

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

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



**SOLUCIONES DE EXAMENES**  
**Instrumentación Electrónica de Comunicaciones**  
**(Curso, 2005/2006)**



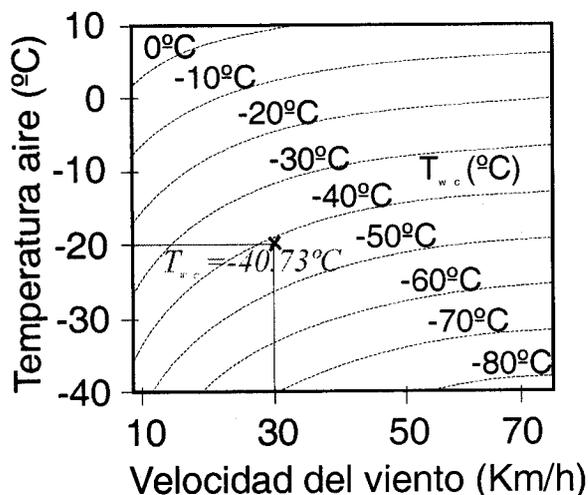
**José M<sup>a</sup> Drake**  
**CTR (Computadores y Tiempo Real)**  
**Dpto. de Electrónica y Computadores**

## 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. Estúdielos con espíritu crítico.

La sensación térmica que percibe el cuerpo humano dependen tanto de la temperatura del aire, como de la velocidad de aire que recibe. A tal fin se define la temperatura aparente  $T_{WC}$  (wind chill) que describe de forma fiable el confort ambiental a



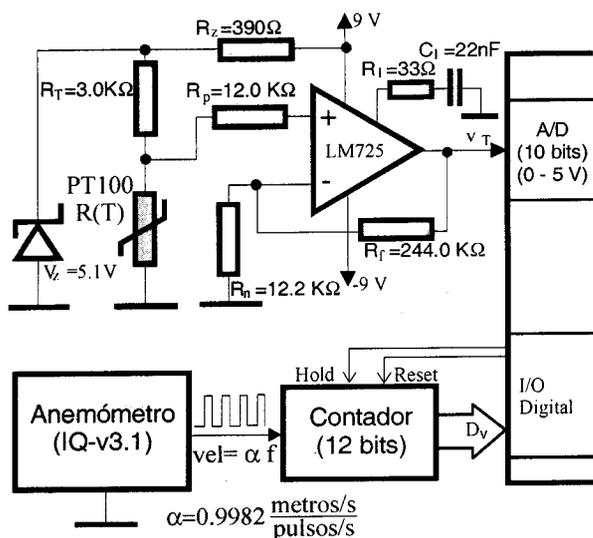
temperaturas templadas, y el peligro de congelación a temperaturas gélidas.

Desde 2001, el National Weather Service de Estados Unidos define la temperatura aparente mediante la expresión

$$T_{WC} = 0.045 \times (5.27 \sqrt{v} + 10.45 - 0.26 v) \times (T_a - 33) + 33$$

siendo:  $T_{WC}$ = Temperatura aparentes (°C)  
v: la velocidad del aire en Km/h  
 $T_a$ : La temperatura del aire (°C)

A fin de evaluar la Temperatura Aparente  $T_{WC}$ , en una estación meteorológica se mide la temperatura utilizando una sonda PT100, y la velocidad del viento utilizando el anemómetro IQ-v3.1. cuyas características mas relevantes se muestra en la página siguiente.



```
function temperatura() return float;
A:=0.00381; Av:=21; RT:=3000; Ro:=100; Vz:=5.1;
begin
vT:= readAD()*5/1024;
return (vT*RT/Vz/Ro/Av -1.0)/A;
end;

function velocidad_viento() return float;
Tcuenta:=10.0; alpha:=0.9982;
begin
reset(); {Inicializa el contador}
delay(Tcuenta);
hold(); {El contador para de contar}
Dv:= readIO();
return Dv*alpha/Tcuenta;
end;

function temperatura_aparente() return float;
begin
t1:=temperatura();
v:=velocidad_viento();
t2:=temperatura();
t:=(t1+t2)/2.0;
return 0.045*(5.27*sqrt(v)+10.45-0.26*v)*(t-33)+33;
end;
```

En la figura se muestra el circuito de conexión de los transductores con el ordenador a través de un convertidor A/D y una entrada/salida digital que se utiliza en el proceso de medida, y en el recuadro se indican el código de las funciones que se utiliza para medir la temperatura del aire, la velocidad del viento y la temperatura aparente.

Para este sistema de medida, estudiar los siguientes aspectos:

- Acotar el error de no linealidad que se comete en la medida de la temperatura como consecuencia de las características del transductor PT100 y del propio circuito (2 puntos).
- Acotar el error (en °C) que se comete en la medida de la temperatura como consecuencia de los errores de offset de entrada del amplificador operacional LM725 (2 puntos).
- Acotar el error (en °C) que se comete en la medida de la temperatura como consecuencia del ruido que introduce el amplificador operacional LM725, y las resistencias (2 puntos).
- Si con un determinado equipo que se supone perfectamente calibrado, se realizan medidas de la temperatura aparente, determinar la incertidumbre con la que se realizan las medidas para un nivel de confianza del 95%.(2 puntos)
- Si con un determinado equipo, que no está calibrado, se realizan 10 medidas de la temperatura aparente, y se obtienen los 16 siguientes valores:  
 -38.45°, -37.45°, -39.15°, -38.36°, -38.28°, -37.87°, -39.51°, -38.76°, -37.81°, -38.86°  
 ¿Qué información tiene sobre el valor verdadero de la temperatura aparente que ha medido?. Justificarlo cualitativamente y cuantitativamente.(2 puntos)

(En los cuatro primeros apartados, estimar los errores para el caso concreto  $v=30$  Km/h y  $T_a=-20$  °C y  $T_{WC}=-40.73$  °C. Considerar que el circuito completo se encuentra a la temperatura que está midiendo)

### Anemometer



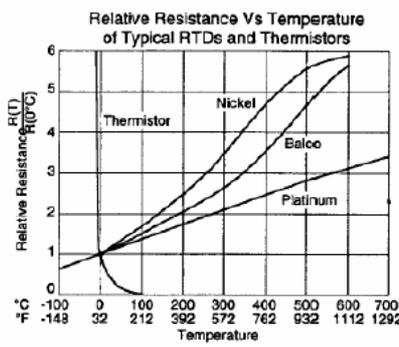
The Anemometer IQ-v3.1 is a precision instrument that is connected easily with any data acquisition device through a pulses input channel, providing a precise measure of the wind speed. The device is manufactured in aluminum and prepared for a continuous exhibition to the environmental conditions. The technical specifications of the device (tested in the National Institute of Technical Aerospace, INTA) are the following ones:

- Measure range: 0 to 216 Km/h (+ / - 0,684 Km/h to 216 Km/h)
- Precision (it depends on datalogger). For Kronos: 0,85 Km/h (8 bits).
- Sensibility: 0,9982 metres/pulse (R2=0,9999)
- Weight: 650 gr.
- Rotor: 180 mm, 3 ladles of stainless steel 18/10.
- Output: a free tension contact.

### PT100 PLATINUM RTD RESISTANCE VS. TEMPERATURE FUNCTION

**PLATINUM** is a precious metal with a very stable and near linear resistance versus temperature function. While intrinsically less sensitive than thermistors or other metals, thin film RTDs provide very high base resistance and high device sensitivity.

Platinum's resistance versus temperature function is accurately modeled by the Callendar-Van Dusen equation. This equation uses constants A, B and C, derived from resistance measurements at 0°C, 100°C and 260°C.



Relative Resistance Vs Temperature of Typical RTDs and Thermistors

The graph shows the relative resistance  $R(T)/R(0)$  on the y-axis (ranging from 0 to 6) against temperature in °C on the x-axis (ranging from -100 to 700). Four curves are shown: Thermistor (steepest, non-linear), Nickel (curved), Balco (curved), and Platinum (nearly linear).

**Callendar-Van Dusen Equation:**

$$R_T = R_0(1 + AT + BT^2 - 100CT^3 + CT^4)$$

$R_T$  = Resistance ( $\Omega$ ) at temperature T (°C)  
 $R_0$  = Resistance ( $\Omega$ ) at 0°C = 100 ( $\Omega$ )  
 T = Temperature in °C

**CALENDAR-VAN DUSEN CONSTANTS†**

<b>A</b> (°C <sup>-1</sup> )	3.81 × 10 <sup>-3</sup>
<b>B</b> (°C <sup>-2</sup> )	-6.02 × 10 <sup>-7</sup>
<b>C</b> (°C <sup>-1</sup> ) <sup>*</sup>	-6.0 × 10 <sup>-12</sup>

(\*) C= 0.0 (para T>0°C)

# LM725

## Operational Amplifier

### General Description

The LM725/LM725A/LM725C are operational amplifiers featuring superior performance in applications where low noise, low drift, and accurate closed-loop gain are required. With high common mode rejection and offset null capability, it is especially suited for low level instrumentation applications over a wide supply voltage range.

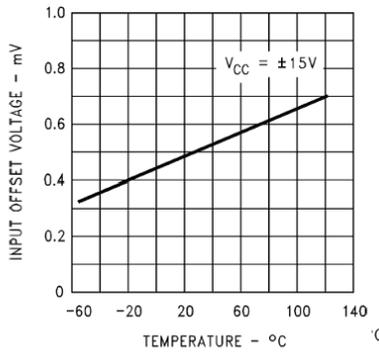
The LM725A has tightened electrical performance with higher input accuracy and like the LM725, is guaranteed over a  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$  temperature range. The LM725C has slightly relaxed specifications and has its performance guaranteed over a  $0^{\circ}\text{C}$  to  $70^{\circ}\text{C}$  temperature range.

