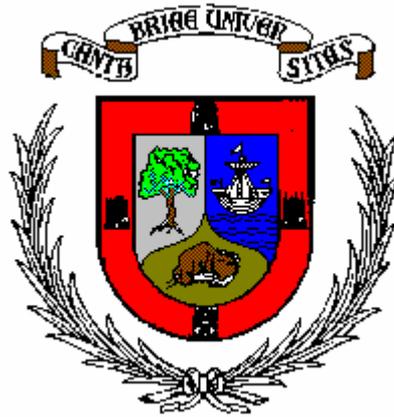


**ESCUELA TECNICA SUPERIOR DE
INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



SOLUCIONES DE EXAMENES
Instrumentación Electrónica de Comunicaciones
(Curso, 2011/2012)



José M^a Drake
CTR (Computadores y Tiempo Real)
Dpto. de Electrónica y Computadores

Comentarios:

Los enunciados de los exámenes proponen siempre un caso real de instrumentación que debe analizarse. Las posibles soluciones están abiertas a muchas suposiciones e interpretaciones, y en definitiva decisiones, que deben ser tomadas durante el análisis. La lógica de estas suposiciones de acuerdo con el enunciado del problema, es un aspecto muy relevante de la evaluación del examen. Todo ello lleva a **que la solución de un examen no es única**, y la que aquí se propone es solo una de las posibles que podría realizarse.

Los documentos que se proporcionan son documentos de trabajo para la corrección de los exámenes, y no fueron hechos para ser publicados, por lo **que tienen algunos errores tipográficos en las ecuaciones y en los cálculos numéricos** que llevan a los resultados numéricos. Estúdialos con espíritu crítico.

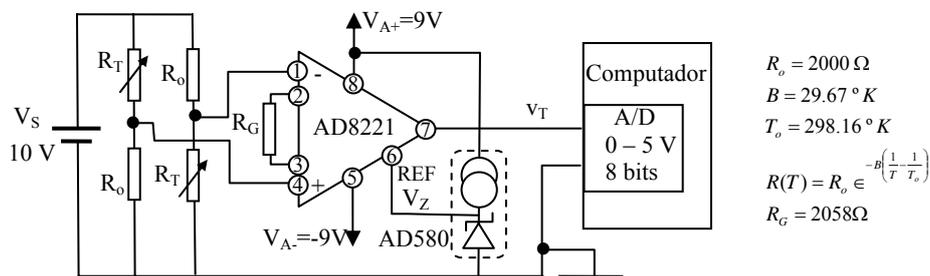
5º curso de Ingeniería de Telecomunicaciones.

En un proceso industrial se necesita medir la temperatura de un elemento del sistema cuyo rango de variación es entre 0°C y 100°C. Para ello se utiliza el sistema de medida que se muestra en la figura y que utiliza un puente resistivo con dos termistores tipo NTC AVX NJ28 conectados térmicamente al elemento del sistema. (En una hoja adjunta se describen sus principales características).

La salida del puente se amplifica con el amplificador de instrumentación AD8221 hasta niveles compatibles con el rango del conversor A/D para las temperaturas del rango de medida. Además, se utiliza un circuito de referencia de tensión (AD580) para introducir un nivel de continua que permita utilizar el rango del conversor. (Se adjuntan unas hojas de características del amplificador AD8221 y de la referencia de tensión AD580)

En la tabla se muestra el pseudo-código que se utiliza para realizar la medida desde el computador. Ofrece dos funciones:

- 1º La función *ajustaOffset()* se utiliza para eliminar los efectos de los offset. Esta función es invocada antes de comenzar a medir y cuando los termistores se han colocado en una fuente térmica de 25°C.
- 2º La función *mideTemperatura()* se invoca para realizar la medida de la temperatura. La función lee 64 veces el conversor v_c y utiliza las medias de estos valores para realizar el cálculo de la temperatura, utilizando un cálculo aproximado basado en el bajo por ciento de variación de la resistencia con la temperatura en este rango. .



$$R_o = 2000 \Omega$$

$$B = 29.67^\circ K$$

$$T_o = 298.16^\circ K$$

$$R(T) = R_o \cdot e^{-B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o} \right)}$$

$$R_G = 2058 \Omega$$

Tabla I: pseudo-código del programa de medida

```

Ad=25; B=29.67; Vs=10.0; NDatos=64; TMuesMS=100; To=25+273.16;
vt25:Float=0.0;
acc:Float =0.0;
vt:Float;
funcion readAD():Float{...} // Retorna la entrada AD en voltios

funcion ajustaOffset(){ // Se ejecuta cuando termistor a 25º
acc=0.0;
for(int i=0;i<NDatos;i++){
acc=acc+readAD();
delay(TMuesMS);
};
vt25=acc/NDatos
}
funcion mideTemperatura():Float{ // Retorna la temperatura expresada en ºC
acc=0.0;
for(int i=0;i<NDatos;i++){ // Mide 64 veces la tensión vT
acc=acc+readAD();
delay(TMuesMS);
};
vt=acc/NDatos; // Calcula la temperatura con el valor medio
// Retorna el valor de la temperatura en ºC
return 1/(Ln(1-2*(vt-vt25)/Ad/Vs)/B+1/To)-273.16;
}
    
```

$$T(^{\circ}C) = \frac{1}{\frac{1}{B} \ln \left[1 - 2 \frac{v_T - v_{T_{25}}}{A_d V_s} \right] + \frac{1}{T_o}} - 273.16$$

Cuestiones:

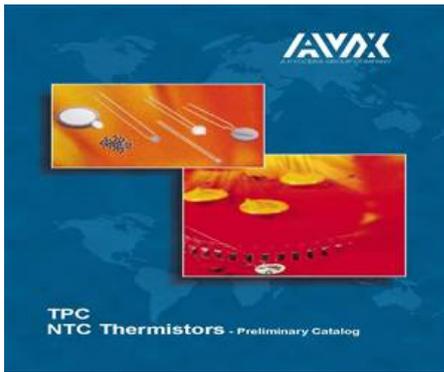
1º) Determinar la incertidumbre para un nivel de confianza del 95% que introduce en la medida de la temperatura la resolución del conversor A/D cuando se mide una temperatura de 50°C.

2º) Si en la fuente de alimentación hay un rizado de 1Vpp de 100Hz, cual es la incertidumbre para un nivel de confianza del 95% que se introduce en la medida de la temperatura de 50°C.

3º) Si la resistencia del amplificador R_G tiene sólo una precisión del 1% cual es el máximo error sistemático que se introduce en la medida de la temperatura de 50°C.

4º) Si los termistores NTC tiene una resistencia térmica de 0.04 °C/mW, cual es el máximo error sistemático cuando se mide en todo el rango de temperaturas (0°C a 100°C) como consecuencia de la potencia eléctrica que se disipa en ellos.

