

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

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



**SOLUCIONES DE EXAMENES**  
**Instrumentación Electrónica de Comunicaciones**  
**(Curso, 2010/2011)**



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

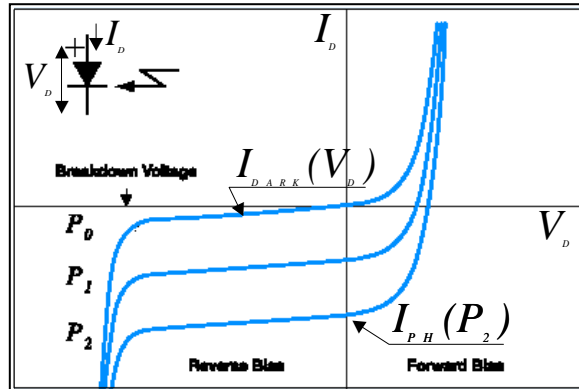
## Comentarios:

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. Estúdialos con espíritu crítico.

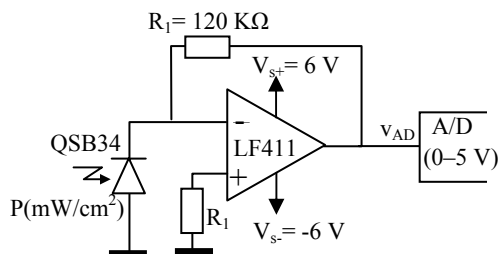
Se quiere medir con un computador la intensidad luminosa de un arco de soldadura que varía en el rango de 0.01 a 1.0 mW/cm<sup>2</sup> en la longitud de onda λ= 940 nm . Para ello se utiliza un fotodiodo QSB34 cuyas hojas características se acompañan.

Como se muestra en la figura, la intensidad eléctrica del fotodiodo se compone de dos componentes: La intensidad de origen fotónica I<sub>PH</sub> proporcional a la intensidad luminosa P y la debida a la polarización del diodo I<sub>Dark</sub>(V<sub>D</sub>),



$$I_D = I_{Dark}(V_D) + I_{PH}(P) = I_{R(D)} \left( e^{\frac{qV_D}{kT}} - 1 \right) + R_\lambda P$$

El sistema de medida que se propone se basa en un convertor I-V realizado basado en el amplificador operacional de bajo offset LF411 que se ha diseñado para que utilice todo el rango dinámico 0-5V del convertor A/D. En la tabla se muestra el programa con el que se realiza la medida, que se basa en hacer 16 medidas independientes, y retorna la media como resultado.



```
function IntensidadLuminosa return float
R1: float:=1.2E5;      -- Ohmios
Rlambda: float:=37.0; -- μA/(mWattios/cm²)
acc: float:=0;
begin
for i=0..15 loop
acc=acc+readAD()/R1/Rlambda/1.0E6;
end loop;
return acc/16;
end;
```

Sobre este sistema de medida estudiar los siguientes aspectos:

- 1º) Determinar la resolución en bits del convertidor A/D si se desea que el error en la medida sea en todo el rango de intensidades de iluminación inferior al 1% de error relativo. (2 puntos)
- 2º) Determinar el error sistemático en la medida de la intensidad luminosa que introduce el offset de tensión del amplificador operacional (2 puntos)
- 3º) Cual es la incertidumbre (para un 95% de nivel de confianza) que se introduce en la medida, si se considera el ruido térmico de las resistencias, del amplificador y del ruido Shot del fotodiodo, y además existe un rizado de 0.5 Vpp en la tensión de alimentación. (4 puntos)
- 4º) Si el parámetro R<sub>λ</sub> del fotodiodo se conoce con una incertidumbre I<sub>Rλ</sub>=0.5 μA/(mW/cm<sup>2</sup>) (para k=2), estimar el máximo error sistemático y la incertidumbre cuando se mide una intensidad luminosa P=0.1 mW/cm<sup>2</sup>. (2 puntos)

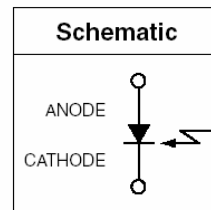
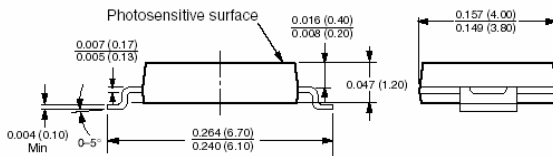
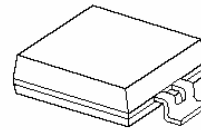
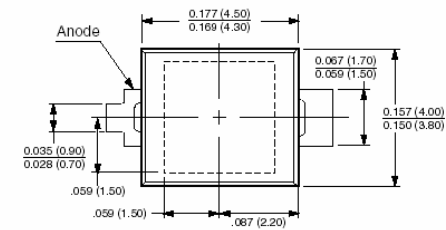


## QSB34GR, QSB34ZR, QSB34CGR, QSB34CZR Surface Mount Silicon Pin Photodiode

### Features

- Daylight Filter (QSB34GR and QSB34ZR only)
- Surface Mount Packages:
  - QSB34GR/QSB34CGR for overmount board
  - QSB34ZR/QSB34CZR for undermount board
- Fast PIN Photodiode
- Wide Reception Angle, 120°
- Large Chip Size = .014 in<sup>2</sup> (9 mm<sup>2</sup>)
- High Sensitivity
- Low Capacitance
- Available in 0.470" (12mm) width tape on 7" (178mm) diameter reel; 1,000 units per reel

### Package Dimensions, QSB34GR



#### NOTE:

1. Dimensions for all drawings are in inches (mm).
2. Tolerance of  $\pm 0.005$  (.13) on all non-nominal dimensions unless otherwise specified.

### Absolute Maximum Ratings ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Operating Temperature	$T_{OPR}$	-25 to +85	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{STG}$	-40 to +85	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature	$T_{SOL}$	260	$^\circ\text{C}$
Reverse Voltage	$V_R$	32	V
Power Dissipation at (or below) 25 $^\circ\text{C}$ Free Air Temperature	$P_C$	150	mW

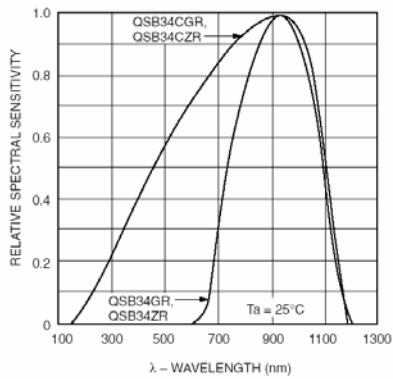
#### Note:

1. Soldering time  $\leq 5$  seconds

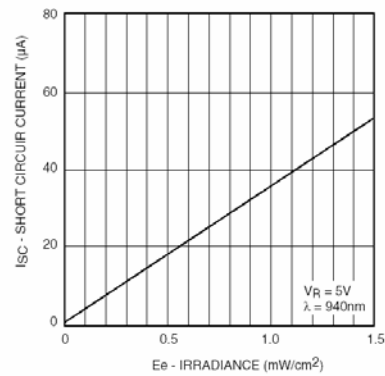
**Electrical/Optical Characteristics** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified)

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min	Typ	Max	Units
Reverse Voltage	$I_R = 0.1 \text{ mA}$	$V_R$	32		—	V
Dark Reverse Current	$V_R = 10 \text{ V}$	$I_{R(D)}$	—		30	nA
Peak Sensitivity	$V_R = 5 \text{ V}$	$\lambda_{PK}$		940		nm
Reception Angle @ 1/2 Power		$\Theta$		$\pm 60$		Degrees
Photo Current	$E_e = 1.0 \text{ mW/cm}^2, V_{CE} = 5 \text{ V}^{(4)}$	$I_{PH}$	25	37	—	$\mu\text{A}$
Capacitance	$V_R = 3 \text{ V}$	C		25		pF
Rise Time	$V_R = 10 \text{ V}, R_L = 50 \Omega$	$t_r$		50		ns
Fall Time		$t_f$		50		ns
Spectral Sensitivity QSB34GR, QSB34ZR QSB34CGR, QSB34CZR		$\lambda_{0.5}$	730 400		1100 1100	nm

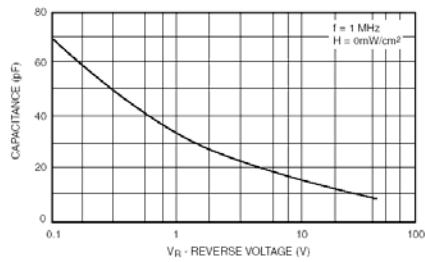
**Typical Performance Curves**



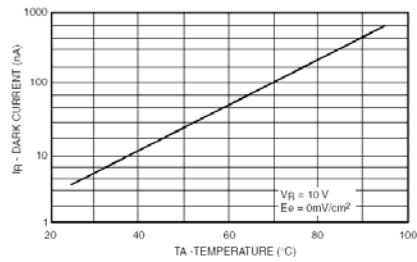
**Fig. 1 Relative Spectral Sensitivity vs. Wavelength**