### Features

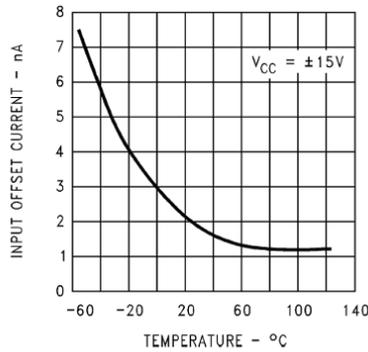
- High open loop gain 3,000,000
- Low input voltage drift  $0.6 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
- High common mode rejection 120 dB
- Low input noise current  $0.15 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Low input offset current 2 nA
- High input voltage range  $\pm 14\text{V}$
- Wide power supply range  $\pm 3\text{V}$  to  $\pm 22\text{V}$
- Offset null capability
- Output short circuit protection

## Typical Performance Characteristics

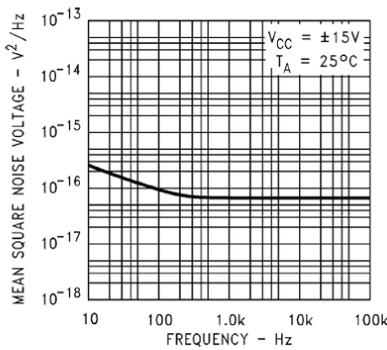
Untrimmed Input Offset Voltage vs Temperature



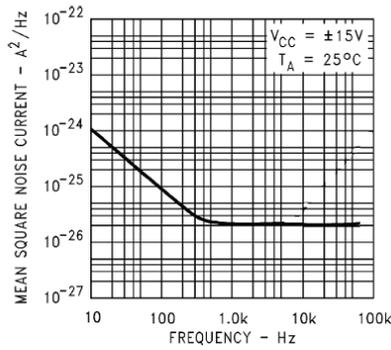
Input Offset Current vs Temperature



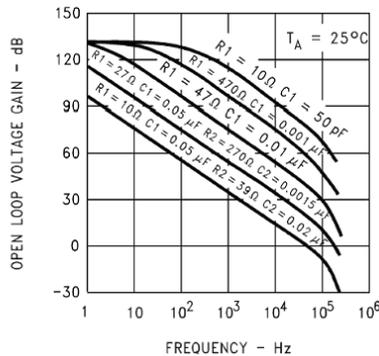
Input Noise Voltage vs Frequency



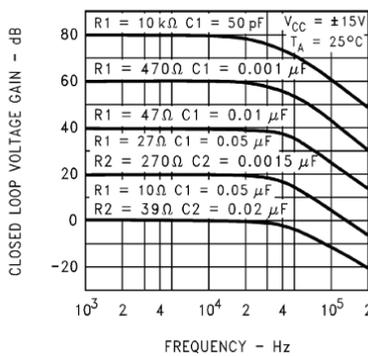
Input Noise Current vs Frequency



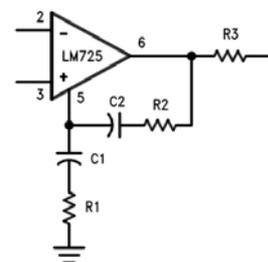
Open Loop Frequency Response for Values of Compensation (Note 6)



Frequency Response for Various Close Loop Gain (Note 6)



Frequency Compensation Circuit



Compensation Component Values

$A_v$	$R_1$ ( $\Omega$ )	$C_1$ ( $\mu\text{F}$ )	$R_2$ ( $\Omega$ )	$C_2$ ( $\mu\text{F}$ )
10,000	10k	50 pF		
1,000	470	0.001		
100	47	0.01		
10	27	0.05	270	0.0015
1	10	0.05	39	0.02

## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	±22V
Internal Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Differential Input Voltage	±5V
Input Voltage (Note 3)	±22V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Lead Temperature

(Soldering, 10 Sec.) 260°C

Maximum Junction Temperature 150°C

Operating Temperature Range	$T_{A(MIN)}$	$T_{A(MAX)}$
LM725	-55°C	to +125°C
LM725A	-55°C	to +125°C
LM725C	0°C	to +70°C

## Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Conditions	LM725A			LM725			LM725C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Without External Trim)	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		0.5		0.5	1.0		0.5	2.5		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		2.0	5.0	2.0	20		2.0	35		nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		42	80	42	100		42	125		nA
Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$										
	$f_o = 10\text{ Hz}$		15		15			15			$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f_o = 100\text{ Hz}$		9.0		9.0			9.0			$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f_o = 1\text{ kHz}$		8.0		8.0			8.0			$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Input Noise Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$										
	$f_o = 10\text{ Hz}$		1.0		1.0			1.0			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f_o = 100\text{ Hz}$		0.3		0.3			0.3			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f_o = 1\text{ kHz}$		0.15		0.15			0.15			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		1.5		1.5			1.5			M $\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$	±13.5	±14		±13.5	±14		±13.5	±14		V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$				1000	3000					V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$				110	120					dB
Power Supply Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$					2.0	10				$\mu\text{V}/\text{V}$
Output Voltage Swing	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				±12	±13.5					V
					±10	±13.5					V
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$					80	105				mW
Input Offset Voltage (Without External Trim)	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$						1.5				mV
Average Input Offset Voltage Drift (Without External Trim)	$R_S = 50\Omega$			2.0		2.0	5.0		2.0		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Average Input Offset Voltage Drift (With External Trim)	$R_S = 50\Omega$		0.6	1.0		0.6			0.6		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$T_A = T_{MAX}$		1.2	4.0	1.2	20		1.2	35		nA
	$T_A = T_{MIN}$		7.5	18.0	7.5	40		4.0	50		nA
Average Input Offset Current Drift			35	90		35	150		10		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = T_{MAX}$		20	70	20	100			125		nA
	$T_A = T_{MIN}$		80	180	80	200			250		nA
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $T_A = T_{MAX}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $T_A = T_{MIN}$				1,000,000						V/V
					250,000						V/V
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$				100						dB
Power Supply Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$						20				$\mu\text{V}/\text{V}$
Output Voltage Swing	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				±10						V

**Análisis ideal del sistema linealizado:**

Ecuaciones directa:

$$v_T = V_z \frac{R(T)}{R(T) + R_T} \left( 1 + \frac{R_f}{R_n} \right) \approx V_z \frac{R_o}{R_T} A_v (1 + AT)$$

$$D_o = f T_{\text{cuenta}} = \text{vel } T_{\text{cuenta}} / \alpha \quad (\text{vel en m/s})$$

Ecuaciones inversas:

$$T = \frac{1}{A} \left( \frac{v_T R_T}{V_z R_o A_v} - 1 \right) \qquad \text{vel} = \frac{D_o \alpha}{T_{\text{cuenta}}} (m/s) = \frac{D_o \alpha 3.6}{T_{\text{cuenta}}} (Km/h)$$

Si como indica el circuito y el programa:

$$R_T = 3000 \Omega$$

$$R_o = 100 \Omega$$

$$A = 0.00381 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$$

$$R_n = 12200 \Omega$$

$$R_f = 244000 \Omega$$

$$A_v = 1 + R_f / R_n = 21$$

$$T_{\text{cuenta}} = 10.0 \text{ s}$$

$$\alpha = 0.9982 \text{ cuenta/metro}$$

T=-50 °C	R(-50°C)=80,79 Ω	v <sub>T</sub> =2.8085 V
T=-20 °C	R(-20°C)=92.36 Ω	v <sub>T</sub> =3.1986 V
T=0 °C	R(0°C)=100.00 Ω	v <sub>T</sub> =3.4548 V
T=50 °C	R(50°C)=118.90 Ω	v <sub>T</sub> =4.0829 V

vel=0 Km/h	f=0 pulsos/s	D <sub>o</sub> = 0
vel=30 Km/h	f=8.35 pulsos/s	D <sub>o</sub> = 83
vel=60 Km/h	f=16.70 pulsos/s	D <sub>o</sub> =166
vel=90Km/h	f=25,05 pulsos/s	D <sub>o</sub> =250

**1) Análisis del error de no linealidad para la medida de la temperatura.**

Del análisis ideal del circuito resulta:

$$v_T = V_z \frac{R(T)}{R(T) + R_T} \left( 1 + \frac{R_f}{R_o} \right) = V_z \frac{R_o (1 + AT)}{R_T} \left( 1 + \frac{R_f}{R_o} \right) (1 + \epsilon_{\text{NoLinealidad}}(T))$$

siendo  $\epsilon_{\text{NoLinealidad}}(T)$ , el tanto por 1 de error de no linealidad, cuyo valor es,

$$\begin{aligned} \epsilon_{\text{NoLinealidad}} &= 1 - \frac{\frac{R(T)}{R(T) + R_T}}{\frac{R_o (1 + AT)}{R_T}} = 1 - \frac{\frac{R(T)}{R_o (1 + AT)}}{\frac{R(T)}{R_T} + 1} = \frac{\frac{R(T)}{R_T} + 1 - 1 - \frac{BT^2 - 100CT^3 + CT^4}{1 + AT}}{\frac{R(T)}{R_T} + 1} \approx \\ &\approx \frac{R(T)}{R_T} - \frac{BT^2 - 100CT^3 + CT^4}{1 + AT} \end{aligned}$$

Para la temperatura T=-20°C que se indica como valor de prueba, su valor es:

$$\epsilon_{\text{NoLinealidad}}(T = -20^\circ\text{C}) = 100(0,031 + 0.00037) = 3.1\%$$

Se comprueba que el error de no linealidad introducido por el circuito (divisor de tensión  $R_T - R(T)$ ) es mas relevantes que el introducido por la no linealidad del transductor. El error en temperatura que corresponde a este error de linealidad es,

$$\Delta T_{\text{NoLinealidad}} = \frac{\Delta v_{T\text{NoLinealidad}} R_T}{V_z R_o A_v A} = \frac{v_T \epsilon_{\text{NoLinealidad}} R_T}{V_z R_o A_v A} = \frac{3.1986 \times 3000 \times 0.031}{5.1 \times 100 \times 21 \times 0.00381} = 7,2^\circ\text{C}$$

El cual es muy alto el 36%. El programa debería no haber despreciado R(T) frente a R<sub>T</sub>.

## 2) Errores en la medida de la temperatura aparente que se introduce como consecuencia de los errores de offset.

De las características del amplificador LM725, se observa:

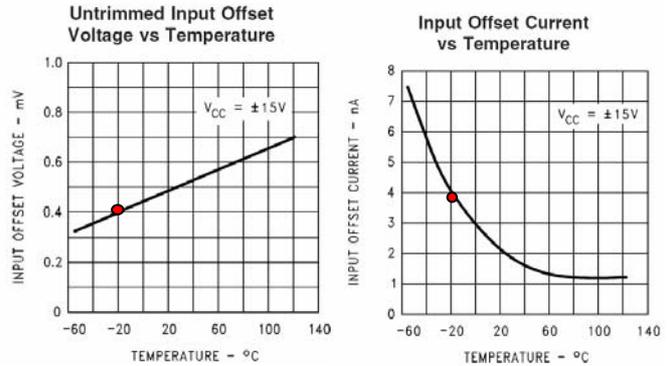
$$V_{\text{offset}}(25^\circ\text{C}) = 0.5 \text{ mV}$$

$$V_{\text{offset}}(-20^\circ\text{C}) = 0.4 \text{ mV}$$

$$I_{\text{offset}}(25^\circ\text{C}) = 1.8 \text{ nA}$$

$$I_{\text{offset}}(-20^\circ\text{C}) = 4 \text{ nA}$$

El error de offset en la entrada del convertidor A/D  $V_{AD\text{offset}}$  es,

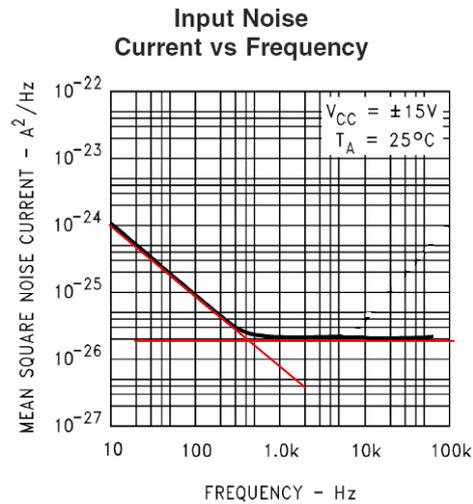
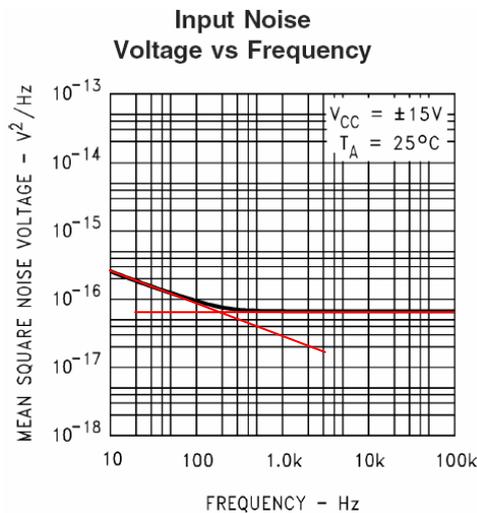


$$V_{AD\text{offset}} = \left( |V_{\text{offset}}| + |I_{\text{offset}} R_f| \right) \left( 1 + \frac{R_f}{R_n} \right) = (0.4 \cdot 10^{-3} + 4.0 \cdot 10^{-9} \cdot 12 \cdot 10^3) \times 21 = 8.4 \text{ mV}$$

$$\Delta T_{\text{offset}} = \frac{1}{A} \left( \frac{V_{AD\text{offset}} R_T}{V_z R_o A_v} \right) = \frac{1}{0.00381} \left( \frac{8.4 \cdot 10^{-3} \cdot 3000}{5.1 \cdot 100 \cdot 21} \right) = 0.62^\circ\text{C}$$

