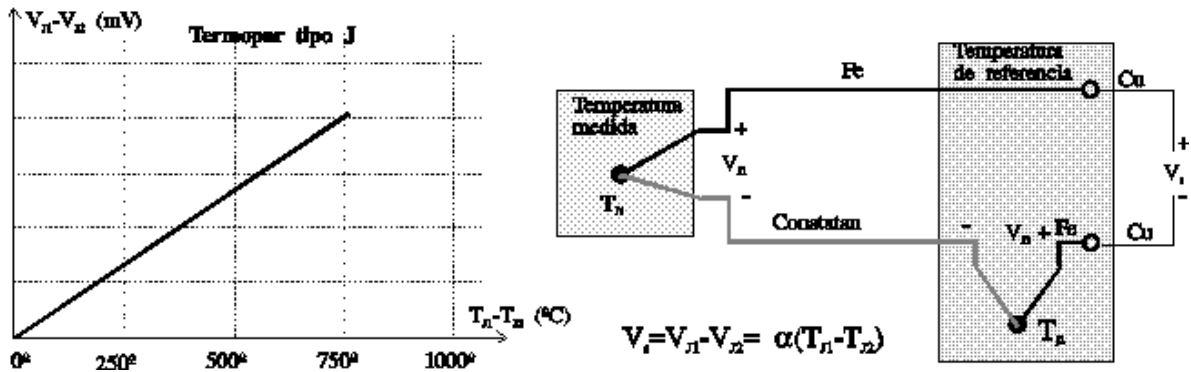
la relación señal ruido es,

$$SNR = 20 \log \frac{E_{srms}}{E_{nirms}} = 20 \log \frac{0.5}{77.5 \cdot 10^{-6}} = 67.2 \text{ dB}$$

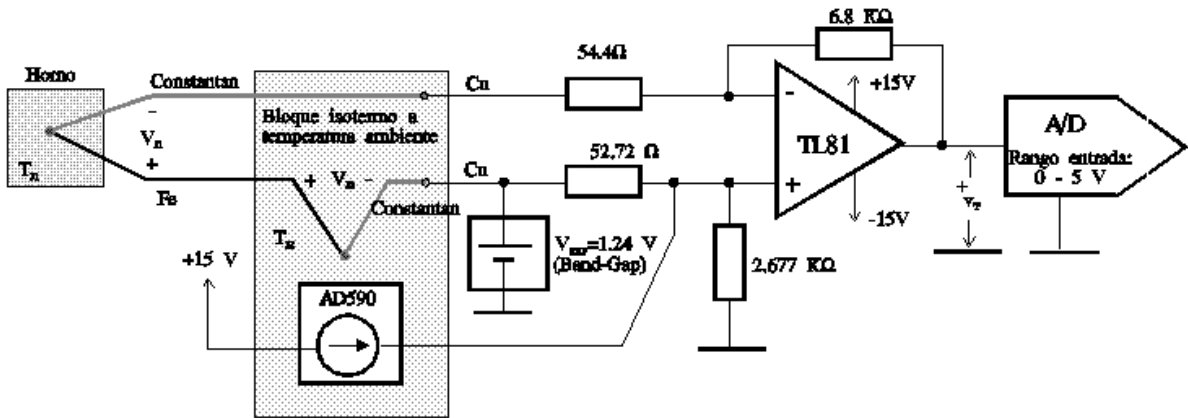
Problema 4.4: Ruido en sistema para la monitorización de la temperatura de un horno.

Se necesita monitorizar la temperatura de un horno de cerámica que opera a temperaturas en el rango 500 - 750 °C. Para ello se utiliza un termopar Hierro-Constantan (ANSI J).

En la gráfica adjunta se muestra la tensión por efecto Seebeck que genera este tipo de termopar. El coeficiente Seebeck α de este tipo de termopar es de $51.7 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ y su impedancia interna despreciable.



Para no necesitar una fuente de temperatura de referencia se utiliza un transductor de temperatura integrado AD590, que genera una intensidad proporcional a la temperatura ($1\mu\text{A}/^\circ\text{C}$) y que opera en el rango de temperatura ambiente ($0^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}$). El circuito de la figura ha sido diseñado para que la tensión de salida sea proporcional a la temperatura que se mide T_{J1} y no dependa de la temperatura de referencia T_{J2} .