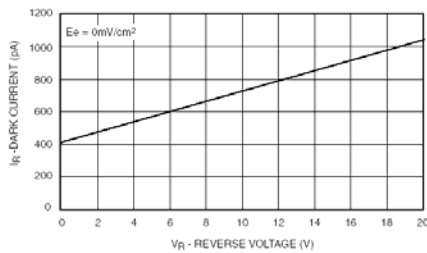
**Fig. 2 Short Circuit Current vs. Irradiance**



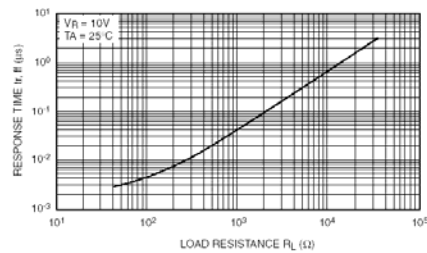
**Fig. 3 Capacitance vs. Reverse Voltage**



**Fig. 4 Dark Current vs. Temperature**



**Fig. 5 Dark Current vs. Reverse Voltage**



**Fig. 6 Response Time vs. Load Resistance**

# LF411

## Low Offset, Low Drift JFET Input Operational Amplifier

### General Description

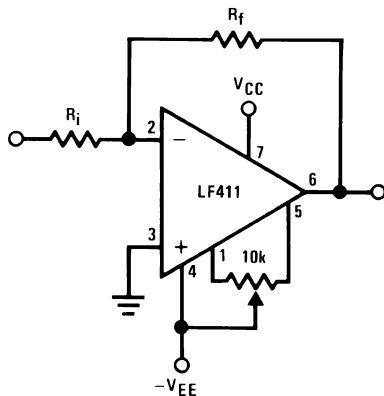
These devices are low cost, high speed, JFET input operational amplifiers with very low input offset voltage and guaranteed input offset voltage drift. They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF411 is pin compatible with the standard LM741 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage and drift, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth.

### Features

- Internally trimmed offset voltage: 0.5 mV(max)
- Input offset voltage drift: 10  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (max)
- Low input bias current: 50 pA
- Low input noise current: 0.01 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide gain bandwidth: 3 MHz(min)
- High slew rate: 10V/ $\mu\text{s}$ (min)
- Low supply current: 1.8 mA
- High input impedance:  $10^{12}\Omega$
- Low total harmonic distortion:  $\leq 0.02\%$
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2  $\mu\text{s}$

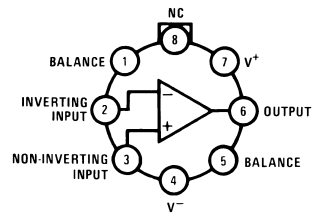
### Typical Connection



00565501

### Connection Diagrams

#### Metal Can Package



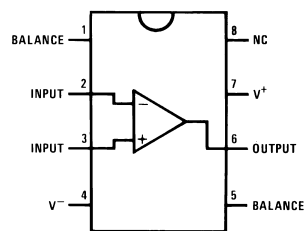
00565505

Note: Pin 4 connected to case.

#### Top View

Order Number LF411ACH  
or LF411MH/883 (Note 11)  
See NS Package Number H08A

#### Dual-In-Line Package



00565507

#### Top View

Order Number LF411ACN, LF411CN  
See NS Package Number N08E

### Ordering Information

#### LF411XYZ

X indicates electrical grade

Y indicates temperature range

“M” for military

“C” for commercial

Z indicates package type

“H” or “N”

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

	LF411A	LF411		H Package	N Package
Supply Voltage	±22V	±18V	$T_{jmax}$	150°C	115°C
Differential Input Voltage	±38V	±30V	$\theta_{jA}$	162°C/W (Still Air)	120°C/W
Input Voltage Range (Note 2)	±19V	±15V		65°C/W (400 LF/min Air Flow)	
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	$\theta_{jC}$	20°C/W	
			Operating Temp. Range	(Note 4)	(Note 4)
			Storage Temp. Range	-65°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 150°C	-65°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 150°C
			Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	260°C	260°C
Power Dissipation (Notes 3, 10)	670 mW	670 mW	ESD Tolerance		Rating to be determined.

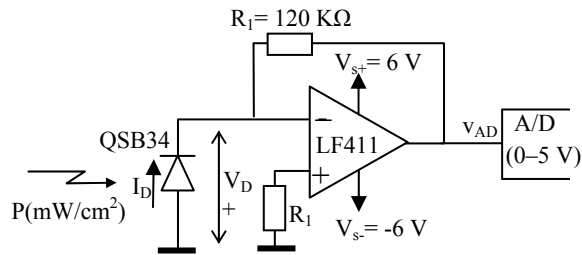
### DC Electrical Characteristics (Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF411A			LF411			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> =10 kΩ, T <sub>A</sub> =25°C		0.3	0.5		0.8	2.0	mV
ΔV <sub>OS</sub> /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> =10 kΩ (Note 6)		7	10		7	20 (Note 6)	μV/°C
I <sub>OS</sub>	Input Offset Current	V <sub>S</sub> =±15V (Notes 5, 7)	T <sub>J</sub> =25°C	25	100		25	100	pA
			T <sub>J</sub> =70°C					2	nA
			T <sub>J</sub> =125°C					25	nA
I <sub>B</sub>	Input Bias Current	V <sub>S</sub> =±15V (Notes 5, 7)	T <sub>J</sub> =25°C	50	200		50	200	pA
			T <sub>J</sub> =70°C					4	nA
			T <sub>J</sub> =125°C					50	nA
R <sub>IN</sub>	Input Resistance	T <sub>J</sub> =25°C		10 <sup>12</sup>			10 <sup>12</sup>	Ω	
A <sub>VOL</sub>	Large Signal Voltage Gain	V <sub>S</sub> =±15V, V <sub>O</sub> =±10V, R <sub>L</sub> =2k, T <sub>A</sub> =25°C	50	200		25	200		V/mV
		Over Temperature	25	200		15	200		V/mV
V <sub>O</sub>	Output Voltage Swing	V <sub>S</sub> =±15V, R <sub>L</sub> =10k	±12	±13.5		±12	±13.5		V
V <sub>CM</sub>	Input Common-Mode Voltage Range		±16	+19.5		±11	+14.5		V
				-16.5			-11.5		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R <sub>S</sub> ≤10k	80	100		70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 8)	80	100		70	100		dB
I <sub>S</sub>	Supply Current			1.8	2.8		1.8	3.4	mA

### AC Electrical Characteristic (Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF411A			LF411			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	V <sub>S</sub> =±15V, T <sub>A</sub> =25°C	10	15		8	15		V/μs
GBW	Gain-Bandwidth Product	V <sub>S</sub> =±15V, T <sub>A</sub> =25°C	3	4		2.7	4		MHz
e <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Voltage	T <sub>A</sub> =25°C, R <sub>S</sub> =100Ω, f=1 kHz		25			25		nV/√Hz
i <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Current	T <sub>A</sub> =25°C, f=1 kHz		0.01			0.01		pA/√Hz





Ecuaciones directa:

El fotodiodo esta polarizado con la tensión del cero virtual, esto es  $V_D=0$ , y por tanto la intensidad de polarización del diodo es 0,  $I_{Dark}(0)=0$

$$I_D = I_{Dark}(V_D) + I_{PH}(P) = I_{R(D)} \left( e^{\frac{qV_D}{kT}} - 1 \right) + R_\lambda P = R_\lambda P$$

La tensión a la entrada del conversor es,

$$v_{DA}(P) = I_D R_1 = P(mW/cm^2) R_\lambda(A/(mW/cm^2)) R_1(\Omega) \quad (\text{Voltios})$$

De la hoja característica del fotodiodo  $R_\lambda=37.0 (\mu A/(W/cm^2))= 37.0 \cdot 10^{-6} (A/(W/cm^2))$

$$v_{DA} = 37.0 \cdot 10^{-6} \times 1.2 \cdot 10^5 \times P(mW/cm^2) = 4.44 \times P(mW/cm^2)$$

Para el rango de operación,

$P(mW/cm^2)$	$I_D(\mu A)$	$v_{DA}(V)$
0.01	0.37	0.0444
0.1	3.7	0.444
1.0	37.0	4.44

Dado que el rango dinámico de converso A/D es 0-5 Voltios, puede medir el rango 0.01 a 1.0  $mW/cm^2$  de intensidad luminosa.