## 3º Errores en la medida de la intensidad por el ruido del AO y las resistencias.

Las características de ruido del amplificador operacional LM725 son:



$$e_{\text{nw}}^2 = 64.0 \text{ nV}^2/\text{Hz} \quad f_{\text{ce}} = 200 \text{ Hz}$$

$$i_{\text{nw}}^2 = 0.0225 \text{ pA}^2/\text{Hz} \quad f_{\text{ci}} = 400 \text{ Hz}$$

$$f_H = BW = 40 \text{ KHz}$$

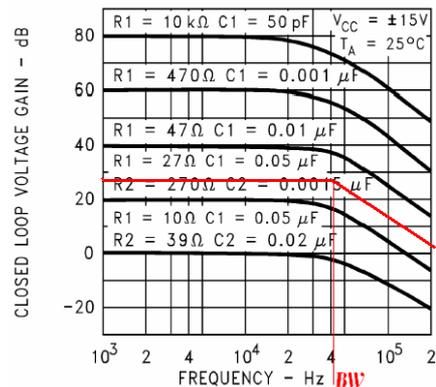
$$NEF = 1.57 \cdot BW = 62800 \text{ Hz}$$

$$A_v = 21$$

Se muestrea la señal durante 10 s, luego

$$f_L = 0.1 \text{ Hz}$$

$$T = -20^\circ\text{C} = 253^\circ\text{K}$$



El ruido rms en la entrada del convertidor AD, es

$$\begin{aligned}
 V_{\text{Noise rms}} &= A_v \sqrt{e_{mv}^2 \left( f_{ce} \text{Ln} \left( \frac{f_H}{f_L} \right) + NEF \right) + i_{nw}^2 (R_p^2 + R_n^2) \left( f_{ce} \text{Ln} \left( \frac{f_H}{f_L} \right) + NEF \right) + 4kT(R_p + R_n)NEF} = \\
 &= 21 \sqrt{64.0 \cdot 10^{-18} \left( 200 \times \text{Ln} \left( \frac{40000}{0.1} \right) + 62800 \right) + \dots} \\
 &= 21 \sqrt{+ 0,0225 \cdot 10^{-24} \times 2 \times 3000^2 \times \left( 400 \times \text{Ln} \left( \frac{40000}{0.1} \right) + 62800 \right) + \dots} \\
 &= 21 \sqrt{+ 4 \times 1,4 \cdot 10^{-23} \times 253 \times 2 \times 3000 \times 62800} \\
 &= 21 \sqrt{4.18 \cdot 10^{-12} + 2.72 \cdot 10^{-14} + 5.34 \cdot 10^{-12}} = 0,065 \text{ mV}_{rms} = 0.195 \text{ mV}_{pico}
 \end{aligned}$$

El máximo error en la medida de temperatura, como consecuencia del ruido generado en  $V_{AD}$ , y teniendo en cuenta que se evalúa como la media de dos medida, es

$$\Delta T_{noise} = \frac{1}{A} \left( \frac{V_{ADnoise \max} R_T}{V_z R_o A_v} \right) \frac{\sqrt{2}}{2} = \frac{1}{0.00381} \left( \frac{0.195 \cdot 10^{-3} \cdot 3000}{5.1 \cdot 100 \cdot 21} \right) \times 0.7 = 0.01^\circ C$$

#### 4) Incertidumbre de la medida $T_{WC}$ realizada con un único equipo.

Si el equipo está perfectamente calibrado para las condiciones que se indican en el problema, la incertidumbres estará introducidas sólo por los errores que cambian de medida a medida. Estas son:

- el ruido en la medida de la temperatura.
- El error de cuantización en el convertidor D/A
- El error de cuantización en el contador de medida de la velocidad.

$$T_{WC} = 0.045 \times \left( 5.27 \sqrt{vel} + 10.45 - 0.28 \times vel \right) (T_a - 33) + 33$$

$$\text{siendo } T_a = \frac{T_{a1} + T_{a2}}{2} \quad T_{ai} = \frac{1}{A} \left( \frac{v_{Ti} R_T}{V_z R_o A_v} - 1 \right) \quad vel = \frac{D_o \alpha 3.6}{T_{cuenta}}$$

La desviación estándar de las medidas de  $T_{WC}$  se pueden evaluar para la concición  $T_a = 20^\circ$ ,  $v_T = 3.1985$  volt,  $vel = 30$  Km/h,  $f = 8.35$  pulsos/s y  $D_o = 83$ , como,

$$U_{T_{wc}}^2 = \left( \frac{\partial T_{wc}}{\partial vel} \right)^2 U_{vel}^2 + \left( \frac{\partial T_{wc}}{\partial T_a} \right)^2 U_{T_a}^2$$

$$\frac{\partial T_{wc}}{\partial vel} = 0.045 \times \left( \frac{5.27}{2\sqrt{vel}} - 0.28 \right) (T_a - 33) = -0,48^\circ C / (Km/h)$$

$$\frac{\partial T_{wc}}{\partial T_a} = 0.045 \times \left( 5.27 \sqrt{vel} + 10.45 - 0.28 \times vel \right) = 1.39^\circ C / ^\circ C$$

$$U_{vel}^2 = \left( \frac{\partial vel}{\partial D_o} \right)^2 U_{D_o}^2 = \left( \frac{\alpha 3.6}{T_{cuenta}} \right)^2 \left( \frac{1}{2 \times 83 \times \sqrt{3}} \right)^2 = 1.56 \cdot 10^{-6} (Km/h)^2$$

$$U_{Ta}^2 = 2 \left( \frac{\partial T_a}{\partial v_T} \right)^2 \left( v_{Tnoiserms}^2 + \left( \frac{5 \times 2^{-N}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right) = 2 \left( \frac{R_T}{2AV_z R_o A_v} \right)^2 \left( v_{Tnoiserms}^2 + \left( \frac{5 \times 2^{-N}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right) = 0,006(^{\circ}C)^2$$

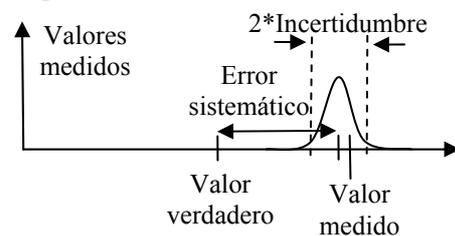
$$I_{Twa} (nivel confianza 95\%) = 2 \times \sqrt{(0.48)^2 \times 1.56 \cdot 10^{-6} + (1.39)^2 \times 0.006} = 0.29^{\circ}C$$

### 5) Valor verdadero de la temperatura tras 10 medidas.

La 10 medidas tiene un valor medio y una desviación típica:

$$\overline{T_{wc}} = -38.45^{\circ}C$$

$$\sigma_{T_{wc}} = 0.64^{\circ}C$$



Como se muestra en la gráfica si conocemos un valor medido, con un nivel de confianza del 95% el valor verdadero está en el rango,

$$\text{Valor medido} - \text{Incertidumbre} - \text{Error Sistemático} < \text{Valor verdadero}$$

$$\text{Valor verdadero} < \text{Valor medido} + \text{Incertidumbre} - \text{Error Sistemático}$$

Incertidumbre: del conjunto de las medidas se deduce que

$$I(95\%) = 2 \times \sigma = 2 \times 0,64 = 1.28^{\circ}C$$

Obsérvese que es un poco inferior a la estimada teóricamente. Considero que la estadística es significativa.

Error sistemático: Considero sólo los que son consecuencia de los aspectos analizados en los apartados previos del examen:

$$\text{Error sistemático}_{\text{error no linealidad}} = \frac{\partial T_{wc}}{\partial T_a} \Delta T_{a \text{ no linealidad}} = 1.39 \times 7.2^{\circ} = +10,01^{\circ}C$$

$$\text{Error sistemático}_{\text{offset}} = \frac{\partial T_{wc}}{\partial T_a} \Delta T_{a \text{ offset}} = 1.39 \times \pm 0,85^{\circ} = \pm 1,18^{\circ}C$$

$$8,83^{\circ}C = 10,01 - 1,18 < \text{Error sistemático total} < 10,01 + 1,18 = 11,19^{\circ}C$$

El rango en que se puede asegurar con un 98% de confianza que se encuentra el valor verdadero es:

$$25,98^{\circ}C = 38,45 - 1,28 - 11,19 < \text{Valor verdadero} < 38,45 + 1,28 - 8,83 = 30,9^{\circ}C$$

En la figura se muestra el equipo que se utiliza para determinar el nivel de distorsión que introduce un equipo electrónico conectado a la red. La distorsión  $D$  es una magnitud sin magnitud que se mide como,

$$D = \frac{\sqrt{I_3^2 + I_5^2}}{I_1}$$

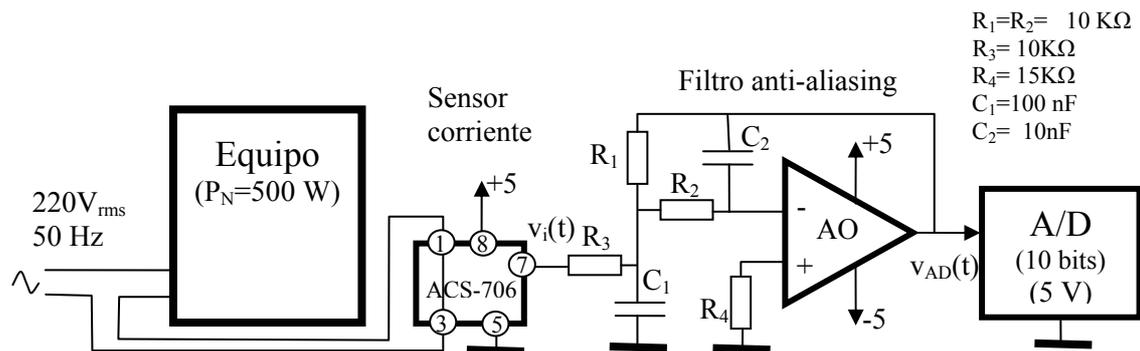
siendo  $I_1$ ,  $I_3$  e  $I_5$  las amplitudes de las componentes armónicas de 50Hz, 150Hz y 250 Hz de la intensidad  $i(t)$  que consume el equipo, bajo una alimentación de tensión perfectamente sinusoidal.