El análisis ideal de este sistema ha sido realizado en el problema 2.3:

$$\begin{aligned}
 v_T &= \frac{R_2}{R_1} [v_{J1} - v_{J2} - V_{REF}] + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[V_{REF} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + I_T \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right] \\
 &= \frac{\alpha R_2}{R_1} T_{J1} - \frac{\alpha R_2}{R_1} T_{J2} - V_{REF} \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} + \frac{\beta (R_1 + R_2) R_3 R_4}{R_1 (R_3 + R_4)} (273 + T_{J2}) = \\
 &= 6.4625E - 3 T_{J1} - 1.95E - 4 T_{J2} - 5.65E - 2 \xrightarrow{20^\circ\text{C} < T < 30^\circ\text{C}} 6.4625 \cdot 10^{-3} T_{J1} + 6.132 \cdot 10^{-2}
 \end{aligned}$$

LM113/LM313 Reference Diode

General Description

The LM113/LM313 are temperature compensated, low voltage reference diodes. They feature extremely-tight regulation over a wide range of operating currents in addition to an unusually-low breakdown voltage and good temperature stability.

The diodes are synthesized using transistors and resistors in a monolithic integrated circuit. As such, they have the same low noise and long term stability as modern IC op amps. Further, output voltage of the reference depends only on highly-predictable properties of components in the IC; so they can be manufactured and supplied to tight tolerances.

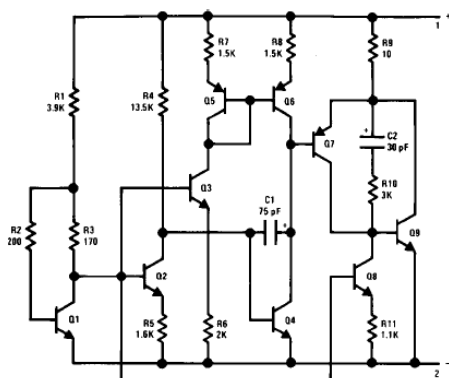
- Dynamic impedance of 0.3Ω from 500 μA to 20 mA
- Temperature stability typically 1% over -55°C to 125°C range (LM113), 0°C to 70°C (LM313)
- Tight tolerance: ±5%, ±2% or ±1%

The characteristics of this reference recommend it for use in bias-regulation circuitry, in low-voltage power supplies or in battery powered equipment. The fact that the breakdown voltage is equal to a physical property of silicon—the energy-band gap voltage—makes it useful for many temperature-compensation and temperature-measurement functions.

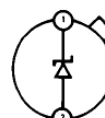
Features

- Low breakdown voltage: 1.220V

Schematic and Connection Diagrams



Metal Can Package



Note: Pin 2 connected to case.
TOP VIEW

Order Number

LM113H, LM113H/883,
LM113-1H, LM113-1H/883,
LM113-2H, LM113-2H/883,
or LM313H
See NS Package Number H02A

Electrical Characteristics (Note 2)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Reverse Breakdown Voltage LM113/LM313	$I_R = 1 \text{ mA}$	1.160	1.220	1.280	V
LM113-1		1.210	1.22	1.232	V
LM113-2		1.195	1.22	1.245	V
Reverse Breakdown Voltage Change	$0.5 \text{ mA} \leq I_R \leq 20 \text{ mA}$		6.0	15	mV
Reverse Dynamic Impedance	$I_R = 1 \text{ mA}$ $I_R = 10 \text{ mA}$		0.2 0.25	1.0 0.8	Ω
Forward Voltage Drop	$I_F = 1.0 \text{ mA}$		0.67	1.0	V
RMS Noise Voltage	$10 \text{ Hz} \leq f \leq 10 \text{ kHz}$ $I_R = 1 \text{ mA}$		5		μV
Reverse Breakdown Voltage Change with Current	$0.5 \text{ mA} \leq I_R \leq 10 \text{ mA}$ $T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$			15	mV
Breakdown Voltage Temperature Coefficient	$1.0 \text{ mA} \leq I_R \leq 10 \text{ mA}$ $T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$		0.01		%/°C

Determinar el error típico y máximo en la temperatura que se genera en una medida aislada con este sistema como consecuencia del ruido presente en la entrada del convertidor A/D. Considerar el ruido introducido por:

- Ruido térmico introducido por las resistencias.
- El el amplificador operacional AD741.
- El de transductor de temperatura AD590 (su hojas características en Problema 4.2)
- La referencia de tensión BandGap (LM113 sus hojas de características se adjuntan)
- El termopar que introduce una apreciable de interferencia de 50Hz que se traduce en una intensidad inducida en el termopar de hasta $1 \mu A_{rms}$.

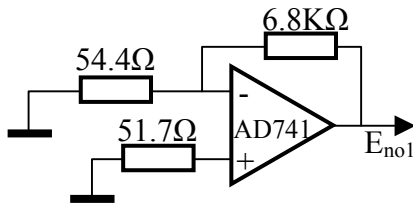
La anchura de banda del amplificador es,

$$f_T = 1 \text{ MHz}$$

$$BW = \alpha f_T = \frac{54.4}{54.4 + 6800} 10^6 = 8 \text{ KHz}$$

En el problema no dan ninguna información sobre el proceso de medida, y suponemos que es un proceso lo suficientemente rápido para que no tenga efecto el ruido rosa del amplificador operacional. Su efecto se considera incluido en los fenómenos de offset.