La ecuación inversa:

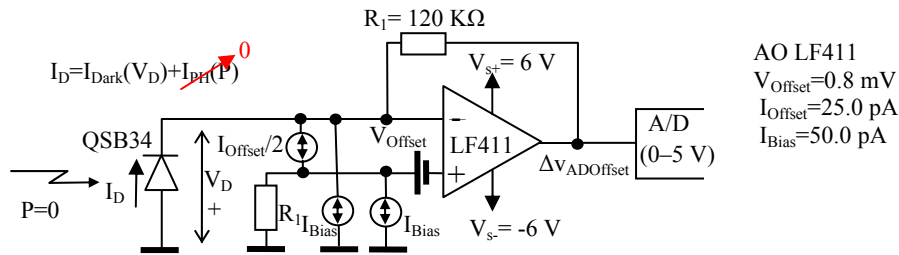
$$P(mW/cm^2) = \frac{1}{R_1 R_\lambda} v_{DA} = 0.225 v_{DA}$$

1º) Resolución del convertidor D/A para que la medida tenga un error relativo inferior al 1% en todo el rango de operación.

El valor mas crítico es el valor menos, en este caso  $P_{min}=0.01 mW/cm^2 \Rightarrow v_{DAmin}=0.0444 V$

$$5 \times 2^{-(N+1)} < 1\% \text{ de } 0.0444 = 0.000444 \Rightarrow N = 13 > \frac{\log\left(\frac{5}{0.000444}\right)}{\log(2)} - 1 = 12,46$$

## 2º) Efecto del offset



Existen dos efectos:

1º) El efecto sobre  $v_{AD}$  de los offsets de tensión e intensidad:

$$\Delta v_{ADoffset} = V_{offset} + I_{Offset} * R_1 = 0.8 \cdot 10^{-3} + 25.0 \cdot 10^{-12} \times 1.2 \cdot 10^5 = 0.8 \text{ mV}$$

2º) El efecto de la intensidad de polarización, consecuencia de que ahora  $v_D$  ya no es cero.

$$V_D = v_+ = V_{offset} + \left( \frac{I_{Offset}}{2} + I_{Bias} \right) R_1 = 0.8 \text{ V} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_D = I_{Dark} = I_{R(D)} \left( \exp\left(\frac{qV_D}{kT}\right) - 1 \right) = 30 \cdot 10^{-9} \left( \exp\left(\frac{q \cdot 0.8}{kT}\right) - 1 \right) = 2.32 \cdot 10^{-10} \text{ A}$$

$$\Delta v_{ADpol} = I_D(V_D) \times R_1 = 2.32 \cdot 10^{-10} \times 1.2 \cdot 10^5 = 2.79 \cdot 10^{-5} = 0.0279 \text{ mV}$$

El efecto total del offset del amplificador sobre  $v_{AD}$  es:

$$\Delta v_{AD} = \Delta v_{ADoffset} + \Delta v_{ADpol} = 0.8 + 0.0279 = 0.83 \text{ mV}$$

El error sistemático en la medida de la intensidad luminosa es

$$\Delta P_{Offset} = \frac{\partial P}{\partial v_{AD}} \Delta v_{AD} = 0.225 \left( \frac{\text{mW}}{\text{cm}^2} \right) / \text{V} \times 0.00083 \text{ V} = 0.000187 \text{ mW} / \text{cm}^2$$

El error es inferior al 1% del peor caso  $0.000444 \text{ mW}/\text{cm}^2$

3º) Incertidumbre debida a diferentes fuentes de ruido.

a) Efecto del ruido térmico de las resistencias y del amplificador operacional:

$$R_p = R_n = R_1 = 1.2 \cdot 10^5 \Omega$$

$$e_{nv} = 25 \text{ nV}/\text{Hz}^{1/2}$$

$$i_{nv} = 0.01 \text{ pA}/\text{Hz}^{1/2} \sim 0 \quad (R_{noise} = e_{nv}/i_{nv} = 2.5 \text{ M}\Omega \gg 120 \text{ K}\Omega)$$

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

$$\begin{aligned} \Delta V_{DANoisrms} &= \sqrt{e_{nv}^2 \cdot 1.57 f_H + 2R_1^2 i_{nv}^2 \cdot 1.57 f_H + 4kT(2R_1) \cdot 1.57 f_H} = \\ &= \sqrt{(25 \cdot 10^{-9})^2 \times 1.57 \times 4 \cdot 10^6 + 1.68 \cdot 10^{-20} (2 \times 1.2 \cdot 10^5) \times 1.57 \times 4 \cdot 10^6} = \\ &= \sqrt{3.95 \cdot 10^{-9} + 2.532 \cdot 10^{-8}} = 0.17 \text{ mV}_{rms} \end{aligned}$$

b) Efecto del ruido shot en el diodo:

$$v_{ADnShotrms} = i_{nShot} R_1 \sqrt{1.57 \times f_H}$$

$$\text{Si } P = 0.01 \text{ mW/cm}^2 \Rightarrow I_D = 0.37 \mu\text{A} \Rightarrow i_{nShot} = \sqrt{2 q I_D} = 3.46 \cdot 10^{-13} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}} \Rightarrow v_{ADnShotrms} = 0.10 \text{ mV}_{rms}$$

$$\text{Si } P = 1.0 \text{ mW/cm}^2 \Rightarrow I_D = 37 \mu\text{A} \Rightarrow i_{nShot} = \sqrt{2 q I_D} = 3.46 \cdot 10^{-13} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}} \Rightarrow v_{ADnShotrms} = 1.0 \text{ mV}_{rms}$$

c) Efecto del rizado en la fuente de alimentación:

El factor de rechazo al rizado de la fuente de alimentación del amplificador operacional es

$$PSRRR = 100 \text{ dB} = 100000 \Rightarrow \Delta V_{DArizado} = \frac{0.5}{100000} = 5 \mu\text{V}_{pp} = \frac{5}{2\sqrt{2}} = 1.77 \mu\text{V}_{rms}$$

El efecto combinado de los ruidos y del rizado de la fuente es

$$\Delta v_{DA\_Total} = \sqrt{\Delta v_{DANoisrms}^2 + \Delta v_{DAShotrms}^2 + \Delta v_{DARizado}^2} =$$

$$P = 0.01 \text{ mW/cm}^2 \Rightarrow \Delta v_{DA\_Total} = \sqrt{(0.17 \cdot 10^{-3})^2 + (0.10 \cdot 10^{-3})^2 + (0.177 \cdot 10^{-6})^2} = 0.2 \text{ mV}_{rms}$$

$$P = 1 \text{ mW/cm}^2 \Rightarrow \Delta v_{DA\_Total} = \sqrt{(0.17 \cdot 10^{-3})^2 + (1.0 \cdot 10^{-3})^2 + (0.177 \cdot 10^{-6})^2} = 1.0 \text{ mV}_{rms}$$

La incertidumbre para el 95%, teniendo en cuenta que se promedian 16 valores es

$$I_P(95\%) = 2 \times \frac{\partial P}{\partial v_{DA}} \times v_{DAtotalrms}$$

$$\text{Para } P = 0.01 \text{ mW/cm}^2 \Rightarrow I_P(95\%) = 2 \times \frac{1}{4} \times 0.225 \times 0.0002 = 0.0000225 \text{ mW/cm}^2 = 0.225\%$$

$$\text{Para } P = 1 \text{ mW/cm}^2 \Rightarrow I_P(95\%) = 2 \times \frac{1}{4} \times 0.225 \times 0.001 = 0.0001125 \text{ mW/cm}^2 = 0.011\%$$

4º) Error sistemático máximo e incertidumbre en la medida de la intensidad luminosa si  $R_\lambda$  se conoce con una determinada incertidumbre.