El equipo está conectado a la red de 220Vrms y 50 Hz y tiene un consumo nominal de 500 W.

La intensidad se detecta mediante el sensor de intensidad ACS-706, basado en efecto Hall cuyas hojas características se adjuntan a este examen. La señal de salida se introduce en un filtro anti-aliasing de paso bajo con frecuencia de corte de 300 Hz.

$$G_{FAA}(s) = \frac{V_{AD}(s)}{V_i(s)} = \frac{-1}{R_2 R_3 C_1 C_2} \frac{1}{s^2 + s \frac{1}{C_1} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

La señal de tensión  $v_{AD}(t)$  es adquirida por el computador a través de un convertor A/D de 10 bits de resolución y  $\pm 5V$  de rango dinámico. Para medir el coeficiente  $D$  se muestra un periodo de la señal (20 ms) a razón de 6400 muestras/s, y se procesa de acuerdo con el programa que se adjunta.



Para este sistema:

- 1) Determinar la incertidumbre para un nivel de confianza del 95% que se comete en la medida de  $D$ , como consecuencia de la resolución del convertidor A/D. (2.5 puntos)

- 2) Determinar la incertidumbre para un nivel de confianza del 95% que se comete en la medida de D, si en la señal de tensión de red hay una componente de ruido que se puede modelar como ruido blanco, que medido sobre la señal de tensión de 220 V en una banda de 1 MHz, es de 1 V<sub>rms</sub>, y se tiene también en cuenta, el ruido que introduce el sensor de corriente ACS-706. (2.5 puntos)
- 3) Cual es la precisión que deben requerirse a las resistencias y condensadores del filtro si se desea que el error en la medida de D sea inferior al 1%. (2.5 puntos)
- 4) Determinar la incertidumbre para un nivel de confianza del 95% que se comete en la medida de D, si la frecuencia de la red tiene una variación del 1% (entre 49.5 a 50.5 Hz). (2.5 puntos).

```

function Distorsion return Float is
  -- Retorna el coeficiente de distorsión medido
  x:float; -- Muestra leída
  acumSin1:Float:=0.0;
  acumCos1:Float:=0.0;
  acumSin3:Float:=0.0;
  acumCos3:Float:=0.0;
  acumSin5:Float:=0.0;
  acumCos5:Float:=0.0;
  V_AD_MIN:float:=-5.0; -- Minimo del rango del AD
  V_AD_MAX:Float:=+5.0; -- Maximo del rango del AD
  AD_N_COD:Integer:=1024; -- Numeros de niveles del AD
  PERIODO_RED:Float:=1.0/50.0; -- 20 milisegundos
  PERIODO_MUESTREO:Float:=1.0/6400.0; -- 156,25 microsegundos
  MUESTRAS_POR_CICLO:Integer:=PERIODO_RED/PERIODO_MUESTREO;

  function LeeAD return Integer;
    -- Retorna el codigo del conversor AD

  function LeeVAD return Float is
    -- Retorna el valor de entrada del conversor AD en voltios.
  begin
    return V_AD_MIN+(V_AD_MAX-V_AD_MIN)/AD_N_COD*LeeAD;
  end;

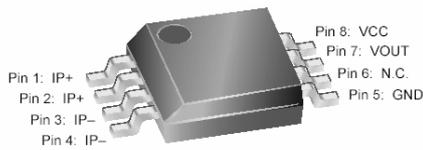
begin -- Cuerpo principal de la funcion Distorsion
  for i in 0..MUESTRAS_POR_CICLO-1 loop
    -- por cada una de las 128 muestras
    x:= LeeVAD;
    acumSin1:=acumSin1+x*sin(2.0*PI/MUESTRA_POR_CICLO*i);
    acumCos1:=acumCos1+x*cos(2.0*PI/MUESTRA_POR_CICLO*i);
    acumSin3:=acumSin3+x*sin(2.0*PI/MUESTRA_POR_CICLO*i*3);
    acumCos3:=acumCos3+x*cos(2.0*PI/MUESTRA_POR_CICLO*i*3);
    acumSin5:=acumSin5+x*sin(2.0*PI/MUESTRA_POR_CICLO*i*5);
    acumCos5:=acumCos5+x*cos(2.0*PI/MUESTRA_POR_CICLO*i*5);
    delay PERIODO_MUESTREO;
  end loop;
  return sqrt((acumSin3*acumSin3+acumCos3*acumCos3+
    acumSin5*acumSin5+acumCos5*acumCos5)/
    (acumSin1*acumSin1+acumCos1*acumCos1));
end;

```

# ACS706ELC-05C

## Bidirectional 1.5 mΩ Hall Effect Based Linear Current Sensor with Voltage Isolation and 15 A Dynamic Range

### Package LC



Pins 6 and 7 are internally connected in shipping product. For compatibility with future devices, leave pin 6 floating.

Nominal Operating Temperature,  $T_A$   
 Range E ..... **-40 to 85°C**  
 Overcurrent Transient Tolerance\*,  $I_P$  ..... **60 A**  
 \*100 total pulses, 250 ms duration each, applied at a rate of 1 pulse every 100 seconds.

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage,  $V_{CC}$  ..... **16 V**  
 Reverse Supply Voltage,  $V_{RCC}$  ..... **-16 V**  
 Output Voltage,  $V_{OUT}$  ..... **16 V**  
 Reverse Output Voltage,  $V_{ROUT}$  ..... **-0.1 V**  
 Output Current Source,  $I_{OUT(SOURCE)}$  ..... **3 mA**  
 Output Current Sink,  $I_{OUT(SINK)}$  ..... **10 mA**  
 Maximum Transient Sensed Current\*,  $I_{R(max)}$  ... **100 A**  
 Operating Temperature,  
     Maximum Junction,  $T_{J(max)}$  ..... **165°C**  
 Storage Temperature,  $T_S$  ..... **-65 to 170°C**  
 Junction Temperature,  $T_J < T_{J(max)}$



TÜV America  
 Certificate Number:  
 U8V 04 12 54214 005

The Allegro ACS706 family of current sensors provides economical and precise solutions for current sensing in industrial, automotive, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precision, low-offset linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy at the factory.

The output of the device has a positive slope ( $>V_{CC}/2$ ) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is typically 1.5 mΩ, providing low power loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 5 through 8). This allows the ACS706 family of sensors to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS706 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the flip-chip uses high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

### Features and Benefits

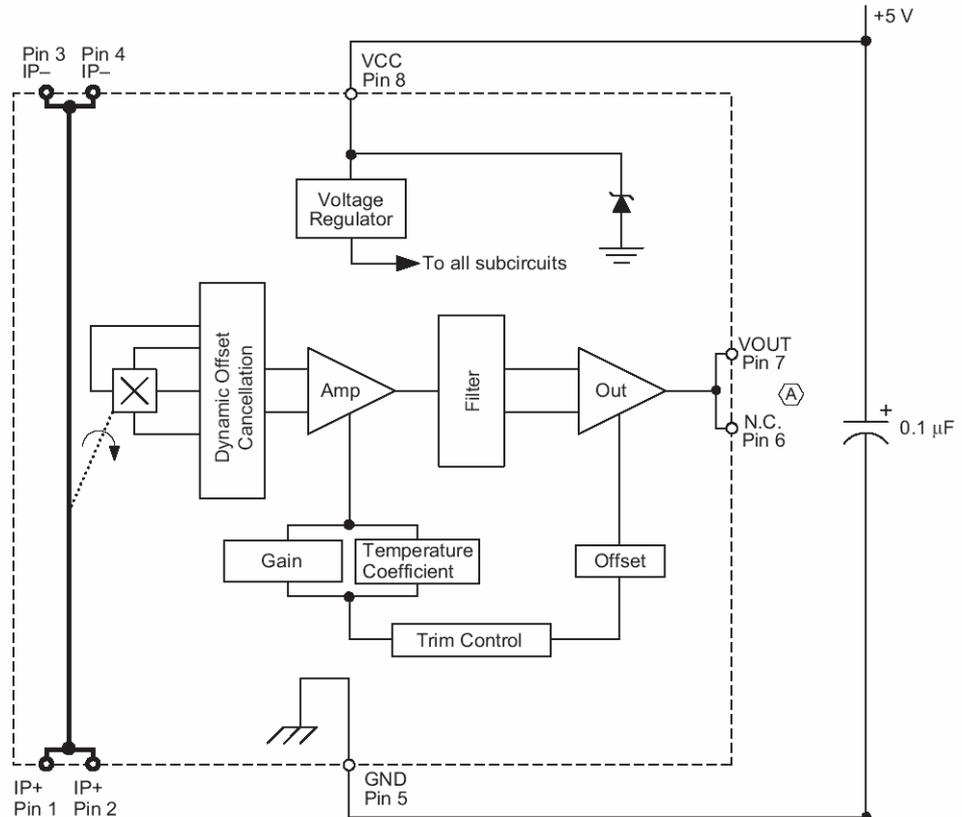
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.5 mΩ internal conductor resistance
- Excellent replacement for sense resistors
- 1600  $V_{RMS}$  minimum isolation voltage between pins 1-4 and 5-8
- 4.5 to 5.5 V, single supply operation
- 50 kHz bandwidth
- 133 mV/A output sensitivity and 15 A dynamic range
- Output voltage proportional to ac and dc currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Near-zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage

Use the following complete part number when ordering:

Part Number	Package
ACS706ELC-05C	SOIC8 surface mount

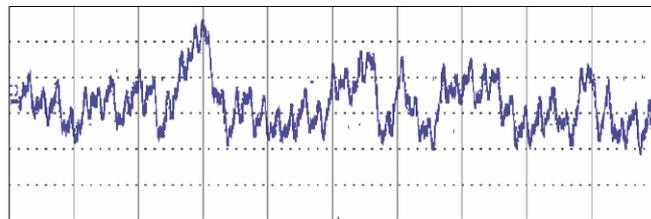
# ACS706ELC-05C

## Functional Block Diagram



(A) Pins 6 and 7 are internally connected in shipping product. For compatibility with future devices, leave pin 6 floating.

Typical Peak-to-Peak Noise of ACS706ELC-05C at  $T_A=25^\circ\text{C}$



Measure	P2:pkpk(C3)
value	96.8 mV
mean	> 110.398 mV
min	> 75.6 mV
max	> 149.4 mV

Time = 20  $\mu\text{s}/\text{div}$ .  
Noise = 20.0 mV/div.