(Todas las cuestiones tienen igual valor)



NTC Thermistor

NTC thermistors are thermally sensitive resistors made from a mixture of Mn, Ni, Co, Cu, Fe oxides. Sintered ceramic bodies of various sizes can be obtained. Strict conditions of mixing, pressing, sintering and metallization ensure an excellent batch-to-batch product characteristics. This semi-conducting material reacts as an NTC resistor, whose resistance decreases with increasing temperature.

This Negative Temperature Coefficient effect can result from an external change of the ambient temperature or an internal heating due to the Joule effect of a current flowing through the thermistor. By varying the composition and the size of the thermistors, a wide range of resistance values (0.1Ω to 1MΩ) and temperature coefficients (-2 to -6% per °C) can be achieved.

Nominal Resistance (R₀): The nominal resistance of an NTC thermistor is generally given at 25°C. It has to be measured at near zero power so that the resultant heating only produces a negligible measurement error.

Sensitivity index (B (°K)): The equation $R = A \exp (B/T)$ may be used as a approximation of the characteristic R (T). B is called the sensitivity index or constant of the material used.

Termistor NJ 28
B(°K)= 29,67

T	T(°K)	R(T) (Ω)
0	273,16	2018,30
25	298,16	2000,00
50	323,16	1984,66
75	348,16	1971,62
100	373,16	1960,40

$$R(T \text{ } ^\circ K) = A \in^{\frac{B}{T \text{ } (^\circ K)}}$$

$$R(T) = R(T_o) \in^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o} \right)}$$

$$R(T) = R_o \in^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{298,16^\circ K} \right)}$$

$$(25^\circ C = 298,16^\circ K)$$



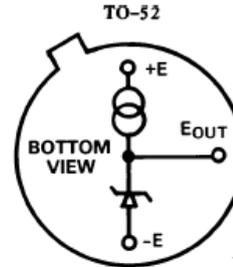
High Precision 2.5 V IC Reference

AD580*

FEATURES

- Laser Trimmed to High Accuracy: 2.500 V \pm 0.4%
- 3-Terminal Device: Voltage In/Voltage Out
- Excellent Temperature Stability: 10 ppm/ $^{\circ}$ C (AD580M, U)
- Excellent Long-Term Stability: 250 μ V (25 μ V/Month)
- Low Quiescent Current: 1.5 mA max
- Small, Hermetic IC Package: TO-52 Can
- MIL-STD-883 Compliant Versions Available

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

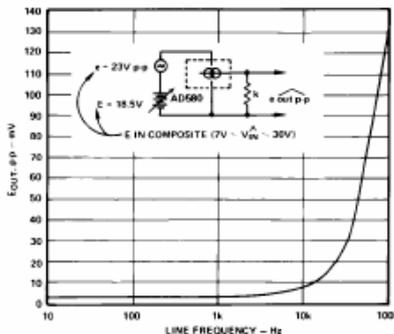


AD580—SPECIFICATIONS (@ $E_H = +15$ V and $+25^{\circ}$ C)

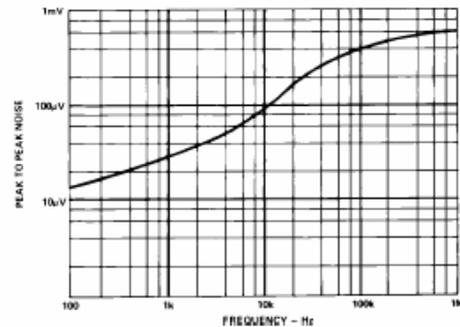
Model	AD580J			Units
	Min	Typ	Max	
OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE (Error from Nominal 2.500 Volt Output)			± 75	mV
OUTPUT VOLTAGE CHANGE T_{MIN} to T_{MAX}			15 85	mV ppm/ $^{\circ}$ C
LINE REGULATION 7 V $\leq V_{IN} \leq 30$ V 4.5 V $\leq V_{IN} \leq 7$ V		1.5 0.3	6 3	mV mV
	LOAD REGULATION $\Delta I = 10$ mA		10	mV
QUIESCENT CURRENT	1.0	1.5		mA
NOISE (0.1 Hz to 10 Hz)		8		μ V (p-p)
STABILITY Long Term Per Month		250 25		μ V μ V
	TEMPERATURE PERFORMANCE Specified Operating Storage	0 -55 -65	+70 +125 +175	$^{\circ}$ C $^{\circ}$ C $^{\circ}$ C
PACKAGE OPTION* TO-52 (H-03A)		AD580JH		

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

- Input Voltage 40 V
- Power Dissipation @ $+25^{\circ}$ C
- Ambient Temperature 350 mW
- Derate above $+25^{\circ}$ C 2.8 mW/ $^{\circ}$ C
- Lead Temperature (Soldering 10 sec) ... $+300^{\circ}$ C
- Thermal Resistance
- Junction-to-Case 100° C
- Junction-to-Ambient 360° C/W



AD580 Line Rejection Plot



Peak-to-Peak Output Noise vs. Frequency

FEATURES

- Available in space-saving MSOP package
- Gain set with 1 external resistor (gain range 1 to 1000)
- Wide power supply range: ± 2.3 V to ± 18 V
- Temperature range for specified performance: -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$

Operational up to 125°C ¹

EXCELLENT AC SPECIFICATIONS

- 80 dB min CMRR to 10 kHz (G = 1)
- 825 kHz -3 dB bandwidth (G = 1)
- 2 V/ μs slew rate

LOW NOISE

- 8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, @ 1 kHz, max input voltage noise
- 0.25 μV p-p input noise (0.1 Hz to 10 Hz)

HIGH ACCURACY DC PERFORMANCE (AD8221BR)

- 90 dB min CMRR (G = 1)
- 25 μV max input offset voltage
- 0.3 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ max input offset drift
- 0.4 nA max input bias current

APPLICATIONS

- Weigh scales
- Industrial process controls
- Bridge amplifiers
- Precision data acquisition systems
- Medical instrumentation
- Strain gages
- Transducer interfaces

CONNECTION DIAGRAM

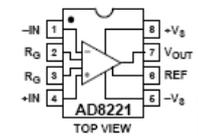


Figure 1. SOIC and MSOP Connection Diagram

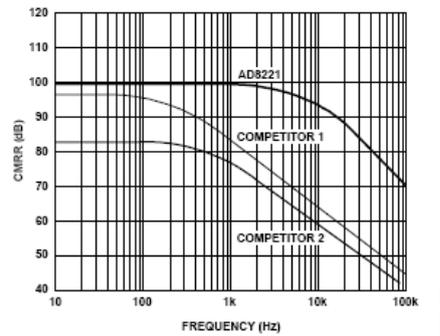


Figure 2. Typical CMRR vs. Frequency for G = 1

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 2. AD8221 Absolute Maximum Ratings

Parameter	Rating
Supply Voltage	± 18 V
Internal Power Dissipation	200 mW
Output Short Circuit Current	Indefinite
Input Voltage (Common-Mode)	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	$\pm V_S$
Storage Temperature	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
Operational* Temperature Range	-40°C to $+125^{\circ}\text{C}$