Si  $R_\lambda$  se conoce con una incertidumbre  $I_{R_\lambda}(K=2) = 0.5 \mu\text{A}/(\text{mW/cm}^2)$ , esto significa que la desviación típica  $U_{R_\lambda}$  respecto del valor nominal  $R_\lambda = 37 \mu\text{A}/(\text{mW/cm}^2)$  es

$$U_{R_\lambda} = \frac{I_{R_\lambda}}{2} = \frac{0.5}{2} = 0.25 \mu\text{A}/(\text{mW/cm}^2)$$

Para un diodo concreto que se esté utilizando en el sistema de medida, la máxima desviación  $\Delta R_\lambda$  del parámetro  $R_\lambda$  respecto del valor nominal es

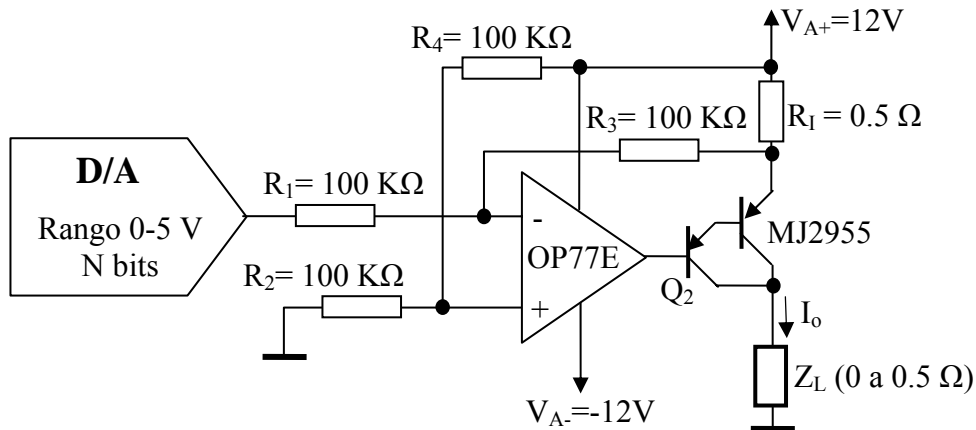
$$\Delta R_\lambda = U_{R_\lambda} \times \sqrt{3} = 0.25 \times \sqrt{3} = 0.43 \mu\text{A}/(\text{mW/cm}^2)$$

El máximo error en la medida de la intensidad luminosa  $\Delta P$  cuando se mide una intensidad luminosa  $P = 0.1 \text{ mW/cm}^2$  es,

$$\Delta P = \left| \frac{\partial P}{\partial R} \right|_{P=0.1} \left| \Delta R_\lambda \right| = \left| -\frac{v_{DA}}{R_1} \frac{1}{R_\lambda^2} \right| \Delta R_\lambda = P \frac{\Delta R_\lambda}{R_\lambda} = 0.1 \frac{0.43}{37} = 0.00116 \text{ mW/cm}^2$$

$$\text{El \% de error en la medida es } \varepsilon_{R_\lambda} = 100 \frac{0.00116}{0.1} = 1.16\%$$

Se ha diseñado una fuente de intensidad unipolar controlada por computador en el rango entre 0 y 10 amperios. A tal fin se utiliza el circuito que se muestra en la figura, basado en un convertidor D/A con rango de salida 0-5 V, un amplificador operacional OP77E, y un transistor de potencia PNP MJ2955, de los que se adjunta sus hojas de características. El transistor Q2 se considera ideal ( $\beta \rightarrow \infty$ ).



Analizar:

- 1º) Cual debe ser la resolución del convertidor D/A si se necesita que la incertidumbre (para un nivel de confianza del 95%) con la que se establezca la intensidad de salida sea inferior a 10 ma. (2 puntos)
- 2º) Si se considera que  $R_1$  es exacta, y las otras cuatro resistencias ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$ ) tienen la misma tolerancia de error (máximo % de desviación de su valor respecto del nominal), ¿cual debe esta tolerancia para que el máximo error que se cometa debido a ellas en la intensidad de salida sea inferior a 10 ma. En este caso cual es la incertidumbre (para un nivel del 95%) sobre la intensidad que se establece, debida a la tolerancia de las resistencias. (2 puntos)
- 3º) Si la fuente de alimentación tiene un rizado de  $0.5 V_{pp}$ . ¿Cual es la incertidumbre (para un nivel de confianza del 95 %) sobre la intensidad que se establece? (2 puntos)
- 4º) Estimar el valor eficaz del ruido que se introduce en la intensidad de salida para un rango de frecuencias superior a 1KHz, debida sólo al amplificador operacional. (No considerar el ruido térmico introducido por las resistencias). (2 puntos)
- 5º) Cual debe ser la resistencia térmica del disipador que hay que colocar en el transistor de potencia, para que el circuito pueda operar en todo el rango de intensidades, aun cuando la resistencia de carga sea nula. (2 puntos)



# 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	$^\circ\text{C}/\text{W}$

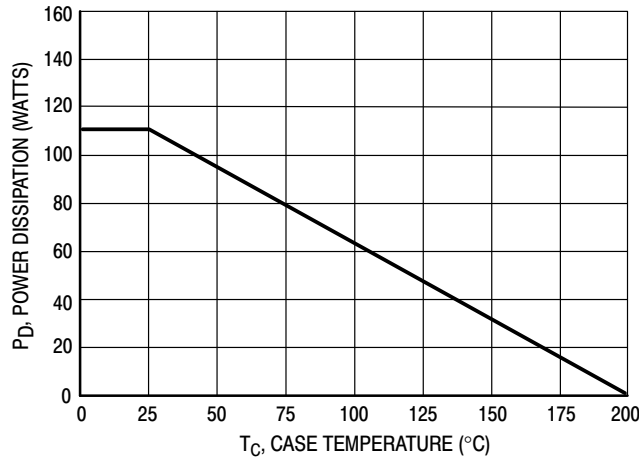
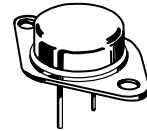


Figure 1. Power Derating

**NPN**  
**2N3055 \***  
**PNP**  
**MJ2955 \***

\*ON Semiconductor Preferred Device

**15 AMPERE**  
**POWER TRANSISTORS**  
**COMPLEMENTARY**  
**SILICON**  
**60 VOLTS**  
**115 WATTS**



**CASE 1-07**  
**TO-204AA**  
**(TO-3)**

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

## 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  $\leq 2.0\%$ .

**ELECTRICAL SPECIFICATIONS**

@  $V_S = \pm 15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.

**Table 1.**

Parameter	Symbol	Conditions	OP77E			OP77F			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE	$V_{OS}$		10	25		20	60	$\mu\text{V}$	
LONG-TERM STABILITY <sup>1</sup>	$V_{OS}/\text{time}$		0.3			0.4		$\mu\text{V}/\text{Mo}$	
INPUT OFFSET CURRENT	$I_{OS}$		0.3	1.5		0.3	2.8	nA	
INPUT BIAS CURRENT	$I_B$		-0.2	+1.2	+2.0	-0.2	+1.2	+2.8	nA
INPUT NOISE VOLTAGE <sup>2</sup>	$e_{n\text{p-p}}$	0.1 Hz to 10 Hz	0.35	0.6		0.38	0.65	$\mu\text{V}_{\text{p-p}}$	
INPUT NOISE VOLTAGE DENSITY	$e_n$	$f_0 = 10\text{ Hz}$	10.3	18.0		10.5	20.0	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
		$f_0 = 100\text{ Hz}^2$	10.0	13.0		10.2	13.5		
		$f_0 = 1000\text{ Hz}$	9.6	11.0		9.8	11.5		
INPUT NOISE CURRENT <sup>2</sup>	$i_{n\text{p-p}}$	0.1 Hz to 10 Hz	14	30		15	35	$\text{pA}_{\text{p-p}}$	
INPUT NOISE CURRENT DENSITY	$i_n$	$f_0 = 10\text{ Hz}$	0.32	0.80		0.35	0.90	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
		$f_0 = 100\text{ Hz}^2$	0.14	0.23		0.15	0.27		
		$f_0 = 1000\text{ Hz}$	0.12	0.17		0.13	0.18		
INPUT RESISTANCE	$R_{IN}$ $R_{INCM}$		26	45		18.5	45	$\text{M}\Omega$ $\text{G}\Omega$	
				200	200				
INPUT VOLTAGE RANGE	IVR		$\pm 13$	$\pm 14$		$\pm 13$	$\pm 14$	V	
COMMON-MODE REJECTION RATIO	CMRR	$V_{CM} = \pm 13\text{ V}$	0.1	1.0		0.1	1.6	$\mu\text{V}/\text{V}$	
POWER SUPPLY REJECTION RATIO	PSRR	$V_S = \pm 3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	0.7	3.0		0.7	3.0	$\mu\text{V}/\text{V}$	
LARGE-SIGNAL VOLTAGE GAIN	$A_{VO}$	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_O = \pm 10\text{ V}$	5000	12,000		2000	6000	V/mV	
OUTPUT VOLTAGE SWING	$V_O$	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	$\pm 13.5$	$\pm 14.0$		$\pm 13.5$	$\pm 14.0$	V	
		$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 12.5$	$\pm 13.0$		$\pm 12.5$	$\pm 13.0$		
		$R_L \geq 1\text{ k}\Omega$	$\pm 12.0$	$\pm 12.5$		$\pm 12.0$	$\pm 12.5$		
SLEW RATE <sup>2</sup>	SR	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	0.1	0.3		0.1	0.3	$\text{V}/\mu\text{s}$	
CLOSED-LOOP BANDWIDTH <sup>2</sup>	BW	$A_{VCL} + 1$	0.4	0.6		0.4	0.6	MHz	
OPEN-LOOP OUTPUT RESISTANCE	$R_O$		60			60		$\Omega$	
POWER CONSUMPTION	$P_d$	$V_S = \pm 15\text{ V}$ , no load	50	60		50	60	mW	
		$V_S = \pm 3\text{ V}$ , no load	3.5	4.5		3.5	4.5		
OFFSET ADJUSTMENT RANGE		$R_p = 20\text{ kn}$	$\pm 3$			$\pm 3$		mV	

<sup>1</sup> Long-term input offset voltage stability refers to the averaged trend line of  $V_{OS}$  vs. time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in  $V_{OS}$  during the first 30 operating days are typically  $2.5\ \mu\text{V}$ .