# ACS706ELC-05C

## OPERATING CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
<b>ELECTRICAL CHARACTERISTICS</b> , over operating ambient temperature range unless otherwise specified						
Optimized Accuracy Range	$I_P$		-5	-	5	A
Linear Sensing Range	$I_R$		-15	-	15	A
Supply Voltage	$V_{CC}$		4.5	5.0	5.5	V
Supply Current	$I_{CC}$	$V_{CC} = 5.0$ V, output open	5	8	10	mA
Output Resistance	$R_{OUT}$	$I_{OUT} = 1.2$ mA	-	1	2	$\Omega$
Output Capacitance Load	$C_{LOAD}$	VOUT to GND	-	-	10	nF
Output Resistive Load	$R_{LOAD}$	VOUT to GND	4.7	-	-	k $\Omega$
Primary Conductor Resistance	$R_{PRIMARY}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	-	1.5	-	m $\Omega$
RMS Isolation Voltage	$V_{ISORMS}$	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute	1600	2500	-	V
DC Isolation Voltage	$V_{ISODC}$		-	5000	-	V
<b>PERFORMANCE CHARACTERISTICS</b> , over operating ambient temperature range, unless otherwise specified						
Propagation Time	$t_{PROP}$	$I_P = \pm 5$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	3.15	-	$\mu\text{s}$
Response Time	$t_{RESPONSE}$	$I_P = \pm 5$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	6	-	$\mu\text{s}$
Rise Time	$t_r$	$I_P = \pm 5$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	7.45	-	$\mu\text{s}$
Frequency Bandwidth	f	-3 dB, $T_A = 25^\circ\text{C}$ ; $I_P$ is 10 A peak-to-peak; no external filter	-	50	-	kHz
Sensitivity	Sens	Over full range of $I_P$ , $I_P$ applied for 5 ms; $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	133	-	mV/A
		Over full range of $I_P$ , $I_P$ applied for 5 ms	124	-	142	mV/A
Noise	$V_{NOISE}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$ , no external filter	-	90	-	mV
		Root Mean Square, $T_A = 25^\circ\text{C}$ , no external filter	-	16	-	mV
Linearity	$E_{LIN}$	Over full range of $I_P$ , $I_P$ applied for 5 ms	-	$\pm 1$	$\pm 4.7$	%
Symmetry	$E_{SYM}$	Over full range of $I_P$ , $I_P$ applied for 5 ms	98	100	104.5	%
Zero Current Output Voltage	$V_{OUT(Q)}$	$I_P = 0$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	$V_{CC}/2$	-	V
Electrical Offset Voltage	$V_{OE}$	$I_P = 0$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-15	-	15	mV
		$I_P = 0$ A	-65	-	65	mV
Magnetic Offset Error	$I_{ERROM}$	$I_P = 0$ A, after excursion of 5 A	-	$\pm 0.01$	$\pm 0.05$	A
Total Output Error <sup>1</sup>	$E_{TOT}$	$I_P = \pm 5$ A, $I_P$ applied for 5 ms; $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	$\pm 1.5$	-	%
		$I_P = \pm 5$ A, $I_P$ applied for 5 ms	-	-	$\pm 12.5$	%
<b>THERMAL CHARACTERISTICS</b> <sup>2,3</sup> , $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$ , $V_{CC} = 5$ V unless otherwise specified						
			-	<b>Value</b>	-	<b>Units</b>
Junction-to-Lead Thermal Resistance	$R_{\theta JL}$	Mounted on the Allegro ASEK 70x evaluation board; additional information about reference boards and tests is available on the Allegro Web site	-	5	-	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Junction-to-Ambient Thermal Resistance	$R_{\theta JA}$	Mounted on the Allegro ASEK 70x evaluation board; additional information about reference boards and tests is available on the Allegro Web site	-	41	-	$^\circ\text{C}/\text{W}$

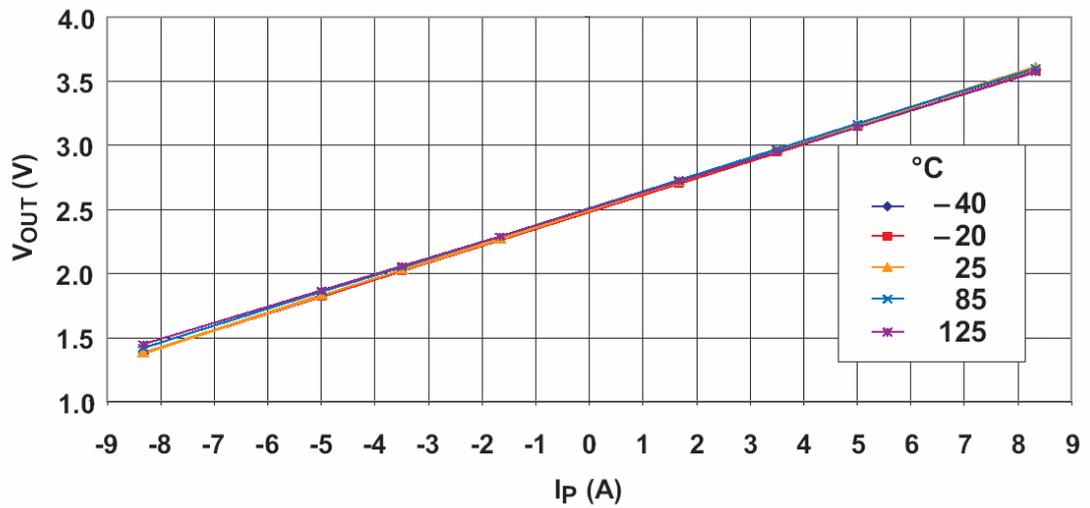
<sup>1</sup>Percentage of  $I_P$ , with  $I_P = 5$  A. Output filtered. Up to a 2.0% shift in  $E_{TOT}$  may be observed at end-of-life for this device.

<sup>2</sup>The Allegro evaluation board has 1500 mm<sup>2</sup> of 2 oz. copper on each side, connected to pins 1 and 2, and to pins 3 and 4, with thermal vias connecting the layers. Performance values include the power consumed by the PWB. Further details on the board are available from the ACS704 Frequently Asked Questions document on our website. Further information about board design and thermal performance also can be found on pages 16 and 17 of this datasheet.

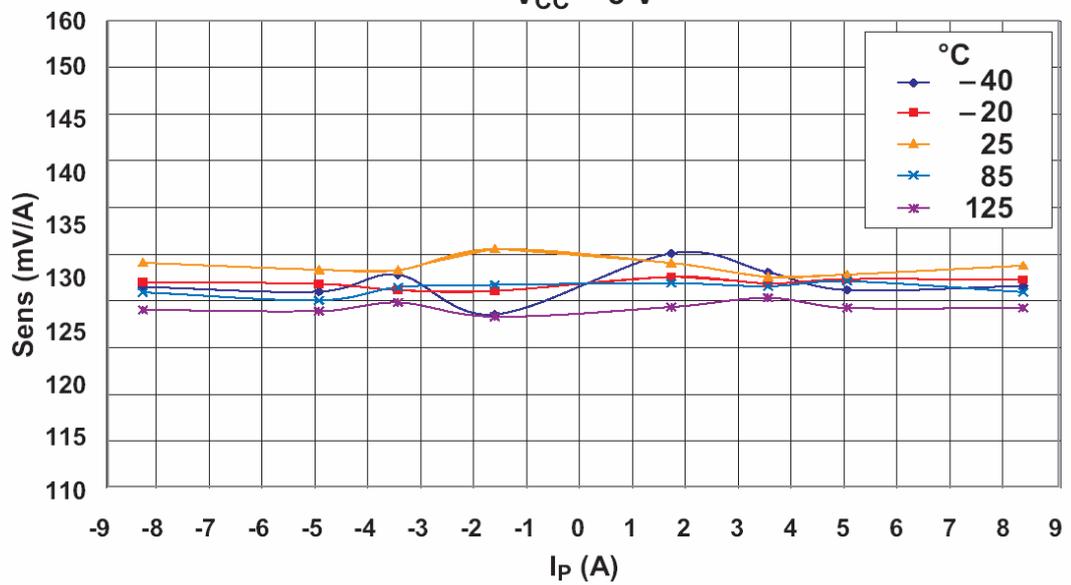
<sup>3</sup> $R_{\theta JA}$  values shown in this table are typical values, measured on the Allegro evaluation board. The actual thermal performance depends on the board design, the airflow in the system, and thermal interactions between the sensor and surrounding components through the PCB and the ambient air. To improve thermal performance, see our applications material on the Allegro Web site.

# ACS706ELC-05C

Output Voltage versus Primary Current  
 $V_{CC} = 5\text{ V}$

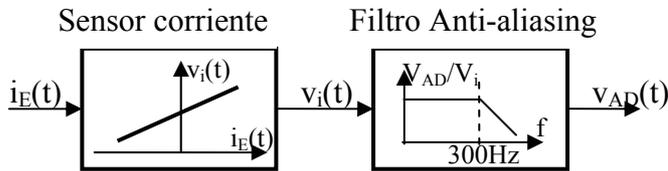


Sensitivity versus Primary Current  
 $V_{CC} = 5\text{ V}$



Solución del examen

Estudio ideal del sistema de medida



$$v_i(t) = 2.5 \text{ (volt)} + 0.133 \text{ (volt/amp)} i_E(t) \text{ (A)}$$

La amplitud de la intensidad que consume el equipo es

$$P = V_{rms} \times I_{rms} \Rightarrow I_{rms} = \frac{P}{V_{rms}} = 2.27 A_{rms} \Rightarrow I_{max} = \sqrt{2} I_{rms} = 3.21 A$$

El rango de tensión en la señal  $v_i(t)$  en la salida del sensor de corriente,  
 $-3.21A \leq i_E(t) \leq 3.21A \Rightarrow 2.07V \leq v_i(t) \leq 2.93V$

la resistencia equivalente del equipo es

$$R_E = \frac{V_{rms}^2}{P} = \frac{220^2}{500} = 100 \Omega$$

Para las componentes que se miden de 50Hz, 150 Hz y 250 Hz , el filtro de paso bajo tiene ganancia unidad  $v_{AD}(t) = v_i(t)$  (si  $f < 300\text{Hz}$ ), luego para estas, el rango de la señal  $v_{AD}$  a la entrada del conversor A/D, es

$$2.07V \leq v_i(t) \leq 2.93V \Rightarrow -2.07V \geq v_{AD}(t) \geq -2.93V$$

que se encuentra en el rango dinámico  $-5V \leq v_{AD} \leq +5V$  del conversor A/D, aunque está poco ajustado, ya que solo se utiliza  $100 * (2.93 - 2.07) / 10 = 8.54\%$  del rango.