SPECIFICATIONS

Table 1. $V_S = \pm 15$ V, $V_{\text{REF}} = 0$ V, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$, G = 1, $R_L = 2$ k Ω , unless otherwise noted

Parameter	Conditions	AR Grade			Unit
		Min	Typ	Max	
COMMON-MODE REJECTION RATIO (CMRR)					
CMRR DC to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance	$V_{\text{CM}} = -10$ V to $+10$ V				
G = 1		80			dB
G = 10		100			dB
G = 100		120			dB
G = 1000		130			dB
CMRR at 10 kHz	$V_{\text{CM}} = -10$ V to $+10$ V				
G = 1		80			dB
G = 10		90			dB
G = 100		100			dB
G = 1000		100			dB
NOISE	$RTI\ noise = \sqrt{e_{\text{IN}}^2 + (e_{\text{NO}}/G)^2}$				
Voltage Noise, 1 kHz					
Input Voltage Noise, e_{IN}	$V_{\text{IN+}}, V_{\text{IN-}}, V_{\text{REF}} = 0$		8		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Output Voltage Noise, e_{NO}			75		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
RTI	$f = 0.1$ Hz to 10 Hz				
G = 1			2		μV p-p
G = 10			0.5		μV p-p
G = 100 to 1000			0.25		μV p-p
Current Noise	$f = 1$ kHz		40		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 0.1$ Hz to 10 Hz		6		pA p-p

SPECIFICATIONS

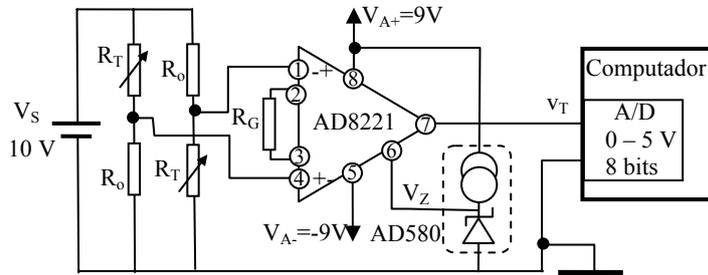
Table 1. $V_S = \pm 15\text{ V}$, $V_{REF} = 0\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $G = 1$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted

Parameter	Conditions	AR Grade			Unit
		Min	Typ	Max	
VOLTAGE OFFSET¹					
Input Offset, V_{OS}	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$ $T = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$		60		μV
Over Temperature			86		μV
Average TC				0.4	
Output Offset, V_{OSO}	$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 15\text{ V}$ $T = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$		300		μV
Over Temperature			0.66		mV
Average TC				6	
Offset RTI vs. Supply (PSR)	$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	$G = 1$	90	110	dB
$G = 10$		110	120	dB	
$G = 100$		124	130	dB	
$G = 1000$		130	140	dB	
INPUT CURRENT					
Input Bias Current	$T = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$		0.5	1.5	nA
Over Temperature				2.0	nA
Average TC			1		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$T = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$		0.2	0.6	nA
Over Temperature				0.8	nA
Average TC			1		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
REFERENCE INPUT					
R_{in}	$V_{IN+}, V_{IN-}, V_{REF} = 0$		20		$\text{k}\Omega$
I_{in}			50	60	μA
Voltage Range			$-V_S$	$+V_S$	V
Gain to Output			1 ± 0.0001		V/V
POWER SUPPLY					
Operating Range	$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	± 2.3		± 18	V
Quiescent Current	$T = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$		0.9	1	mA
Over Temperature			1	1.2	mA

Parameter	Conditions	AR Grade			Unit
		Min	Typ	Max	
DYNAMIC RESPONSE					
Small Signal -3 dB Bandwidth					
$G = 1$			825		kHz
$G = 10$			562		kHz
$G = 100$			100		kHz
$G = 1000$			14.7		kHz
Settling Time 0.01%					
$G = 1$ to 100	10 V Step		10		μs
$G = 1000$			80		μs
Settling Time 0.001%					
$G = 1$ to 100	10 V Step		13		μs
$G = 1000$			110		μs
Slew Rate					
$G = 1$		1.5	2		$\text{V}/\mu\text{s}$
$G = 5$ –100		2	2.5		$\text{V}/\mu\text{s}$
GAIN					
$G = 1 + (49.4\text{ k}\Omega/R_{in})$					
Gain Range		1		1000	V/V
Gain Error					
$V_{OUT} \pm 10\text{ V}$					
$G = 1$				0.03	%
$G = 10$				0.3	%
$G = 100$				0.3	%
$G = 1000$				0.3	%
Gain Nonlinearity					
$V_{OUT} = -10\text{ V to } +10\text{ V}$					
$G = 1$ to 10	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		3	10	ppm
$G = 100$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		5	15	ppm
$G = 1000$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		10	40	ppm
$G = 1$ to 100	$R_L = 2\text{ k}\Omega$		10	95	ppm
Gain vs. Temperature					
$G = 1$			3	10	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
$G > 1^2$				-50	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
INPUT					
Input Impedance					
Differential					
Common Mode					
100 2					
100 2					
GΩ pF					
GΩ pF					
Input Operating Voltage Range ³					
$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 5\text{ V}$					
$-V_S + 1.9$					
$+V_S - 1.1$					
V					
Over Temperature					
$T = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$					
$-V_S + 2.0$					
$+V_S - 1.2$					
V					
Input Operating Voltage Range					
$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 18\text{ V}$					
$-V_S + 1.9$					
$+V_S - 1.2$					
V					
Over Temperature					
$T = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$					
$-V_S + 2.0$					
$+V_S - 1.2$					
V					
OUTPUT					
Output Swing					
$R_L = 10\text{ k}\Omega$					
$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 5\text{ V}$					
$T = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$					
$-V_S + 1.1$					
$+V_S - 1.2$					
V					
Over Temperature					
$T = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$					
$-V_S + 1.4$					
$+V_S - 1.3$					
V					
Output Swing					
$V_S = \pm 5\text{ V to } \pm 18\text{ V}$					
$T = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$					
$-V_S + 1.2$					
$+V_S - 1.4$					
V					
Over Temperature					
$T = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$					
$-V_S + 1.6$					
$+V_S - 1.5$					
V					
Short-Circuit Current					
18					
mA					
TEMPERATURE RANGE					
Specified Performance					
Operational ⁴					
-40					
$+85$					
$^\circ\text{C}$					
-40					
$+125$					
$^\circ\text{C}$					

Solución del Examen

Comportamiento ideal: Ecuaciones directas



$$R_o = 2000 \Omega$$

$$B = 29.67^\circ K$$

$$T_o = 298.16^\circ K$$

$$R(T) = R_o \in^{-B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right)}$$

$$R_G = 2058 \Omega$$

$$v_T = V_Z + A_d V_s \left(\frac{R_o}{R_o + R_T} - \frac{R_T}{R_o + R_T} \right) = V_Z + A_d V_s \left(\frac{R_o - R_T}{R_o + R_T} \right) \approx V_Z + \frac{A_d V_s}{2} \left(1 - \frac{R_T}{R_o} \right)$$

$$R(T) = R_o \in^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right)} \quad A_d = 1 + \frac{49400}{2058} = 25.00$$

$$v_T = V_Z + A_d V_s \left(\frac{1 - \in^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right)}}{1 + \in^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right)}} \right) \approx V_Z + \frac{A_d V_s}{2} \left(1 - \in^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right)} \right)$$