- Ruido térmico introducido por las resistencias y el amplificador operacional



$$R_p = 52.72\Omega // 2,67K\Omega = 51.7\Omega$$

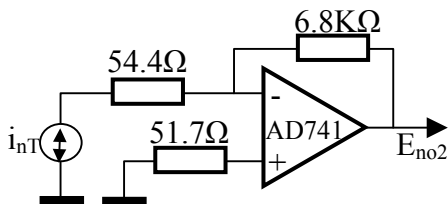
$$R_n = 54.4\Omega // 6,8K\Omega = 54.0\Omega$$

$$E_{no1rms} = \left(1 + \frac{6.8K\Omega}{54.4\Omega_1} \right) \sqrt{e_{no}^2 (1.57 f_H) + (R_p^2 + R_n^2) i_{nwo}^2 (1.57 f_H) + 4kT(R_p + R_n)(1.57 f_H)}$$

siendo, $e_{nv}^2 = 4.0 \cdot 10^{-16} \text{ (V}^2/\text{Hz)}$, $i_{nv}^2 = 3.0 \cdot 10^{-25} \text{ (A}^2/\text{Hz)}$, $f_H = BW = 8 \text{ KHz}$, $T = 25^\circ\text{C}$, $4kT = 1.66 \cdot 10^{-20} \text{ V}^2/\Omega\text{Hz}$

$$E_{no1rms} = 125 \times \sqrt{5.89 \cdot 10^{-12} + 5.87 \cdot 10^{-17} + 2.17 \cdot 10^{-14}} = 0.3 \text{ mV}$$

- Ruido introducido por el transductor de temperatura AD590



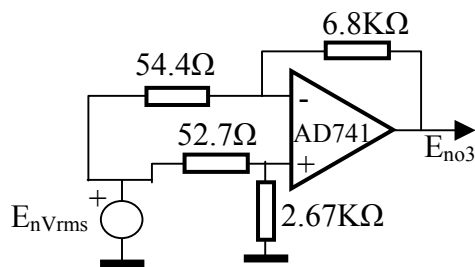
$$v_{Trms} = \left(1 + \frac{6.8K\Omega}{54.4\Omega_1} \right) \sqrt{i_{nT}^2 R_n^2 (1.57 BW)} = 0.03 \text{ mV}$$

siendo: $i_{nT} = 40 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, $BW = 8 \text{ KHz}$

$$R_p = 52.72\Omega // 2,67K\Omega = 51.7\Omega$$

$$R_n = 54.4\Omega // 6,8K\Omega = 54.0\Omega$$

- Ruido introducido por la referencia de tensión LM113.



$$R_n = 54.4\Omega // 6.8K\Omega = 54.0\Omega$$

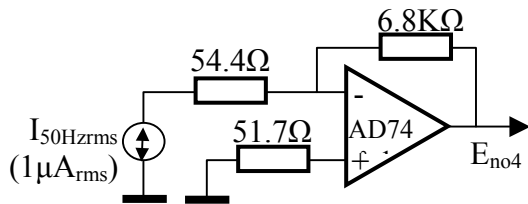
$$R_p = 52.72\Omega // 2.67K\Omega = 51.7\Omega$$

Siendo $E_{nVrms} = 5 \mu V_{rms}$

$$v_{Trms} \approx \left(-\frac{R_2}{R_1} + \frac{(R_2 + R_1)R_4}{R_1(R_3 + R_4)} \right) E_{nVrms} =$$

$$= 0.007 mV$$

- El termopar



$$R_p = 52.72\Omega // 2.67K\Omega = 51.7\Omega$$

$$R_n = 54.4\Omega // 6.8K\Omega = 54.0\Omega$$

$$E_{no4} \approx I_{50Hzrms} R_2 = 1(\mu A_{rms}) 6800 = 6.8 mV_{rms}$$

El ruido rms total sera el que resulta de integrar los cuatro anteriores:

$$E_{no} = \sqrt{E_{no1}^2 + E_{no2}^2 + E_{no3}^2 + E_{no4}^2} = \sqrt{0.3^2 + 0.03^2 + 0.007^2 + 6.8^2} = 6.8 mV_{rms}$$

Como básicamente es un error sinusoidal,

$$E_{nomáximo} = E_{norms} \sqrt{2} = 9.6 mV$$

Como la relación entre T y V_{AD} es: $T = 6.4625 \cdot 10^{-3} T_{J1} + 5.65 \cdot 10^{-2}$

$$\Delta T_{ntípico} = 1 / (6.4625 \cdot 10^{-3}) E_{norms} = 1.05 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\Delta T_{nmáximo} = 1 / (6.4625 \cdot 10^{-3}) E_{nomáximo} = 1.4 \text{ } ^\circ\text{C}$$