De acuerdo con el programa que se especifica, el coeficiente de distorsión D se calcula en función de las  $N=128$  muestras  $\{x_k\} = \{v_{AD}(kT)\}$ , como:

$$D = \frac{\sqrt{C_3^2 + C_5^2}}{C_1} \quad \text{siendo} \quad C_1 = \sqrt{A_1^2 + B_1^2} \quad \begin{aligned} A_1 &= \sum_{k=0}^{N-1} x_k \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}k\right) \\ B_1 &= \sum_{k=0}^{N-1} x_k \text{cos}\left(\frac{2\pi}{N}k\right) \\ A_3 &= \sum_{k=0}^{N-1} x_k \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}3k\right) \\ B_3 &= \sum_{k=0}^{N-1} x_k \text{cos}\left(\frac{2\pi}{N}3k\right) \\ A_5 &= \sum_{k=0}^{N-1} x_k \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}5k\right) \\ B_5 &= \sum_{k=0}^{N-1} x_k \text{cos}\left(\frac{2\pi}{N}5k\right) \end{aligned}$$

$$C_3 = \sqrt{A_3^2 + B_3^2} \quad C_5 = \sqrt{A_5^2 + B_5^2}$$

El parámetro D que se calcula en el programa coincide en valor con el coeficiente de distorsión definido en el examen, ya que en el proceso de cálculo de una componente armónica el nivel de continua (2.5) que se introduce no afecta, y el factor (0.133) que multiplica, afecta por igual a todos los armónicos y en el cociente se cancelan.

$$I_i = \sqrt{\left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_E(kT) \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{N} ik\right)\right)^2 + \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_E(kT) \cos\left(\frac{2\pi}{N} ik\right)\right)^2} = \frac{0.133}{N} C_i$$

$$D = \frac{\sqrt{I_3^2 + I_5^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{C_3^2 + C_5^2}}{C_1}$$

El objetivo del sistema consiste en evaluar utilizando las ecuaciones anteriores el coeficiente de distorsión D, como una función de las N=128 valores de  $v_{AD}$   $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{127}\}$ . Los análisis que se requieren son determinar la desviación estandar  $U_D$  del coeficiente de distorsión conocida la desviación estándar  $U_x$  de los valores  $v_{AD}$  como consecuencia de diferentes causas.

A continuación se calculan las desviaciones estándar de las diferentes magnitudes que aparecen en las ecuaciones, en función de la desviación estándar se calculan existe un ruido en los valores que se leen por el A/D de desviación estándar  $U_x$ , son:

$$U_A^2 = \sum_{k=0}^{N-1} \left[ \frac{\partial A}{\partial x_k} \right]^2 U_x^2 = U_x^2 \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{sen}^2\left(\frac{2\pi}{N} ik\right) = \frac{N}{2} U_x^2 \quad \text{siendo } U_{A1} = U_{A3} = U_{A5} = U_{B1} = U_{B3} = U_{B5} = U_A$$

$$U_C^2 = \left[ \frac{\partial C}{\partial A} \right]^2 U_A^2 + \left[ \frac{\partial C}{\partial B} \right]^2 U_B^2 = U_A^2 \left[ \left( \frac{2A}{2\sqrt{A^2 + B^2}} \right)^2 + \left( \frac{2B}{2\sqrt{A^2 + B^2}} \right)^2 \right] = U_A^2$$

*siendo*  $U_{C1}^2 = U_{C3}^2 = U_{C5}^2 = U_C^2$

$$U_D^2 = \left[ \frac{\partial D}{\partial C_1} \right]^2 U_{C1}^2 + \left[ \frac{\partial D}{\partial C_3} \right]^2 U_{C3}^2 + \left[ \frac{\partial D}{\partial C_5} \right]^2 U_{C5}^2 = U_C^2 \left[ \left( -\frac{D}{C_1} \right)^2 + \left( D \frac{C_3}{C_3^2 + C_5^2} \right)^2 + \left( D \frac{C_5}{C_3^2 + C_5^2} \right)^2 \right] =$$

$$= D^2 \left[ \frac{1}{C_1^2} + \frac{1}{C_3^2 + C_5^2} \right] U_C^2 = \frac{1}{C_1^2} [D^2 + 1] U_C^2 = \frac{1}{C_1^2} [D^2 + 1] \frac{N}{2} U_x^2$$

**Cuestión 1:** Incertidumbre para un nivel de confianza del 95% (k=2) de la medida en D como consecuencia de la resolución de los A/D:

El error máximo de cuantización en  $v_{AD}$  es

$$E_{AD} = \frac{1}{2} \times 10.0 \times 2^{-10} = 0.0049$$

Considerando en el peor caso una distribución uniforme, una cota superior de la desviación estándar  $U_x$  de los valores de  $v_{AD}$  es

$$U_x = \frac{E_{AD}}{\sqrt{3}} = 0,0028V$$

La desviación estándar del coeficiente D inducido por los errores de cuantización del convertidor es,

$$C_1 = 3.21A \times 0.133(V/A) \times 128/2 = 27.32$$

$$U_D = \frac{\sqrt{1+D^2}}{C_1} \frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2}} U_x = 0,0014 \quad \text{siendo,}$$

$$D \ll 1$$

$$N = 128$$

$$U_x = 0.0028V$$

Cuando  $D \ll 1$  que es situación normal, la incertidumbre de D, para un nivel de confianza del 95% es,

$$I_D = 2 * U_D = 0.028$$

## Cuestión 2:

### 1) Ruido en $v_{AD}$ debido al ruido en la red.

Si el ruido es blanco con una densidad espectral de ruido en tensión  $e_{NW} = \text{Cte}$  y genera un ruido de  $1V_{rms}$  en una anchura de banda de 1 MHz,

$$V_{Nrms} = 1V_{rms} = e_{NW} \sqrt{BW} \Rightarrow e_{NW} = \frac{V_{Nrms}}{\sqrt{BW}} = \frac{1V_{rms}}{\sqrt{10^6 Hz}} = 0.001 V / \sqrt{Hz}$$

El ruido en la entrada de conversor A/D es,

$$V_{NADredrms} = \frac{1}{R_E} \times e_{NW} \times 0.133 \times \sqrt{NEB} = \frac{1}{R_E} \times e_{NW} \times 0.133 \times \sqrt{1.11 \times BW_{filtroAA}} = 24 \mu V_{rms}$$

### 2) Ruido en $v_{AD}$ debido al ruido introducido por el sensor de corriente

La información que proporciona la hojas características es insuficiente, ya que hace referencia a un valor  $V_{Npp} = 90 \text{ mV}$  o  $V_{Nrms} = 16 \text{ mV}$ , y aunque no hace referencia a la anchura de banda en que se ha medido, se puede considerar que es ruido blanco y se encuentra filtrado por la anchura de banda del dispositivos que es  $BW_{Sensor} = 50 \text{ KHz}$ .

En este caso,

$$V_{irms} = 0.016 V_{rms} = e_{iNW} \sqrt{BW_{sensor}} \Rightarrow e_{iNW} = \frac{V_{irms}}{\sqrt{BW_{sensor}}} = \frac{0,016 V_{rms}}{\sqrt{5.010^4 Hz}} = 71.5 \mu V / \sqrt{Hz}$$

El ruido en la entrada de conversor A/D es,

$$V_{NADSensorms} = e_{iNW} \times \sqrt{NEB} = e_{iNW} \times \sqrt{1.11 \times BW_{filtroAA}} = 1.3 mV_{rms}$$

El ruido integrado en  $v_{AD}$  debido a ambas fuentes es,

$$V_{NADtotalrms} = \sqrt{V_{NADredrms}^2 + V_{NADSensorms}^2} = 1.3 mV_{rms}$$

Operando de igual modo que en el apartado 1, la desviación estándar del coeficiente D inducido por el ruido en la entrada del convertidor es,

$$C_1 = 3.21A \times 0.133(V/A) \times 128/2 = 27.32$$

$$U_D = \frac{\sqrt{1+D^2}}{C_1} \frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2}} U_x = 0.00038 \quad \text{siendo,}$$

$$D \ll 1$$

$$N = 128$$

$$U_x = 0.0013V$$

Cuando  $D \ll 1$  que es situación normal, la incertidumbre de D, para un nivel de confianza del 95% es,

$$I_D = 2 * U_D = 0.00076$$

**Cuestión 3:** Precisión que debe requerirse en las resistencias y condensadores del filtro.

Las resistencias y capacidades influyen en dos aspectos:

- La frecuencia de corte del filtro  $\Rightarrow BW_{\text{filtroAA}} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$ , siempre que el filtro no baje por debajo de los 250 Hz no afecta a la medida.
- La ganancia de la banda pasante  $\Rightarrow G_{\text{filtroAA}} = -\frac{R_1}{R_3}$ , su valor tampoco afecta ya que el coeficiente de distorsión es un cociente de términos, y en el cociente no interviene la ganancia del filtro.

**Cuestión 4:** De terminar la incertidumbre, si la frecuencia de la red tiene una variación del 1%.

La modificación del periodo de la señal supone que las 128 muestras que se adquieren cubren mas de un periodo de la señal (si la frecuencia es mas alta de 50 Hz o no llegan a cubrir un periodo si la frecuencia es mas baja de 50 Hz).

Como las variaciones de frecuencia son del 1%, y el número de muestras es 128, en los cálculos de  $A_1, B_1, A_3, B_3, A_5$  y  $B_5$  el error máximo es sólo que se introduzca una muestra mas o una muestra menos. El error cuantitativo máximo que se introduce en ellos es el de la amplitud de la señal  $v_{AD} = 2.5 + 2.7 * 0.133 = 2.86 V$ .

$$U_A = \frac{\text{Error máximo } A}{\sqrt{3}} = 1,65 \quad \text{siendo } U_{A1} = U_{A3} = U_{A5} = U_{B1} = U_{B3} = U_{B5} = U_A$$

Luego la incertidumbre en la medida de D es,

$$U_D = \frac{1}{C_1} \sqrt{[D^2 + 1]} U_C = \frac{1}{C_1} \sqrt{[D^2 + 1]} U_A \xrightarrow{D \ll 1} \frac{U_A}{C_1} = \frac{1.65}{27.32} = 0.06$$

$$I_D = 2 * U_D = 0.12$$

# INTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA DE COMUNICACIONES

5º curso de Ingeniería de Telecomunicación

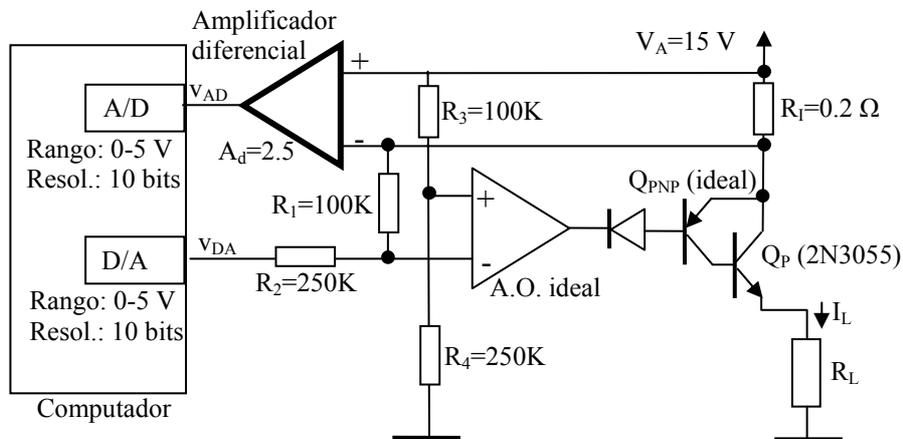
Septiembre, 2006

Se ha construido una fuente de intensidad de continua de precisión, controlada por ordenador que opera en el rango 0-10 amperios. En la figura se muestra su diseño.