<sup>2</sup> Sample tested.

<sup>3</sup> Guaranteed by design.



# OP77

@  $V_S = \pm 15\text{ V}$ ,  $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$  for OP77FJ and OP77E/OP77F, unless otherwise noted.

**Table 2.**

Parameter	Symbol	Conditions	OP77E			OP77F			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE	$V_{OS}$			10	45		20	100	$\mu\text{V}$
AVERAGE INPUT OFFSET VOLTAGE DRIFT <sup>1</sup>	$TCV_{OS}$			0.1	0.3		0.2	0.6	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
INPUT OFFSET CURRENT	$I_{OS}$			0.5	2.2		0.5	4.5	nA
AVERAGE INPUT OFFSET CURRENT DRIFT <sup>2</sup>	$TCI_{OS}$			1.5	4.0		1.5	85	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
INPUT BIAS CURRENT	$I_B$		-0.2	+2.4	+4.0	-0.2	+2.4	+6.0	nA
AVERAGE INPUT BIAS CURRENT DRIFT <sup>2</sup>	$TCI_B$			8	40		15	60	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
INPUT VOLTAGE RANGE	IVR		$\pm 13.0$	$\pm 13.5$		$\pm 13.0$	$\pm 13.5$		V
COMMON-MODE REJECTION RATIO	CMRR	$V_{CM} = \pm 13\text{ V}$		0.1	1.0		0.1	3.0	$\text{pV}/\text{V}$
POWER SUPPLY REJECTION RATIO	PSRR	$V_S = \pm 3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$		1.0	3.0		1.0	5.0	$\mu\text{V}/\text{V}$
LARGE-SIGNAL VOLTAGE GAIN	$A_{VO}$	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_O = \pm 10\text{ V}$	2000	6000		1000	4000		$\text{V}/\text{mV}$
OUTPUT VOLTAGE SWING	$V_O$	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 12$	$\pm 13.0$		$\pm 12$	$\pm 13.0$		V
POWER CONSUMPTION	$P_d$	$V_S = \pm 15\text{ V}$ , no load		60	75		60	75	mW

<sup>1</sup> OP77E:  $TCV_{OS}$  is 100% tested on J and Z packages.

<sup>2</sup> Guaranteed by end-point limits.

## WAFER TEST LIMITS

@  $V_S = \pm 15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for OP77NBC devices, unless otherwise noted.

**Table 3.**

Parameter	Symbol	Conditions	OP77NBC Limit	Unit
INPUT OFFSET VOLTAGE	$V_{OS}$		40	$\mu\text{V max}$
INPUT OFFSET CURRENT	$I_{OS}$		2.0	nA max
INPUT BIAS CURRENT	$I_B$		$\pm 2$	nA max
INPUT RESISTANCE Differential Mode	$R_{IN}$		26	$\text{M}\Omega\text{ min}$
INPUT VOLTAGE RANGE	IVR		$\pm 13$	V min
COMMON-MODE REJECTION RATIO	CMRR	$V_{CM} = \pm 13\text{ V}$	1	$\mu\text{V}/\text{V max}$
POWER SUPPLY REJECTION RATIO	PSRR	$V_S = \pm 3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	3	$\mu\text{V}/\text{V max}$
OUTPUT VOLTAGE SWING	$V_O$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $R_L = 1\text{ k}\Omega$	$\pm 13.5$ $\pm 12.5$ $\pm 12.0$	V min
LARGE-SIGNAL VOLTAGE GAIN	$A_{VO}$	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ $V_O = \pm 10\text{ V}$	2000	$\text{V}/\text{mV min}$
DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE			$\pm 30$	V max
POWER CONSUMPTION	$P_d$	$V_O = 0\text{ V}$	60	mW max

**Ecuaciones directas del sistema**

La tensión en el emisor del transistor MJ2955

$$v_{E1} = -v_{AD} \frac{R_3}{R_1} + V_{A+} \frac{R_2}{R_2 + R_4} \left[ 1 + \frac{R_3}{R_1} \right] = (v_{A+} - v_{AD}) \frac{R_3}{R_1} + V_{A+} \frac{R_1 R_2 - R_3 R_4}{R_1 R_2 + R_1 R_4}$$

La intensidad en la resistencia  $R_1$  es la misma que en la salida si se consideran despreciables las intensidades por  $R_3$ , que por ser muy alta  $100 \text{ K}\Omega$  va a ser de decenas de  $\mu\text{A}$ . Su valor es,

$$I_o = \frac{V_{A+} - v_{E1}}{R_1} = v_{AD} \frac{R_3}{R_1 R_1} + V_{A+} \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 R_1 (R_2 + R_4)} \xrightarrow{\frac{R_3=R_4}{R_1=R_2}} v_{AD} \frac{R_3}{R_1 R_1} \xrightarrow{R_3=R_1} v_{AD} \frac{1}{R_1}$$

Para el rango del convertor D/A, valores típicos de las magnitudes del circuito son:

$v_{AD}$ (V)	$v_{E1}$ (V)	$I_o$ (A)	$v_L(\text{max } Z_L=0.5\Omega)$ (V)
0	12	0	0
2,5	9,5	5	2,5
5	7	10	5

**Cuestiones:**

**1º) Resolución del convertor D/A si se necesita que la intertumbre (95%) sea de 20 mA:**

El error máximo que se comete es

$$\Delta I_o \text{ cuantización máxima} = 10 \cdot 2^{-(N+1)}$$

Como la distribución de errores es uniforme, la incertidumbre para el 95%, es

$$I_o(95\%) = 2 U_{I_o} = 2 \frac{\Delta I_o \text{ cuantización max}}{\sqrt{3}} = \frac{2 \times 10}{\sqrt{3}} 2^{-(N+1)}$$

Si la incertidumbre ha de ser menor de  $10 \text{ mA} = 0.01 \text{ A}$ , la resolución del convertor ha de ser:

$$I_o = \frac{10}{\sqrt{3}} 2^{-N} < 0.01 \Rightarrow N > \frac{\log\left(\frac{1000}{\sqrt{3}}\right)}{\log(2)} = 9.17$$

El convertor D/A debe tener una resolución de al menos **10 bits**.

**2º) Tolerancia de las resistencias R1,R2,R3 y R4 para que el maximo error 10 mA**

Dado que la relación entre la intensidad de salida  $I_o$  y las resistencias  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$  para el peor caso ( $v_{AD}=5\text{V}$ ) es,

$$I_o = v_{AD} \frac{R_3}{R_1 R_1} + V_{A+} \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 R_1 (R_2 + R_4)} = \frac{5(V)}{0.5(\Omega)} \frac{R_3}{R_1} + \frac{12(V)}{0.5(\Omega)} \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_2 + R_4)} \xrightarrow{R_1=R_2=R_3=R_4=100\text{K}\Omega} 10 \text{ (A)}$$

El máximo error debido a los errores por la tolerancia de las resistencias  $T_R = \Delta R / \text{Res}$ ,

$$\Delta I_o = \left| \frac{\partial I_o}{\partial R_1} \right| \Delta R_1 + \left| \frac{\partial I_o}{\partial R_2} \right| \Delta R_2 + \left| \frac{\partial I_o}{\partial R_3} \right| \Delta R_3 + \left| \frac{\partial I_o}{\partial R_4} \right| \Delta R_4 = T_R \left[ \left| \frac{\partial I_o}{\partial R_1} \right| R_1 + \left| \frac{\partial I_o}{\partial R_2} \right| R_2 + \left| \frac{\partial I_o}{\partial R_3} \right| R_3 + \left| \frac{\partial I_o}{\partial R_4} \right| R_4 \right]$$

Calculando numéricamente la derivadas parciales,

$$\frac{\partial I_o}{\partial R_i} = \lim_{\Delta R_i \rightarrow 0} \frac{I_o(R_i + \Delta R_i) - I_o(R_i)}{\Delta R_i} \Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial I_o}{\partial R_1} = 0.02 \text{ (A / K}\Omega\text{)} \\ \frac{\partial I_o}{\partial R_2} = -0.12 \text{ (A / K}\Omega\text{)} \\ \frac{\partial I_o}{\partial R_3} = -0.02 \text{ (A / K}\Omega\text{)} \\ \frac{\partial I_o}{\partial R_4} = 0.12 \text{ (A / K}\Omega\text{)} \end{cases}$$

La tolerancia en las resistencias para que el error máximo sea menor que 10 mA=0.01 A, es

$$T_R * 100K\Omega(0.02 + 0.12 + 0.02 + 0.12) < 0.01 \Rightarrow T_R = \frac{0.01}{0,28 \times 100} = 0,00036 = 0,036\%$$

Que es una tolerancia excesivamente pequeña, difícil de obtener comercialmente. El error habría que obtenerlo mediante calibración y ajuste.