T	T(°K)	R(T) (Ω)	vd(V) Exacto	vd(V) Aprox	% Error	vT(V)
0	273,16	2018,30	-0,04553634	-0,04574464	-0,46%	1,35638402
25	298,16	2000,00	0	0	0,00%	2,5
50	323,16	1984,66	0,03849093	0,03834335	0,38%	3,45858364
75	348,16	1971,62	0,07145324	0,0709463	0,71%	4,27365758
100	373,16	1960,40	0,09999767	0,09900762	0,99%	4,97519038

La ecuación inversa:

$$T(^{\circ} K) = \frac{1}{\frac{1}{B} \ln \left[2 \frac{v_T - V_Z}{A_d V_s} - 1 \right] + \frac{1}{T_o}} \quad \Rightarrow \quad \frac{\partial T}{\partial v_T} = \frac{2T^2}{B A_d V_s} \frac{1}{\left(1 - 2 \frac{v_T - V_Z}{A_d V_s} \right)}$$

Para la temperatura T=50°C=323,16°K, $\left. \frac{\partial T}{\partial v_T} \right|_{T=50^{\circ}C} = 28.4^{\circ} C / V$

1º) Incertidumbre debida al error de cuantización

En la evaluación de una temperatura se introducen errores de cuantización por dos vías. Cuando se lee vT25 para la calibración, y cuando se lee vT para la medida de una temperatura concreta. Dado que ambos procesos de medida son semejantes, los errores de cuantización en vT serán los mismos:

El error de cuantización introducido en vT por el conversor D/A cuando se mide la temperatura de 50°C, es

$$\Delta_{vT} = 5 \times 2^{N+1} = 5 \times 0.00195 = 9.77 \text{ mV} \Rightarrow U_{vT} = \frac{\Delta_{vT}}{\sqrt{3}} = 5.64 \text{ mV}$$

Para el error en la medida de vT25 es similar:

$$\Delta_{vT25} = 5 \times 2^{N+1} = 5 \times 0.00195 = 9.77 \text{ mV} \Rightarrow U_{vT25} = \frac{\Delta_{vT25}}{\sqrt{3}} = 5.64 \text{ mV}$$

La desviación típica de los errores para ambos efectos combinados es:

$$U_{vc} = \sqrt{U_{vT}^2 + U_{vT25}^2} = 5.65\sqrt{2} \text{ mV} = 7.99 \text{ mV}$$

La desviación típica de los errores en cada una de las temperaturas medidas es

$$U_T = \left. \frac{\partial T}{\partial v_T} \right|_{T=25^\circ} U_{vT} = 28.4 \times 0.00799 = 0,23^\circ \text{ C}$$

Como el valor final que se mide es la media de 64 medidas tomadas,

$$I_T(k=2) = \frac{2 \times U_T}{\sqrt{64}} = 0.057^\circ \text{ C}$$

Esta es la incertidumbre de la medida de la temperatura si cada medida se realiza después de una calibración. Si se realiza una única calibración y luego se mide muchas veces una temperatura, la dispersión sólo es afectada por U_{vT} y el efector de U_{vT25} sería un error sistemático para todas ellas.

2º Incertidumbre en la medida de la temperatura que introduce un rizado de 1Vpp en la fuente de alimentación.

Hay dos fuentes por las que afecta el rizado en la fuente de alimentación:

1º) Por el PSR del amplificador operacional.

En las hojas características $A=10 \Rightarrow \text{PSR}=120\text{dB}$ y $A=100 \Rightarrow \text{PSR}=130 \text{ dB}$, tomo $\text{PSR}=125 \text{ dB}$ para $A=50$. Como es referido a la entrada (RTI)

$$\Delta_{vT \text{ PSR}} = \frac{A_v}{\text{PSR}} \Delta_{vA} = \frac{25}{1780000} \times 1 \text{ Vpp} = 1.4 \mu\text{Vpp}$$

2º) El introducido por el regulador de tensión. De las hojas características, su valor está acotado por el dato que la variación de la fuente de tensión entre 7 y 30 V tiene una variación de salida de 1.5 mV. Considerando que la regulación de carga es uniforme en este rango,

$$\Delta_{vT \text{ VZ}} = 1.5 \text{ mV} \frac{1.0 \text{ Vpp}}{30 - 7 \text{ V}} = 0,065 \text{ mVpp}$$

Como ambas fuentes están correlacionadas (tienen la misma fuente)

$$\Delta_{vT} = |\Delta_{vT \text{ PSR}}| + |\Delta_{vT \text{ VZ}}| = 0.0014 \text{ mVpp} + 0.065 \text{ mVpp} = 0.066 \text{ mVpp}$$

$$\Delta_{vT} = 0.066 \text{ mVpp} \frac{1}{2\sqrt{2}} = 0.023 \text{ mVrms}$$

La incertidumbre sobre la medida de la temperatura ($T=50^{\circ}\text{C}$) que introduce estas variaciones de v_T debida al rizado de la fuente de alimentación, teniendo en cuenta que se toman 64 muestras y se da la media como resultado, es

$$I_{T_{\text{rizado}}}(K=2) = \left| \frac{\partial T}{\partial v_T} \right| \frac{\Delta_{v_T}}{\sqrt{64}} = 28.4 \frac{23 \cdot 10^{-6}}{8} = 8.16 \cdot 10^{-5} \text{ } ^{\circ}\text{C}$$

3º) Error sistemático por el 1% de la precisión de la resistencia R_G

$$v_T = V_Z + A_d V_s \left(\frac{1 - \epsilon^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right)}}{1 + \epsilon^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right)}} \right) \quad \Delta_{v_T} = \left| \frac{\partial v_T}{\partial A_d} \right| \Delta_{A_d} = V_s \left(\frac{1 - \epsilon^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right)}}{1 + \epsilon^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right)}} \right) \Delta_{A_d} = \frac{v_T - V_Z}{A_d} \cdot 0.01 A_d = 9.59 \text{ mV}$$

Para la medida de una temperatura de 50°C , el error sistemático debido a la precisión de R_G , es

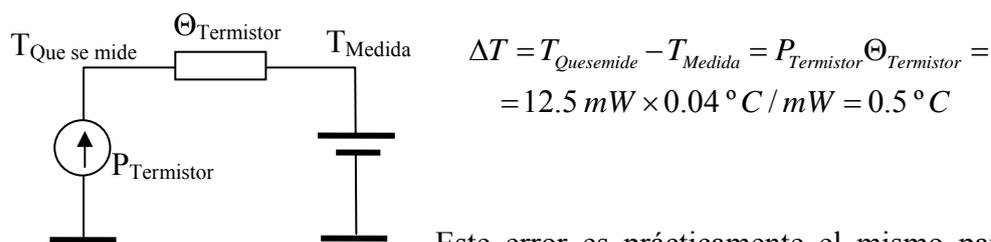
$$\Delta T = \left| \frac{\partial T}{\partial v_T} \right| \Delta_{v_T} = 28.4 \times 0.00959 = 0.27 \text{ } ^{\circ}\text{C}$$

4º) Error sistemático debido al calentamiento interno del termistor

Como consecuencia de la intensidad que fluye por cada termistor, en su interior se disipa una potencia que debe ser disipada, por lo que hay una diferencia entre la temperatura en el interior del termistor que es la que se lee, y la exterior que es la que se quiere medir.