A fin de conseguir que a corto plazo, la intensidad de salida solo dependa de la resistencia  $R_L$ , del amplificador diferencial, y de la supuesta linealidad del circuito, el programa opera en tres pasos:

1. El programa establece la salida del convertor D/A a la tensión  $v_{DA1}$  adecuada para conseguir la tensión de consigna  $I_L$ , bajo la suposición de que las resistencias y la tensión de alimentación tienen los valores nominales. Con esta tensión  $v_{DA1}$  establecida, el programa mide la intensidad que realmente fluye  $I_{L1}$ .
2. En función de los valores obtenidos en el paso anterior, el programa vuelve a establecer un segundo valor  $v_{DA2}$ , adecuado para obtener el valor de consigna  $I_L$ , bajo la suposición de que el circuito tiene una respuesta del tipo  $I_L = g v_i$  (lineal sin offset). Con esta tensión  $v_{DA2}$  establecida, el programa mide la intensidad que realmente fluye  $I_{L2}$ .
3. En función de los valores obtenidos en los dos pasos anteriores, el programa vuelve a establecer un tercer valor  $v_{DA3}$ , adecuado para obtener el valor de consigna  $I_L$ , bajo la suposición de que el circuito tiene una respuesta del tipo  $I_L = g v_i + i_0$ . Esta tensión  $v_{DA3}$  es la que mantiene como definitiva.

En el programa que se adjunta se describe este proceso, y las expresiones que se utilizan para calcular los valores  $v_{DA}$  que se establecen.



Para esta fuente de intensidad, determinar:

- a) Si el transistor de potencia  $Q_p$  tiene colocado un radiador de resistencia térmica  $\Theta_{CA} = 0.25 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ , determinar la mínima resistencia de carga  $R_L$  que se puede colocar sin que la fuente se destruya por calor. Suponer que la intensidad de salida puede variar en todo su rango 0-10 A. (2.5 puntos)
- b) Calcular la incertidumbre para un nivel de confianza del 95% en la intensidad de salida  $I_L$ , como consecuencia de la resolución de los convertidores A/D y D/A. Calcular la incertidumbre específicamente para  $I_L = 5 \text{ Amp}$  (2.5 puntos)
- c) Calcular el error máximo en la salida  $I_L$  como consecuencia de que el amplificador diferencial tiene un CMRR de 30 dB. (2.5 puntos)
- d) Estimar el ruido en la intensidad de salida  $I_L$ , que se genera como consecuencia de que en las fuentes de alimentación hay un rizado de  $0.2 \text{ V}_{pp}$  de 50 Hz por interferencia de la red. (2.5 puntos)

## Programa de control de la fuente de intensidad

```
procedure SetIL(iL: float) is
    R1:float :=100000.0; R2:float :=250000.0;
    R3:float :=100000.0; R4:float :=250000.0;
    Ad:float :=2.5;      RI:float :=0.2;
    vda1, vda2, vda3: float ;
    il1, il2: float;
    g, io: float;

    procedure setDA(vda :float) is begin null; end ;
    function readAD return float is begin return 0.0; end;

begin
    -- Establece primer valor
    vda1:=iL*RI*R2/R1;
    setDA(vda1);
    il1:=readAD/Ad/RI;

    -- Establece segundo valor
    g:= vda1*il1;
    vda2:= iL/g;
    setDA(vda2);
    il2:= readAD/Ad/RI;

    -- Establece valor final
    if (vda1 = vda2)
    then vda3:=vda1;
    else begin
        g:= (il2-il1)/(vda2-vda1);
        io:= (il1*vda2-il2*vda1)/(vda2-vda1);
        vda3:=(iL-io)/g ;
    end;
    end if;
    setDA(vda3);
end;
```

# Complementary Silicon Power Transistors

... designed for general-purpose switching and amplifier applications.

- DC Current Gain —  $h_{FE} = 20-70 @ I_C = 4 \text{ Adc}$
- Collector-Emitter Saturation Voltage —  $V_{CE(sat)} = 1.1 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 4 \text{ Adc}$
- Excellent Safe Operating Area

## MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	60	Vdc
Collector-Emitter Voltage	$V_{CER}$	70	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CB}$	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EB}$	7	Vdc
Collector Current — Continuous	$I_C$	15	Adc
Base Current	$I_B$	7	Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	115 0.657	Watts $\text{W}/^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

## THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.52	$^\circ\text{C}/\text{W}$

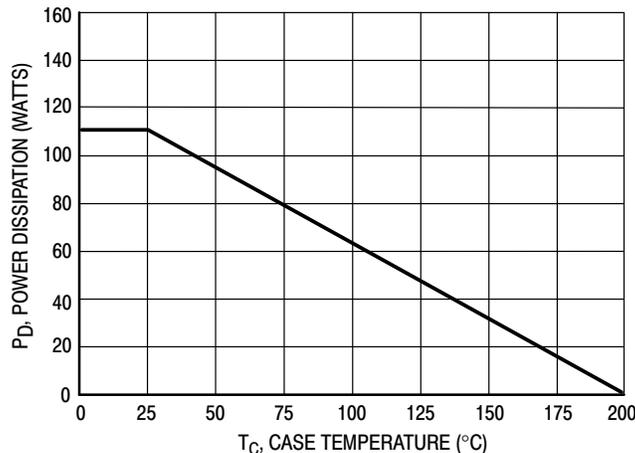
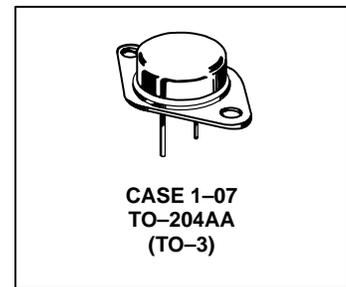


Figure 1. Power Derating

Preferred devices are ON Semiconductor recommended choices for future use and best overall value.



\*ON Semiconductor Preferred Device



## 2N3055 MJ2955

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

#### \*OFF CHARACTERISTICS

Collector–Emitter Sustaining Voltage (1) ( $I_C = 200\text{ mA}$ , $I_B = 0$ )	$V_{CE(sus)}$	60	—	Vdc
Collector–Emitter Sustaining Voltage (1) ( $I_C = 200\text{ mA}$ , $R_{BE} = 100\text{ Ohms}$ )	$V_{CER(sus)}$	70	—	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 30\text{ Vdc}$ , $I_B = 0$ )	$I_{CEO}$	—	0.7	mA
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 100\text{ Vdc}$ , $V_{BE(off)} = 1.5\text{ Vdc}$ ) ( $V_{CE} = 100\text{ Vdc}$ , $V_{BE(off)} = 1.5\text{ Vdc}$ , $T_C = 150^\circ\text{C}$ )	$I_{CEX}$	— —	1.0 5.0	mA
Emitter Cutoff Current ( $V_{BE} = 7.0\text{ Vdc}$ , $I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	—	5.0	mA

#### \*ON CHARACTERISTICS (1)

DC Current Gain ( $I_C = 4.0\text{ A}$ , $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 10\text{ A}$ , $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ )	$h_{FE}$	20 5.0	70 —	—
Collector–Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 4.0\text{ A}$ , $I_B = 400\text{ mA}$ ) ( $I_C = 10\text{ A}$ , $I_B = 3.3\text{ A}$ )	$V_{CE(sat)}$	—	1.1 3.0	Vdc
Base–Emitter On Voltage ( $I_C = 4.0\text{ A}$ , $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ )	$V_{BE(on)}$	—	1.5	Vdc

#### SECOND BREAKDOWN

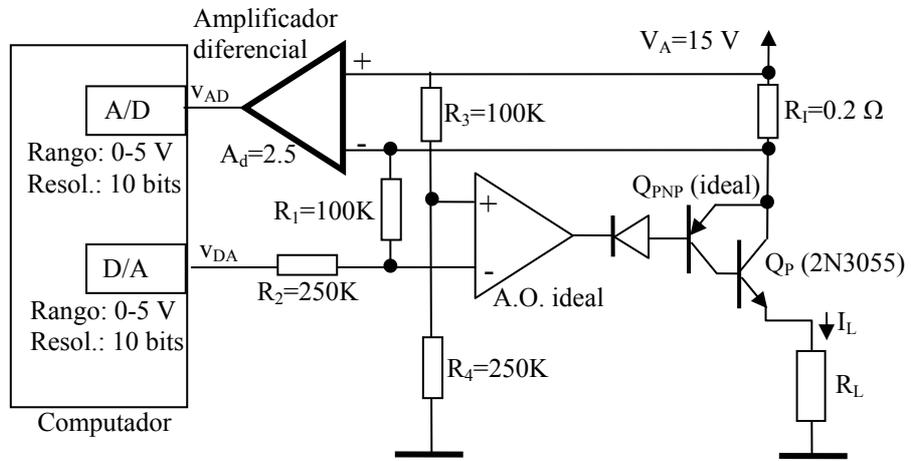
Second Breakdown Collector Current with Base Forward Biased ( $V_{CE} = 40\text{ Vdc}$ , $t = 1.0\text{ s}$ , Nonrepetitive)	$I_{s/b}$	2.87	—	A
---	-----------	------	---	---

#### DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current Gain — Bandwidth Product ( $I_C = 0.5\text{ A}$ , $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ )	$f_T$	2.5	—	MHz
*Small–Signal Current Gain ( $I_C = 1.0\text{ A}$ , $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$h_{fe}$	15	120	—
*Small–Signal Current Gain Cutoff Frequency ( $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ , $I_C = 1.0\text{ A}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$ )	$f_{hfe}$	10	—	kHz

\*Indicates Within JEDEC Registration. (2N3055)

(1) Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .



**Ecuaciones del circuito**

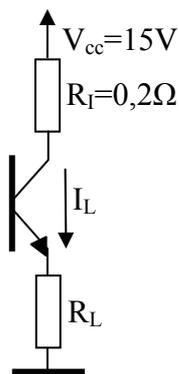
Intensidad de la fuente que se establece:

$$I_L = \frac{1}{R_I} \left[ v_{DA} \frac{R_1}{R_2} + V_A \left( 1 - \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_2(R_4 + R_5)} \right) \right] = 2.0(A/V) \times v_{DA}(V)$$

Tensión que se mide en el A/D en función de la intensidad de la fuente:

$$v_{AD} = A_d R_I I_L = 0.5(V/A) \times I_L(A)$$

**1º) Mínima resistencia de carga de acuerdo con la capacidad térmica del transistor de potencia.**



$$T_J = 40^\circ + P \times (R_{JC} + R_d) < 200^\circ C$$

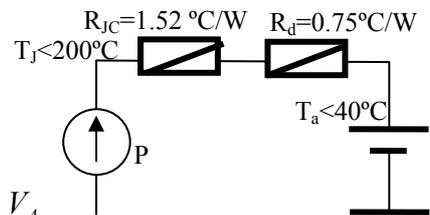
$$P_{min} \leq \frac{200 - 40}{1.58 + 0.75} = 70.48 W$$

$$\frac{\partial P_Q}{\partial I_L} = I_L V_A - I_L^2 (R_I + R_L)$$

$$\frac{\partial P_Q}{\partial I_L} = V_A - 2I_L (R_I + R_L) = 0 \Rightarrow I_L = \frac{V_A}{2(R_I + R_L)}$$

$$P_{Q Max} = 70.48 W = \frac{V_A}{2(R_I + R_{L Min})} \frac{V_A}{2}$$

$$R_{L min} = \frac{V_A^2}{4 P_{max}} - R_I = 0.598 \Omega$$



## 2º) Incertidumbre debida a la resolución de los convertidores A/D y D/A.

Dada la linealidad que se supone al circuito, con dos medidas se pueden determinar los dos coeficientes de una relación lineal. El método que se utiliza es establecer dos valores de tensión de control  $v_{DA}$  con el conversor D/A y medir con el conversor A/D las tensiones  $v_{AD}$  que representan las intensidades que se miden en la fuente.