Los errores en las resistencias son errores persistentes que no cambian de una medida a otra, por ello **no introduce incertidumbre**.

### 3º) Incertidumbre que introduce un rizado de 0.5 Vpp en la fuente de alimentación.

Bajo situación de equilibrio de las resistencias  $R_3/R_1=R_4/R_2$  no existe efecto de la fuente de alimentación sobre la tensión de salida, luego la única fuente de influencia es el PSRR=0.7  $\mu\text{V/V}$  para el amplificador OP77.

El efecto sobre la salida es,

$$\Delta V_{E1pp} = \Delta V_{A+pp} \times PSRR * \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) = 0.5(V_{pp}) \times 0.7 \cdot 10^{-6} \times 2 = 0.7 \cdot 10^{-6} V$$

El efecto sobre la intensidad de salida es,

$$\Delta I_{opp} = \frac{\Delta V_{E1pp}}{R_f} = \frac{0.7 \cdot 10^{-6}}{0.5} = 1.4 \mu A$$

Suponiendo que el rizado es aproximadamente una forma de onda sinusoidal, La incertidumbre para el 95% de nivel de confianza de la intensidad de salida es,

$$I_{Io}(95\%) = 2 \times \frac{\Delta I_{opp}}{2\sqrt{2}} \approx 1 \mu A$$

Realmente baja para las intensidades del orden de amperio que se están manejando. El análisis es sobre simplificado, puesto que si se considera que la relación  $R_3/R_1=R_4/R_2$  no se cumple exactamente (por ejemplo se considera una tolerancia del 1% en las resistencias), el efecto del rizado de la fuente se hace muy relevante.

### 4º) Estimar el valor eficaz del ruido en la intensidad de salida para un rango de frecuencia superior a 1KHz debido al AO.

De acuerdo con las hojas características

- $e_n=9.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  e  $i_n=0.13 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ . (para frecuencias superiores a 1KHz)
- $R_+=R_-=50K\Omega$ ,
- $BW=0.6 \text{ (MHz)}/(1+R_3/R_2)=0.6/2=0.3 \text{ MHz}$
- $NEF=1.57 \times BW=1.57 \times 0.3=0.47 \text{ MHz}$

$$\Delta V_{E1n} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \sqrt{\left(e_n^2 + i_n^2 (R_+^2 + R_-^2)\right) N_{ef}} = 1.84 \cdot 10^{-5} V_{rms}$$

El efecto sobre la intensidad de salida es

$$\Delta I_{\text{onrms}} = \frac{\Delta v_{E1n}}{R_I} = \frac{1.84 \cdot 10^{-5}}{0.5} = 3.6 \cdot 10^{-5} \text{ A}$$

La incertidumbre para el 95% del nivel de confianza debida al ruido es,

$$I_{\text{Ion}}(95\%) = 2 \times \Delta I_{\text{onrms}} = 7.2 \cdot 10^{-5} \text{ A}$$

Su efecto es despreciable.

**5° Resistencia térmica del disipador del transistor para que el circuito sea térmicamente viable.**

Si la carga es nula y la intensidad es la máxima  $I_o=10 \text{ A}$ , la potencia que se disipa en el transistor es:

$$P_Q = V_{EC} \times I_o = (V_{A+} - I_o R_1) \times I_o = (12 - 10 \times 0.5) \times 10 = 70 \text{ W}$$

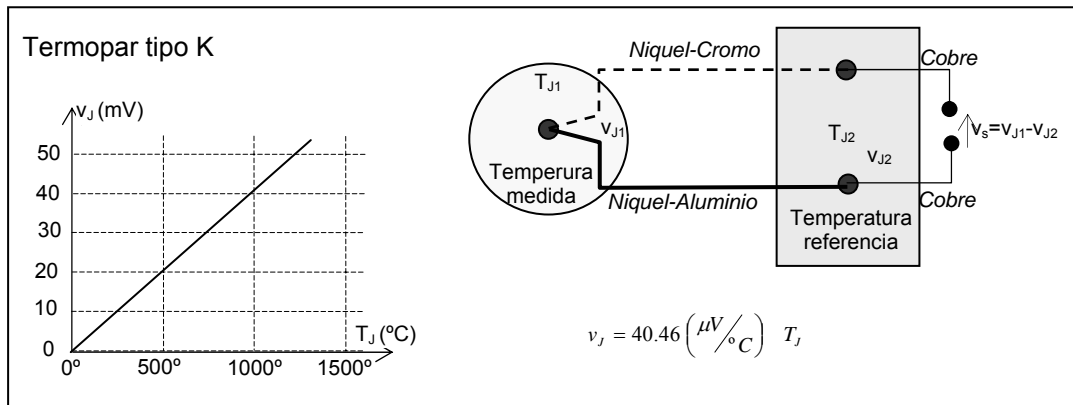
En las hojas características del transistor MJ2955, la características térmicas son:

- $T_{J\text{max}} = 200 \text{ °C}$
- $\Theta_{JC} = 1.52 \text{ °C/W}$

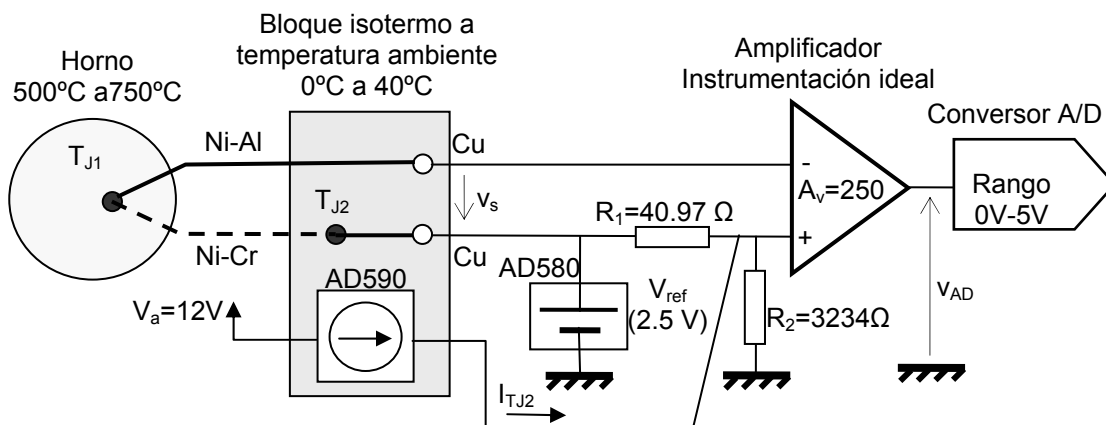
La máxima resistencia térmica del disipador es

$$\Theta_D = \frac{T_{J\text{max}} - T_h}{P_Q} - \Theta_{JC} = \frac{200 \text{ °C} - 25 \text{ °C}}{70 \text{ W}} - 1.52 = 0.98 \text{ °C/W}$$

Se necesita medir la temperatura de un horno de cerámica que opera en el rango 500 - 750 °C. Para ello, se utiliza un termopar Niquel-Cromo y Niquel-Aluminio (ANSI K) con un coeficiente de Seebeck 40.46 ( $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ), y capaz de operar en el rango entre 0°C y 1370°C .