La potencia que se disipa en cada termistor es:

$$P_{\text{Termistor}} = \frac{V_{\text{Termistor}}^2}{R_o} = \frac{\left(\frac{V_s}{2}\right)^2}{R_o} = \frac{V_s^2}{4R_o} = \frac{100}{4 \times 2000} = 12.5 \text{ mW}$$



$$\Delta T = T_{\text{Que se mide}} - T_{\text{Medida}} = P_{\text{Termistor}} \Theta_{\text{Termistor}} = 12.5 \text{ mW} \times 0.04 \text{ } ^{\circ}\text{C} / \text{mW} = 0.5 \text{ } ^{\circ}\text{C}$$

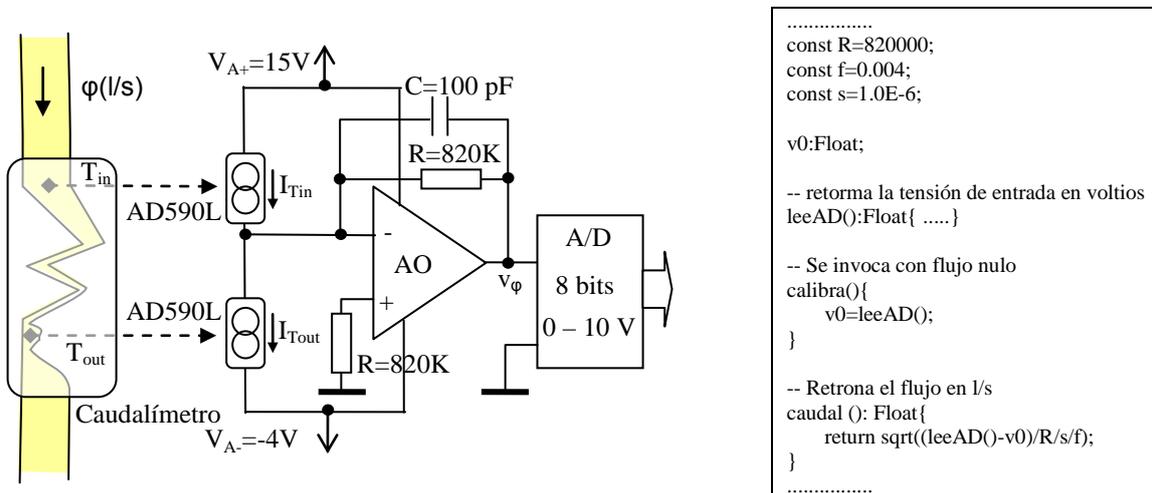
Este error es prácticamente el mismo para cualquier temperatura, y dado que el procedimiento de medida lo ha compensado para 25°C , también lo ha compensado para las restantes temperaturas.

En un caudalímetro, el caudal de un gas se mide en base a la diferencia de temperatura entre el gas que entra y el que sale del mismo. Para la medida del caudal de gas φ (litros/s) en el rango entre 0 y 50 l/s la diferencia de temperaturas es proporcional al cuadrado del caudal;

$$T_{out}-T_{in} = 0.004 * \varphi^2 \text{ (}^\circ\text{C)}$$

Para medir desde un computador el caudal se utiliza el circuito de medida de temperatura diferencial que se muestra en la figura, basado en dos dispositivos AD590L, que cada uno se comporta como una fuente de intensidad proporcional a la temperatura absoluta, y con una sensibilidad de $1 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$ (su hoja de características se adjunta). La resistencia térmica entre el dispositivo y el entorno sin disipador es de $\Theta_{JA}=115^\circ\text{C}/\text{W}$.

La lectura en el computador, se realiza utilizando un convertidor A/D de 8 bits y rango entre 0 y 10. V.



El procedimiento de medida utiliza un procedimiento con calibración. Inicialmente al comenzar una sesión de medida, y manteniendo el anemómetro sin flujo de gas ($\varphi=0$) se invoca la función *calibra()*, posteriormente se realizan las medidas del caudal invocando la función *caudal():Float* que retorna el valor del caudal en l/s.

Para este sistema de medida del caudal del gas, suponiendo que la temperatura del gas (en la entrada es de 25°C , y que se está midiendo una gas que fluye a 50 l/s, determinar:

- 1) Máximo error en la medida del caudal como consecuencia de: a) la resolución del conversor AD; b) como consecuencia de las características del dispositivo AD590L. (4 puntos)
- 2) Cual es la incertidumbre para un nivel de confianza del 95% en la medida del caudal, como consecuencia del ruido que introducen los dispositivos AD590 y las resistencias (suponer ideal el amplificador operacional).(3 puntos)
- 3) Cual es el error máximo que se introduce en la medida del caudal, como consecuencia de la disipación interna de calor en los dispositivos AD590L.(3 puntos)

FEATURES

Linear current output: 1 $\mu\text{A}/\text{K}$
Wide temperature range: -55°C to $+150^\circ\text{C}$
Probe-compatible ceramic sensor package
2-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 CONFIGURATIONS

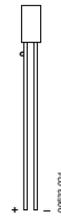


Figure 1. 2-Lead FLATPACK

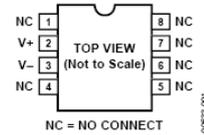


Figure 2. 8-Lead SOIC

AD590L SPECIFICATIONS

25°C and $V_s = 5\text{ V}$, unless otherwise noted.¹

Table 2.

Parameter	AD590L			Unit
	Min	Typ	Max	
POWER SUPPLY				
Operating Voltage Range	4		30	V
OUTPUT				
Nominal Current Output @ 25°C (298.2K)		298.2		μA
Nominal Temperature Coefficient		1		$\mu\text{A}/\text{K}$
Calibration Error @ 25°C			± 1.0	$^\circ\text{C}$
Absolute Error (Over Rated Performance Temperature Range)				$^\circ\text{C}$
Without External Calibration Adjustment			± 3.0	$^\circ\text{C}$
With $\pm 25^\circ\text{C}$ Calibration Error Set to Zero			± 1.6	$^\circ\text{C}$
Nonlinearity			± 0.4	$^\circ\text{C}$
Repeatability ²			± 0.1	$^\circ\text{C}$
Long-Term Drift ³			± 0.1	$^\circ\text{C}$
Current Noise		40		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Power Supply Rejection				
$4\text{ V} \leq V_s \leq 5\text{ V}$		0.5		$\mu\text{A}/\text{V}$
$5\text{ V} \leq V_s \leq 15\text{ V}$		0.2		$\mu\text{A}/\text{V}$
$15\text{ V} \leq V_s \leq 30\text{ V}$		0.1		$\mu\text{A}/\text{V}$
Case Isolation to Either Lead		10^{10}		Ω
Effective Shunt Capacitance		100		pF
Electrical Turn-On Time		20		μs
Reverse Bias Leakage Current (Reverse Voltage = 10 V) ⁴		10		pA

¹ 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 minimum and maximum specifications are guaranteed, although only those shown in **boldface** are tested on all production units.