La intensidad que se establece es

$$I_L = 2.0 v_{DA3 \text{ Establecida}} \quad \text{siendo } v_{DA3 \text{ Establecida}} = \Delta_{\text{Cuantización DA}} + v_{DA3 \text{ Calculada}}$$

$$v_{DA3 \text{ Calculada}} = \frac{I_{L \text{ Consigna}} - i_o}{g} = I_{L \text{ Consigna}} \frac{v_{DA2} - v_{DA1}}{I_{L2} - I_{L1}} - \frac{I_{L1} v_{DA2} - I_{L2} v_{DA1}}{I_{L2} - I_{L1}}$$

Expresándola en función de las tensiones leídas en el A/D ( $v_{AD} = 0.5 I_L$ ), cuya incertidumbre es la que se conoce,

$$v_{DA3 \text{ Calculada}} = I_{L \text{ Consigna}} \frac{0.5 v_{DA2} - v_{DA1}}{v_{AD2} - v_{AD1}} - \frac{v_{AD1} v_{DA2} - v_{AD2} v_{DA1}}{v_{AD2} - v_{AD1}}$$

$$U_{IL}^2 = U_{vDA}^2 + \left[ \frac{\partial I_L}{\partial v_{DA3 \text{ Calculada}}} \right]^2 U_{DA3 \text{ Calculada}}^2 = U_{vDA}^2 + 2.0^2 U_{DA3 \text{ Calculada}}^2$$

$$U_{vDA3 \text{ Cal}}^2 = \left[ \frac{\partial v_{DA3 \text{ Cal}}}{\partial v_{DA1}} \right]^2 U_{vDA}^2 + \left[ \frac{\partial v_{DA3 \text{ Cal}}}{\partial v_{DA2}} \right]^2 U_{vDA}^2 + \left[ \frac{\partial v_{DA3 \text{ Cal}}}{\partial v_{AD1}} \right]^2 U_{vAD}^2 + \left[ \frac{\partial v_{DA3 \text{ Cal}}}{\partial v_{AD2}} \right]^2 U_{vAD}^2$$

$$\frac{\partial v_{DA3 \text{ Cal}}}{\partial v_{DA1}} = -\frac{I_{L \text{ Consigna}} 0.5}{v_{AD2} - v_{AD1}} + \frac{v_{AD2}}{v_{AD2} - v_{AD1}} = \frac{v_{AD2} - 0.5 I_{L \text{ Consigna}}}{v_{AD2} - v_{AD1}}$$

$$\frac{\partial v_{DA3 \text{ Cal}}}{\partial v_{DA2}} = \frac{I_{L \text{ Consigna}} 0.5}{v_{AD2} - v_{AD1}} - \frac{v_{AD1}}{v_{AD2} - v_{AD1}} = \frac{v_{AD1} - 0.5 I_{L \text{ Consigna}}}{v_{AD2} - v_{AD1}}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial v_{DA3 \text{ Cal}}}{\partial v_{AD1}} &= + \frac{I_{L \text{ Consigna}} 0.5 (v_{DA2} - v_{DA1})}{(v_{AD2} - v_{AD1})^2} - \frac{v_{DA2} (v_{AD2} - v_{AD1}) + (v_{AD1} v_{DA2} - v_{AD2} v_{DA1})}{(v_{AD2} - v_{AD1})^2} = \\ &= \left( I_{L \text{ Consigna}} 0.5 - v_{AD2} \right) \frac{v_{DA2} - v_{DA1}}{(v_{AD2} - v_{AD1})^2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial v_{DA3 \text{ Cal}}}{\partial v_{AD2}} &= -\frac{I_{L \text{ Consigna}} 0.5 (v_{DA2} - v_{DA1})}{(v_{AD2} - v_{AD1})^2} + \frac{v_{DA1} (v_{AD2} - v_{AD1}) - (v_{AD1} v_{DA2} - v_{AD2} v_{DA1})}{(v_{AD2} - v_{AD1})^2} = \\ &= -\left( I_{L \text{ Consigna}} 0.5 - v_{AD1} \right) \frac{v_{DA2} - v_{DA1}}{(v_{AD2} - v_{AD1})^2} \end{aligned}$$

Evaluación de los términos:

$$\text{Desviación estándar de } v_{DA}: U_{vDA} = \frac{5 \times 2^{-10}}{2\sqrt{3}} = 1.4 \cdot 10^{-3} V$$

$$\text{Desviación estándar de } v_{AD}: U_{vAD} = \frac{5 \times 2^{-10}}{2\sqrt{3}} = 1.4 \cdot 10^{-3} V$$

Bajo condiciones ideales, esto es todos los elementos exactos, todos los  $v_{DA2}$ ,  $v_{DA1}$ ,  $v_{AD1}$  y  $v_{AD2}$ , tienen el mismo valor. Sin embargo, cuando existan errores aunque sean

pequeños, estos valores pueden hacer que el código cambie en un bit, por ello, se puede considerar:

$$\begin{aligned} v_{AD2} - v_{AD1} &\Rightarrow 5 \cdot 2^{-10} = \pm 0,0049 \text{ V} \\ v_{DA2} - v_{DA1} &\Rightarrow 5 \cdot 2^{-10} = \pm 0,0049 \text{ V} \\ I_{L\text{consigna}} \cdot 0.5 - v_{AD1} &\Rightarrow \pm 5 \cdot 2^{-11} = 0.0025 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left| \frac{\partial v_{DA3\text{Cal}}}{\partial v_{DA1}} \right| &= \left| \frac{v_{AD2} - 0.5 I_{L\text{consigna}}}{v_{AD2} - v_{AD1}} \right| = \frac{0.0025}{0.0049} = 0.5 \\ \left| \frac{\partial v_{DA3\text{Cal}}}{\partial v_{DA2}} \right| &= \left| \frac{v_{AD1} - 0.5 I_{L\text{consigna}}}{v_{AD2} - v_{AD1}} \right| = \frac{0.0025}{0.0049} = 0.5 \\ \left| \frac{\partial v_{DA3\text{Cal}}}{\partial v_{AD1}} \right| &= \left| \left( I_{L\text{consigna}} \cdot 0.5 - v_{AD2} \right) \frac{v_{DA2} - v_{DA1}}{(v_{AD2} - v_{AD1})^2} \right| = 0.0025 \frac{0.0049}{0.0049^2} = 0.5 \\ \left| \frac{\partial v_{DA3\text{Cal}}}{\partial v_{AD2}} \right| &= \left| \left( I_{L\text{consigna}} \cdot 0.5 - v_{AD1} \right) \frac{v_{DA2} - v_{DA1}}{(v_{AD2} - v_{AD1})^2} \right| = 0.0025 \frac{0.0049}{0.0049^2} = 0.5 \end{aligned}$$

La desviación estándar del valor de la intensidad que se establece, resulta ser,

$$\begin{aligned} U_{IL}^2 &= 2.0^2 \left[ U_{DA}^2 \left( 1 + \left| \frac{\partial v_{DA3\text{Cal}}}{\partial v_{DA1}} \right|^2 + \left| \frac{\partial v_{DA3\text{Cal}}}{\partial v_{DA2}} \right|^2 \right) + U_{AD}^2 \left( \left| \frac{\partial v_{DA3\text{Cal}}}{\partial v_{AD1}} \right|^2 + \left| \frac{\partial v_{DA3\text{Cal}}}{\partial v_{AD2}} \right|^2 \right) \right] = \\ &= 4.0 \left[ (1.4 \cdot 10^{-3})^2 (1 + 0.5^2 + 0.5^2) + (1.4 \cdot 10^{-3})^2 (0.5^2 + 0.5^2) \right] = 1.57 \cdot 10^{-5} \text{ V} \end{aligned}$$

La incertidumbre en la medida de la intensidad que se establece en la fuente, considerando un nivel de confianza del 95%, es

$$I_{IL} = 2.0 \times U_{IL} = 2.0 \times 0.004 = 0.008 \text{ A}$$

### 3) Error que se comete como consecuencia de del CMRR del amplificador diferencial.

Si el amplificador diferencial tiene un CMRR finito, esto significa que tiene una ganancia en modo común,

$$CMRR = \frac{|A_d|}{|A_c|} = 30\text{dB} = 10^{\frac{20}{30}} = 31.62 \Rightarrow |A_c| = \frac{|A_d|}{31.62} = \frac{2.5}{31.62} = 0.079$$

introduce en la salida un error que es función del valor de la entrada en modo común  $v_{mc}$ , la cual es función de la  $I_L$  que se establece:

$$v_{mc} = \frac{v_+ + v_-}{2} = \frac{V_A + V_A - I_L R_I}{2} = V_A - \frac{1}{2} I_L R_I = 15 - 0.1 I_L$$

El error debido al CMRR en la salida del amplificador diferencial es

$$\Delta v_{ADCMRR} = v_{mc} A_c = (15 - 0.1 I_L) \times 0,079$$

El máximo error es cuando se establece la intensidad nula en la fuente de intensidad,

$$\Delta v_{ADCMRR\text{max}} = v_{mc\text{max}} A_c = 15 \times 0,079 = 1.19 \text{ V}$$

Dado que el procedimiento de control consigue que  $v_{AD}$  tenga el valor exacto que corresponde a la intensidad de consigna.

$$v_{AD} = 0.5 \times I_L \Rightarrow I_L + \Delta I_L = 2.0(v_{AD} + \Delta v_{AD}) \Rightarrow \Delta I_{LCMRR} = 2.0 \Delta v_{ADCMRR} = 2.38 A$$

El error es enorme como consecuencia de que el amplificador diferencial es muy malo  $A_c \approx A_d/30$  y la entrada en modo común  $14V \leq v_{ADc} \leq 15V$  es mucho mayor que entrada diferencial  $0V \leq v_{ADd} \leq 2V$

#### 4) Ruido en la intensidad establecida debida al rizado de la fuente de alimentación.

La intensidad que se establece en la fuente es

$$I_L = \frac{1}{R_I} \left[ v_{DA} \frac{R_1}{R_2} + V_A \left( 1 - \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_2(R_4 + R_3)} \right) \right]$$

El rizado que se obtendría en la salida sería.

$$I_{L50Hzpp} = \frac{V_{A50Hzpp}}{R_I} \left( 1 - \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_2(R_4 + R_3)} \right) = \frac{V_{A50Hzpp}}{R_I} \frac{R_2 R_3 - R_4 R_1}{R_2 R_4 + R_2 R_3}$$

Si todos los elementos son exactos, y  $R_2 R_3 = R_4 R_1$  el ruido en la salida de la fuente es nula.