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

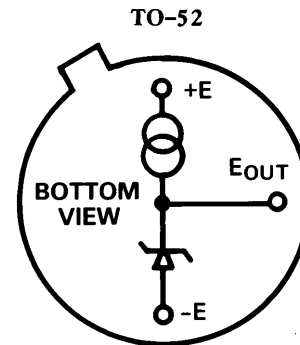


Cuestiones:

- 1º) Cual debe ser la resolución del convertidor A/D si se desea que la incertidumbre (para un nivel de confianza del 95%) de la medida de la temperatura del horno a 500 °C sea inferior a 5°C.
- 2º) Cual es la incertidumbre y el error sistemático de la medida si la temperatura ambiente cambia en el rango de 0°C a 40°C.
- 3º) Si la anchura de banda del amplificador es de 100 Hz, cual es la incertidumbre (para el 95% de nivel de confianza) que introducen en la medida de la temperatura del horno el ruido térmico que introducen los dispositivos AD580 y AD590 (se proporcionan sus hojas de características).

(Las tres cuestiones tienen la misma puntuación)



**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  $\mu$ V (25  $\mu$ 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****PRODUCT DESCRIPTION**

The AD580 is a three-terminal, low cost, temperature compensated, bandgap voltage reference which provides a fixed 2.5 V output for inputs between 4.5 V and 30 V. A unique combination of advanced circuit design and laser-wafer trimmed thin-film resistors provide the AD580 with an initial tolerance of  $\pm 0.4\%$ , a temperature stability of better than 10 ppm/ $^{\circ}$ C and long-term stability of better than 250  $\mu$ V. In addition, the low quiescent current drain of 1.5 mA max offers a clear advantage over classical Zener techniques.

The AD580 is recommended as a stable reference for all 8-, 10- and 12-bit D-to-A converters that require an external reference. In addition, the wide input range of the AD580 allows operation with 5 volt logic supplies making the AD580 ideal for digital panel meter applications or whenever only a single logic power supply is available.

The AD580J, K, L and M are specified for operation over the 0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C temperature range; the AD580S, T and U are specified for operation over the extended temperature range of -55 $^{\circ}$ C to +125 $^{\circ}$ C.

**PRODUCT HIGHLIGHTS**

1. Laser-trimming of the thin-film resistors minimizes the AD580 output error. For example, the AD580L output tolerance is  $\pm 10$  mV.
2. The three-terminal voltage in/voltage out operation of the AD580 provides regulated output voltage without any external components.
3. The AD580 provides a stable 2.5 V output voltage for input voltages between 4.5 V and 30 V. The capability to provide a stable output voltage using a 5-volt input makes the AD580 an ideal choice for systems that contain a single logic power supply.
4. Thin-film resistor technology and tightly controlled bipolar processing provide the AD580 with temperature stabilities to 10 ppm/ $^{\circ}$ C and long-term stability better than 250  $\mu$ V.
5. The low quiescent current drain of the AD580 makes it ideal for CMOS and other low power applications.
6. The AD580 is available in versions compliant with MIL-STD-883. Refer to the Analog Devices Military Products Databook or current AD580/883B data sheet for detailed specifications.

\*Protected by Patent Nos. 3,887,863; RE30,586.

**REV. A**

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

# AD580—SPECIFICATIONS (@ $E_{IN} = +15\text{ V}$ and $+25^{\circ}\text{C}$ )

Model	AD580J			AD580K			AD580L			AD580M			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE (Error from Nominal 2.500 Volt Output)			<b>±75</b>			<b>±25</b>			<b>±10</b>			<b>±10</b>	mV
OUTPUT VOLTAGE CHANGE $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			<b>15</b> <b>85</b>			<b>7</b> <b>40</b>			<b>4.3</b> <b>25</b>			<b>1.75</b> <b>10</b>	mV ppm/°C
LINE REGULATION $7\text{ V} \leq V_{IN} \leq 30\text{ V}$ $4.5\text{ V} \leq V_{IN} \leq 7\text{ V}$		<b>1.5</b> <b>0.3</b>	<b>6</b> <b>3</b>		<b>1.5</b> <b>0.3</b>	<b>4</b> <b>2</b>		<b>2</b> <b>1</b>		<b>2</b> <b>1</b>		<b>2</b> <b>1</b>	mV mV
LOAD REGULATION $\Delta I = 10\text{ mA}$			<b>10</b>			<b>10</b>			<b>10</b>			<b>10</b>	mV
QUIESCENT CURRENT		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>	mA
NOISE (0.1 Hz to 10 Hz)			<b>8</b>			<b>8</b>			<b>8</b>			<b>8</b>	μV (p-p)
STABILITY Long Term Per Month			<b>250</b> <b>25</b>			<b>250</b> <b>25</b>			<b>250</b> <b>25</b>			<b>250</b> <b>25</b>	μV μV
TEMPERATURE PERFORMANCE Specified Operating Storage	<b>0</b> <b>-55</b> <b>-65</b>		<b>+70</b> <b>+125</b> <b>+175</b>	<b>0</b> <b>-55</b> <b>-65</b>		<b>+70</b> <b>+125</b> <b>+175</b>	<b>0</b> <b>-55</b> <b>-65</b>		<b>+70</b> <b>+125</b> <b>+175</b>	<b>0</b> <b>-55</b> <b>-65</b>		<b>+70</b> <b>+125</b> <b>+175</b>	°C °C °C
PACKAGE OPTION* TO-52 (H-03A)			<b>AD580JH</b>			<b>AD580KH</b>			<b>AD580LH</b>			<b>AD580MH</b>	

Model	AD580S			AD580T			AD580U			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE (Error from Nominal 2.500 Volt Output)			<b>±25</b>			<b>±10</b>			<b>±10</b>	mV
OUTPUT VOLTAGE CHANGE $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			<b>25</b> <b>55</b>			<b>11</b> <b>25</b>			<b>4.5</b> <b>10</b>	mV ppm/°C
LINE REGULATION $7\text{ V} \leq V_{IN} \leq 30\text{ V}$ $4.5\text{ V} \leq V_{IN} \leq 7\text{ V}$		<b>1.5</b> <b>0.3</b>	<b>6</b> <b>3</b>			<b>2</b> <b>1</b>			<b>2</b> <b>1</b>	mV mV
LOAD REGULATION $\Delta I = 10\text{ mA}$			<b>10</b>			<b>10</b>			<b>10</b>	mV
QUIESCENT CURRENT		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>	mA
NOISE (0.1 Hz to 10 Hz)			<b>8</b>			<b>8</b>			<b>8</b>	μV (p-p)
STABILITY Long Term Per Month			<b>250</b> <b>25</b>			<b>250</b> <b>25</b>			<b>250</b> <b>25</b>	μV μV
TEMPERATURE PERFORMANCE Specified Operating Storage	<b>-55</b> <b>-55</b> <b>-65</b>		<b>+125</b> <b>+150</b> <b>+175</b>	<b>-55</b> <b>-55</b> <b>-65</b>		<b>+125</b> <b>+150</b> <b>+175</b>	<b>-55</b> <b>-55</b> <b>-65</b>		<b>+125</b> <b>+150</b> <b>+175</b>	°C °C °C
PACKAGE OPTION* TO-52 (H-03A)			<b>AD580SH</b>			<b>AD580TH</b>			<b>AD580UH</b>	

## NOTES

\*H = Metal Can.

Specifications subject to change without notice.

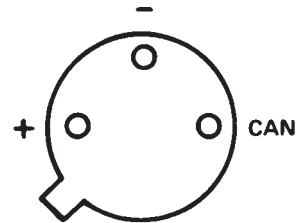
Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in **boldface** are tested on all production units.



### FEATURES

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

### PIN DESIGNATIONS



**BOTTOM VIEW**

### PRODUCT DESCRIPTION

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

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

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

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

### REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

### PRODUCT HIGHLIGHTS

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

# AD590—SPECIFICATIONS (@ +25°C and $V_S = +5\text{ V}$ unless otherwise noted)

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

## NOTES

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

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

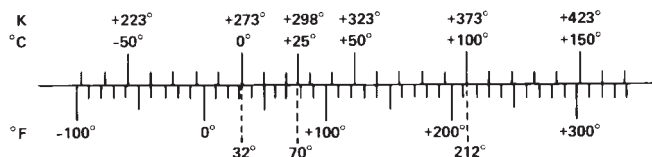
<sup>3</sup>Conditions: constant +5 V, constant +125°C; guaranteed, not tested.

<sup>4</sup>Leakage current doubles every 10°C.

Specifications subject to change without notice.