² Maximum deviation between $+25^\circ\text{C}$ readings after temperature cycling between -55°C and $+150^\circ\text{C}$; guaranteed, not tested.

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

⁴ Leakage current doubles every 10°C .

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 3.

Parameter	Rating
Forward Voltage (E+ or E-)	44 V
Reverse Voltage (E+ to E-)	-20 V
Breakdown Voltage (Case E+ or E-)	$\pm 200\text{ V}$
Rated Performance Temperature Range ¹	-55°C to $+150^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range ¹	-65°C to $+155^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

¹ The AD590 was used at -100°C and $+200^\circ\text{C}$ 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.

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

Solución del examen

Ecuaciones directas:

De acuerdo con el circuito conversor intensidad/tensión:

$$v_{\varphi} = R(I_{T_{out}} - I_{T_{in}}) \quad \text{siendo } R = 820K\Omega$$

De acuerdo con la sensibilidad del conversor intensidad/tensión ($I_T = s \cdot T$):

$$I_T = s \times T \quad \text{siendo } s = 1.0E - 6 \text{ A}/^{\circ}\text{C}$$

de acuerdo con la ecuación del caudalímetro:

$$T_{out} - T_{in} = f \times \varphi^2 \quad \text{siendo } f = 0.004^{\circ}\text{C}/(\text{l/s})^2$$

siendo la ecuación directa:

$$v_{\varphi} = R \times s \times f \times \varphi^2 = 0.00328 \varphi^2$$

La correspondiente ecuación inversa es

$$\varphi = \sqrt{\frac{v_{\varphi}}{R \times s \times f}} = 17.46 \sqrt{v_{\varphi}} \quad \text{siendo, } \frac{\partial \varphi}{\partial v_{\varphi}} = 17.46 \frac{1}{2\sqrt{v_{\varphi}}}$$

Par valores típico de uso los valores de respuesta del sistema son:

φ (l/s)	Tout-Tin (°C)	v φ (Voltios)	$\partial\varphi/\partial v_{\varphi}$
0	0	0,00E+00	∞
25	2,5	2,05E+00	1,742
50	10	8,20E+00	1,232

1º) Máximo error en la medida del caudal:

1.a) Debido a la resolución del conversor AD.

El error de resolución del conversor A/D es

$$\Delta v_{\varphi AD} = 10 \times 2^{-(N+1)} = 0.0195 \text{ V}$$

El error sobre la medida del caudal para la medida de un caudal de 50 l/s es :

$$\Delta \varphi_{AD} = \left. \frac{\partial \varphi}{\partial v_{\varphi}} \right|_{\varphi=50 \text{ l/s}} \Delta v_{\varphi AD} = 1.232 \times 0.0195 = 0,024 \text{ (l/s)}$$

1.b) Debido a las características del transductor:

- Los errores de calibración no influyen, ya que la medida se realiza tras calibración antes de la medida.

- El error de no linealidad 0.4 °C si influye ya que la calibración se realiza a 25 °C, y luego se miden diferencias de temperaturas de 25°C±10 °C. Si consideramos que el error de no linealidad es el de la tabla,

$$\Delta\varphi_{No\ lin} = \left. \frac{\partial\varphi}{\partial(T_{out} - T_{in})} \right|_{\varphi=50\ l/s} \Delta T_{No\ lin} = \frac{250}{2\sqrt{T_{out} - T_{in}}} \Delta T_{No\ lin} = 15.8\ l/s$$

Este valor es muy alto, pero no es representativo, ya que el error de no linealidad de las hojas de características están medido para el rango -55°C a 150°C , que es 20 veces mas amplio que el rango del instrumento que es de 10°C . Posiblemente en este caso el error de no linealidad sea de 20 veces mas bajo del obtenido, esto es del orden de $0.79\ l/s$

- El error de repetitividad es de 0.1°C si influye ya que se realizan al menos dos medidas, la de calibración a 25°C , y la de medida. Si consideramos que el error de repetitividad 0.1 es el de la tabla,

$$\Delta\varphi_{Rep} = \left. \frac{\partial\varphi}{\partial(T_{out} - T_{in})} \right|_{\varphi=50\ l/s} \Delta T_{Rep} = \frac{250}{2\sqrt{T_{out} - T_{in}}} \Delta T_{Rep} = 3.9\ l/s$$

Este valor es muy alto, pero no es representativo igual que antes , ya que el error de repetibilidad de las hojas de características están medido para el rango -55°C a 150°C , que es 200 veces mas amplio que el rango del instrumento que es de 10°C . Posiblemente en este caso el error de no linealidad sea de 200 veces mas bajo del obtenido, esto es del orden de $0.018\ l/s$.

2° Incertidumbre para el nivel de confianza del 95% en la medida del caudal debida al ruido del AD590 y las resistencias:

El valor RMS de ruido a la salida del amplificador es

$$v_{\varphi\ ruido} = \sqrt{(4kT(R_p + R_n) + 2R_n^2 i_{AD590}^2)} 1.57 BW = 0.0026 V_{rms}$$

siendo:

$$4kT = 1.69E - 20\ V^2 / (\Omega Hz)$$

$$R_p = R_n = 820\ K\Omega$$

$$i_{AD590} = 40\ pA / \sqrt{Hz}$$

$$BW = \frac{1}{R_n C} = \frac{1}{820000 \times 0.1E - 9} = 12195\ rad / s = 1940\ Hz$$

La desviación típica de los valores de caudal que se obtienen son:

$$U_{\varphi} = \left. \frac{\partial\varphi}{\partial v\varphi} \right|_{\varphi=50\ l/s} v_{\varphi rms} = 1.232 \times 0.0026 = 0.0031\ l/s$$

La incertidumbre para un nivel de confianza del 95% es

$$I\varphi = 2 \times U_{\varphi} = 0.006\ l/s$$

3) Error que se introduce en la medida del caudal como consecuencia de la disipación interna de calor

La potencia que se disipa en cada dispositivo es:

$$P_{AD590in} = 15V \cdot I_{Tin} = 15 \cdot (273+25)10^{-6} = 0.00447 \text{ W}$$

$$P_{AD590out} = 15V \cdot I_{Tout} = 15 \cdot (273+35)10^{-6} = 0.00462 \text{ W}$$

La diferencia entre la temperatura del entorno y la temperatura del dispositivo son

$$\Delta T_{in} = P_{AD590in} \Theta_{AD590} = 0.00447 \times 115 = 0.514^\circ \text{ C}$$

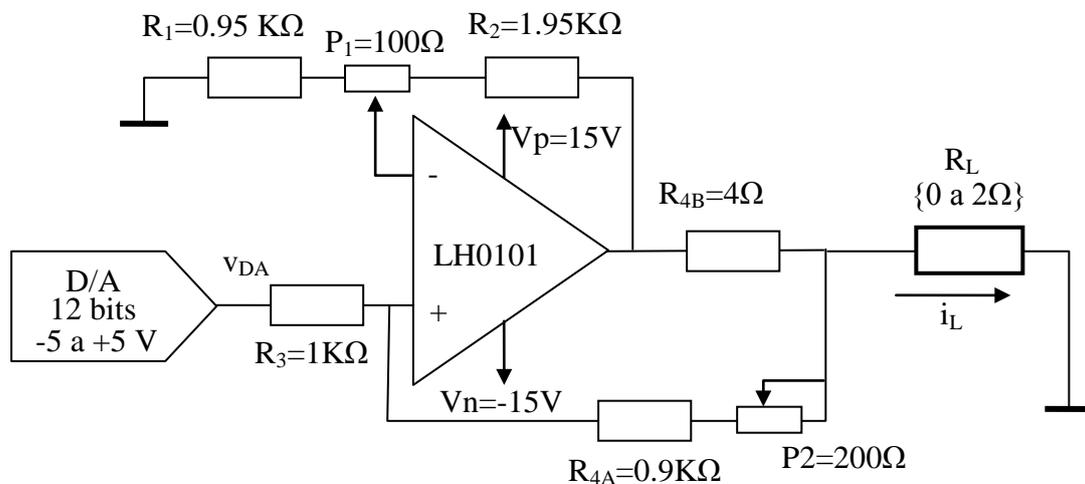
$$\Delta T_{out} = P_{AD590out} \Theta_{AD590} = 0.00462 \times 115 = 0.531^\circ \text{ C}$$

El error entre ambas medidas son las que influyen el error sobre la medida del caudal:

$$\Delta \varphi_\Theta = \left. \frac{\partial \varphi}{\partial (T_{out} - T_{in})} \right|_{\varphi=50l/s} \Delta T_\Theta = \frac{250}{2\sqrt{T_{out} - T_{in}}} \Delta T_\Theta = 3.9l/s = 0.67 (l/s)$$

INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA DE COMUNICACIONES Sept., 2012
5º Curso de Ingeniería de Telecomunicaciones

Se necesita una fuente de intensidad de precisión, controlada desde el computador en el rango de -2.5 a $+2.5$ amperios. La carga en la que se inyecta la intensidad va a ser menor de 2Ω . El convertor D/A del computador es bipolar en el rango $-5V$ a $+5V$ y tiene una resolución de 12 bits. Para implementar la fuente de intensidad se propone el circuito de la figura basado en un convertor tensión intensidad tipo Howland construido con el amplificador de potencia LH0101, cuyas hojas características se adjuntan.



Previamente a operar, el sistema siempre se calibra ajustando las pequeñas resistencias ajustables P1 y P2, de forma que cuando la entrada sea $0V$, la intensidad es $0 A$, y cuando la entrada sea $+5V$, la salida es de $2.5 A$.

1º) Cual es el máximo error que se puede admitir en la determinación de las dos intensidades durante el proceso de calibración, si se desea que el error que se introduzca en todo el rango de operación sea inferior al que introduce la cuantización del convertor A/D.

2º) Cual es la incertidumbre para un 95% de nivel de confianza con la que se establece la intensidad de la fuente, como consecuencia del ruido térmico que introduce el amplificador LH0101 (no considerar los efectos que introducen el ruido térmico de las resistencias).

3º) Considerar que el sistema ha sido calibrado a una temperatura de 25° , y luego la temperatura sube a $50^\circ C$ mientras opera. Cual es el error sistemático máximo en la intensidad de salida que introduce este cambio de la temperatura. Hacer ek calculo para el caso de que se esté generando $2.5 A$.

4º) Analizar térmicamente el circuito y determinar el disipador térmico que debe aplicarse al amplificador si se desea que funcione correctamente en todo el rango de intensidades previsto. Suponer que la máxima temperatura ambiente es de $50^\circ C$.

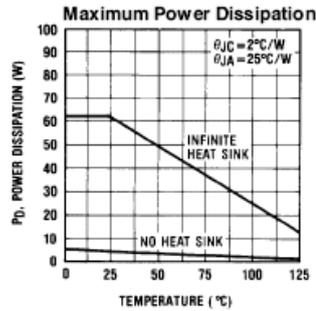
(Las cuatro cuestiones tienen la misma puntuación)

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 5)

Supply Voltage, V_S	$\pm 22V$
Power Dissipation at $T_A = 25^\circ C$, P_D	5W
Derate linearly at $2^\circ C/W$ to zero at $150^\circ C$,	
Power Dissipation at $T_C = 25^\circ C$	62W
Derate linearly at $2^\circ C/W$ to zero at $150^\circ C$	
Differential Input Voltage, V_{IN}	$\pm 40V$ but $< \pm V_S$
Input Voltage Range, V_{CM}	$\pm 20V$ but $< \pm V_S$
Thermal Resistance—	
See Typical Performance Characteristics	

Peak Output Current (50 ms pulse), $I_{O(PK)}$	5A
Output Short Circuit Duration (within rated power dissipation, $R_{SC} = 0.35\Omega$, $T_A = 25^\circ C$)	Continuous
Operating Temperature Range, T_A	
LH0101AC, LH0101C	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$
LH0101A, LH0101	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
Storage Temperature Range, T_{STG}	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
Maximum Junction Temperature, T_J	$150^\circ C$
Lead Temperature (Soldering < 10 sec.)	$260^\circ C$
ESD rating to be determined.	



DC Electrical Characteristics (Note 1) $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	LH0101AC LH0101A			LH0101C LH0101			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage			1	3		5	10	mV
		$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$			7			15	
$\Delta V_{OS}/\Delta P_D$	Change in Input Offset Voltage with Dissipated Power	(Note 2)		150			300		$\mu V/W$
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Change in Input Offset Voltage with Temperature	$V_{CM} = 0$		10			10		$\mu V/^\circ C$
I_B	Input Bias Current				300			1000	pA
		$T_A \leq T_{MAX}$	LH0101C/AC		60			60	nA
					300			1000	nA
I_{OS}	Input Offset Current				75			250	pA
		$T_A \leq T_{MAX}$	LH0101C/AC		15			15	nA
					75			250	nA
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_O = \pm 10V$ $R_L = 10\Omega$	50	200		50	200		V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$R_{SC} = 0$	$R_L = 100\Omega$	± 12	± 12.5	± 12	± 12.5		V
		$A_V = +1$	$R_L = 10\Omega$	± 11.25	± 11.6	± 11.25	± 11.6		
		Note 3	$R_L = 5\Omega$	± 10.5	± 11	± 10.5	± 11		
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$\Delta V_{IN} = \pm 10V$	85	100		85	100		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$\Delta V_S = \pm 5V$ to $\pm 15V$	85	100		85	100		
I_S	Quiescent Supply Current			28	35		28	35	mA

AC Electrical Characteristics (Note 1), $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$

Symbol	Parameter	Conditions	LH0101 LH0101A			LH0101C LH0101AC			Units	
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$f = 1 \text{ kHz}$		25			25		$nV\sqrt{Hz}$	
C_{IN}	Input Capacitance	$f = 1 \text{ MHz}$		3.0			3.0		pF	
	Power Bandwidth, -3 dB	$R_L = 10\Omega$	$A_V = +1$		300			300		kHz
SR	Slew Rate			7.5 (Note 4)	10			10		$V/\mu s$
t_r, t_f	Small Signal Rise or Fall Time				200			200		ns
	Small Signal Overshoot				10			10		%
GBW	Gain-Bandwidth Product	$R_L = \infty$		4.0 (Note 4)	5.0			5.0		MHz
t_s	Large Signal Settling Time to 0.01%									
THD	Total Harmonic Distortion	$P_O = 10W, f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 10\Omega$		0.008			0.008		%	

Note 1: Specification is at $T_A = 25^\circ C$. Actual values at operating temperature may differ from the $T_A = 25^\circ C$ value. When supply voltages are $\pm 15V$, quiescent operating junction temperature will rise approximately $20^\circ C$ without heat sinking. Accordingly, V_{OS} may change 0.5 mV and I_B and I_{OS} will change significantly during warm-ups. Refer to the I_B vs. temperature and power dissipation graphs for expected values. Power supply voltage is $\pm 15V$. Temperature tests are made only at extremes.

Note 2: Change in offset voltage with dissipated power is due entirely to average device temperature rise and not to differential thermal feedback effects. Test is performed without any heat sink.

Note 3: At light loads, the output swing may be limited by the second stage rather than the output stage. See the application section under "Output swing enhancement" for hints on how to obtain extended operation.

Note 4: These parameters are sample tested to 10% LTPD.

Note 5: Refer to RETS0101AK for the LH0101AK military specifications and RETS0101K for the LH0101K military specifications.

Solución del examen

Ecuaciones directas:

Considerando que los potenciómetros se encuentran en su punto medio, y que se requiera la condición que requiere el circuito de Howland $R_1/R_2=R_3/(R_{4A}+R_{4B})$:

$$R_1=1K\Omega \quad R_2=2K\Omega \quad R_3=1 K\Omega \quad R_{4A}=1.96 K\Omega \quad R_{4B}=4 \Omega$$

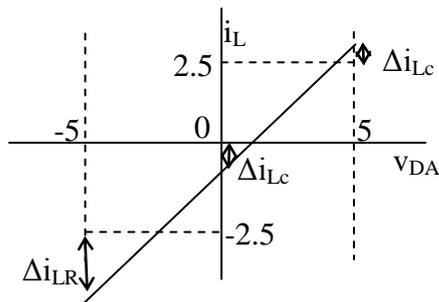
La ecuación de transferencia es:

$$i_L = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_{4B}} = 0.5 A/V$$

Luego la fuente satisface los requisitos propuestos:

$v_{DA}(V)$	$i_L(A)$
+5	2.5
0	0
-5	-2.5

1º) Error en las medidas de la intensidad de salida de la fuente durante el proceso de calibrado.



Si se comete un error $+\Delta i_{Lc}$ en $v_{DA}=+5V$, y se comete un error $-\Delta i_{Lc}$ en $v_{DA}=0V$, en el peor caso, el error Δi_{LR} que se comete en $v_{DA}=-5 V$ es

$$\Delta i_{LR} = \Delta i_{Lc} + \frac{2\Delta i_{Lc}}{5} \cdot 5 = 3\Delta i_{Lc}$$

Luego si el error que se quiere cometer en el peor caso es el error de cuantización del convertor D/A:

$$\Delta i_{LR} = 5.0 \times 2^{-(12+1)} = 0.0006 A = 0.6 mA \Rightarrow \Delta i_{Lc} = \frac{\Delta i_{LR}}{3} = 0.0002 A = 0.2 mA$$

2º) Incertidumbre en la intensidad establecida en base al ruido que genera el amplificador:

Lo calculamos para el caso $R_L=0$

De acuerdo con la hojas características el amplificador tiene un ruido blanco con una densidad espectral en tensión $e_n=25 nV/Hz^{1/2}$

La anchura de bande del amplificador es

$$BW = GBW \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 5MHz \times \frac{1}{3} = 1.67MH$$

Luego el ruido en la intensidad de salida es

$$\Delta i_{Ln\text{rms}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{R_{4B}} \sqrt{e_n^2 NEF} = \frac{3}{4} \sqrt{(25E-9)^2 \times 1.57 \times 1.67E6} = 30.3 \mu\text{A}$$

La incertidumbre para un nivel de confianza del 95% es,

$$I_{Ln95\%} = 2 * \Delta i_{Ln\text{rms}} = 60.6 \mu\text{A}$$

3º Error sistemático máximo por un cambio de 25° de la temperatura entre la calibración y la operación.

De acuerdo con las hojas características, la variación de la temperatura influye en el offset de tensión:

$$\frac{\partial V_{\text{offset}}}{\partial T} = 10 \frac{\mu\text{V}}{^\circ\text{C}}$$

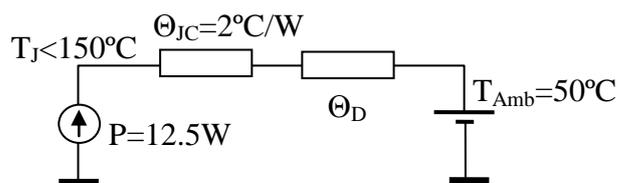
Considerando el caso de $R_L=0$, la variación máxima de la intensidad de salida como consecuencia de la variación de la temperatura en 25 °C es,

$$\Delta I_{\text{Offset}_T} = \Delta V_{\text{offset}_T} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{R_{4B}} = 10 \frac{\mu\text{V}}{^\circ\text{C}} \times 25^\circ\text{C} \times 3 \times \frac{1}{4} = 187.5 \mu\text{A}$$

4º) Disipador necesario para la operación correcta.

Potencia que disipa el amplificador en el peor caso ($I_L=2.5\text{A}$ y $R_L=0\Omega$)

$$P_{\text{max}} = \frac{V_p^2}{4} \frac{1}{R_L} = \frac{15^2}{4 \times 4} = 14.06 \text{ W}$$



$$\Theta_D = \frac{T_{J\text{max}} - T_{\text{Amb}}}{P_{\text{max}}} - \Theta_{JC} = \frac{150 - 50}{14.06} - 2 = 5.11^\circ\text{C/W}$$