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

Model	AD590L			AD590M			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS</b>							
Forward Voltage ( E+ or E-)			+44			+44	Volts
Reverse Voltage (E+ to E-)			-20			-20	Volts
Breakdown Voltage (Case to E+ or E-)			±200			±200	Volts
Rated Performance Temperature Range <sup>1</sup>	-55		+150	-55		+150	°C
Storage Temperature Range <sup>1</sup>	-65		+155	-65		+155	°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)			+300			+300	°C
<b>POWER SUPPLY</b>							
Operating Voltage Range	+4		+30	+4		+30	Volts
<b>OUTPUT</b>							
Nominal Current Output @ +25°C (298.2K)		298.2			298.2		µA
Nominal Temperature Coefficient		1			1		µA/K
Calibration Error @ +25°C			±1.0			±0.5	°C
Absolute Error (Over Rated Performance Temperature Range)							
Without External Calibration Adjustment			±3.0			±1.7	°C
With ±25°C Calibration Error Set to Zero			±1.6			±1.0	°C
Nonlinearity			±0.4			±0.3	°C
Repeatability <sup>2</sup>			±0.1			±0.1	°C
Long-Term Drift <sup>3</sup>			±0.1			±0.1	°C
Current Noise		40			40		pA/√Hz
Power Supply Rejection							
+4 V ≤ V <sub>S</sub> ≤ +5 V		0.5			0.5		µA/V
+5 V ≤ V <sub>S</sub> ≤ +15 V		0.2			0.2		µA/V
+15 V ≤ V <sub>S</sub> ≤ +30 V		0.1			0.1		µA/V
Case Isolation to Either Lead		10 <sup>10</sup>			10 <sup>10</sup>		Ω
Effective Shunt Capacitance		100			100		pF
Electrical Turn-On Time		20			20		µs
Reverse Bias Leakage Current <sup>4</sup> (Reverse Voltage = 10 V)		10			10		pA
<b>PACKAGE OPTIONS</b>							
TO-52 (H-03A)		AD590LH			AD590MH		
Flatpack (F-2A)		AD590LF			AD590MF		



### TEMPERATURE SCALE CONVERSION EQUATIONS

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

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

**Solución**

**Ecuaciones directas del sistema:**

$$\begin{aligned}
 v_{AD} &= A_v \left[ - (V_{ref} - v_s) + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} + I_T \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right] = \\
 &= A_v \left[ \alpha T_{J1} - V_{ref} \left( 1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) + T_{J2} \left( \gamma \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} - \alpha \right) + 273 \gamma \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right] = \\
 &= 1.0115 \cdot 10^{-2} T_{J1} - 5.05755 + 6.34 \cdot 10^{-7} T_{J2}
 \end{aligned}$$

siendo,

$$\text{Coeficiente Seebeck} = \alpha = 40.46 \cdot 10^{-6} \text{ (V / } ^\circ\text{C)}$$

$$\text{Sensibilidad AD590} = \gamma = 1.0 \cdot 10^{-6} \text{ (A / } ^\circ\text{C)}$$

$$\frac{\partial v_{AD}}{\partial T} = 0.010115 \text{ V / } ^\circ\text{C}$$

La respuesta del circuito para los valores previstos son:

$T_{J1}$	$T_{J2}$	$v_{AD}$
500	0	-0,000052
750	0	2,528698
500	40	-0,000077
750	40	2,528673

1º) Resolución del A/D para que la incertidumbre (95% de nivel de confianza) sea de 5°C a 500 °C.

$$I_{T(95\%)} = 5^\circ\text{C} = 2 \frac{\Delta T_{\text{cuantización}}}{\sqrt{3}} \Rightarrow \Delta T_{\text{cuantización}} = \frac{5\sqrt{3}}{2} = 4.33^\circ\text{C}$$

$$\Delta T_{\text{cuantización}} = 4.33 = \frac{5 \times 2^{-(N+1)}}{\frac{\partial v_{AD}}{\partial T}} = \frac{5 \times 2^{-(N+1)}}{0.010115} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow N = \frac{\log\left(\frac{5}{4.33 \times 0.010115}\right)}{\log 2} - 1 = 5.835 = 6 \text{ bits}$$

2º) Incertidumbre y error sistemático de la medida de la temperatura, si la temperatura ambiente cambia en el rango 0º a 40 °C.

Hay que considerar como afecta las variaciones de a temperatura ambiente en la medida de la temperatura del horno:

- Si se considera que durante un operación del horno, la temperatura ambiente no cambia apreciablemente, afectará de igual forma a todas las medidas del proceso y el error será un error sistemático:

$$\Delta T_{J1} = \frac{\frac{\partial v_{AD}}{\partial T_{J2}}}{\frac{\partial v_{AD}}{\partial T_{J1}}} \Delta T_{J2} = \frac{6.34 \cdot 10^{-7}}{1.0115 \cdot 10^{-2}} 20^\circ C = 0.00125^\circ C$$

- Si la operación con el horno es de larga duración, y durante el proceso la temperatura ambiente cambia en el rango 0° a 40°, influye entre una medidas y otras, y hay que considerarlo como una incertidumbre:

$$I(95\%) = 2 \frac{\Delta T_{J1}}{\sqrt{3}} = 2 \frac{0.00125}{\sqrt{3}} = 0.0014^\circ C$$

3°) Incertidumbre debida al ruido generado por el AD590 y el AD580.

- Ruido debido al AD590:

$$v_{ADnAD590 \text{ rms}} = \frac{\partial v_{DA}}{\partial I_{TJ2}} i_{AD590n} \sqrt{NEF} = (R_1 \parallel R_2) A_v i_{AD590n} \sqrt{1.57 BW} =$$

$$= 40.46(\Omega) \times 250 \times 40 \cdot 10^{-12} \left( A / \sqrt{Hz} \right) \times \sqrt{1.57 \times 100} = 5,07 \mu V_{rms}$$

- Ruido debido al AD580:

$$v_{ADnAD580 \text{ rms}} = \frac{\partial v_{DA}}{\partial V_{ref}} \frac{1}{3} v_{npp AD580} = A_v \left( 1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \frac{1}{3} v_{npp AD580} =$$

$$= 250 \times 0.987 \times 0.33 \times 8(\mu V_{pp}) = 0.65 mV_{rms}$$

el efecto combinado de ambos ruidos es:

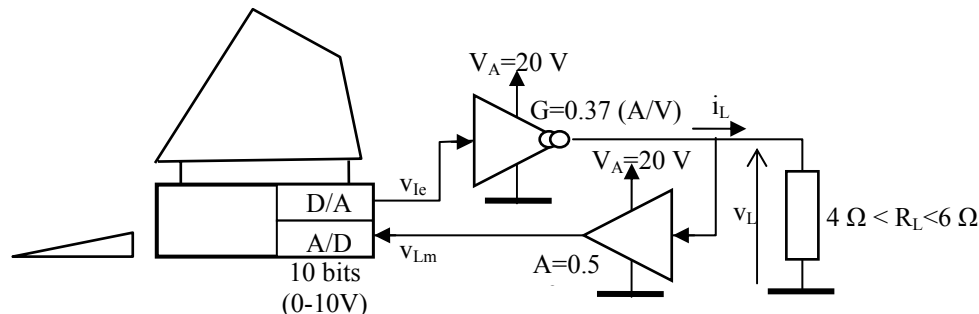
$$v_{ADnoiseTotal} = \sqrt{v_{ADnAD590}^2 + v_{ADnAD580}^2} = 0.65 mV_{rms}$$

La incertidumbre en la mediada de la temperatura es,

$$I_{TJ1}(95\%) = 2 \frac{1}{\frac{\partial v_{AD}}{\partial T_{J1}}} v_{ADnoiseTotal} = \frac{2}{0.010115} \times 0.65 \cdot 10^{-3} = 0.13^\circ C$$

Se necesita controlar con precisión y desde un computador la potencia que se suministra a una carga resistiva cuya resistencia no es bien conocida y que incluso varía lentamente con el tiempo. La resistencia puede variar en el rango entre 4 y 6 ohmios, y la potencia se quiere controlar en el rango entre 10 y 50 vatios.

En el programa adjunto se muestra el algoritmo que se sigue para controlar la potencia. Inicialmente, a través del convertor D/A y el amplificador de transconductancia con  $G=0.37 \text{ A/V}$  se fija la intensidad en la carga para que en ella se disipe la potencia deseada, bajo la suposición de que la resistencia tiene su valor medio de 5 ohmios. A continuación se mide la tensión que realmente existe en la carga utilizando el amplificador de tensión con  $A_v=0.5$  y el convertor A/D, y en función de la medida se corrige la intensidad para que se suministre a la carga la potencia sea exactamente la requerida y con independencia de su resistencia que tenga la carga.



```

procedure setPower(power:Float ) is
    RLmean:=5; G:=0.37; Av:=0.5;
    iLinit, vLinit, pLinit, iLfinal: Float;

    procedure writeAD(value:Float) is .... -- Establece la salida del AD
    function readDA():Float is ....      -- Lee la entrada DA

begin
    iLinit:= sqrt(power / RLmean);
    writeDA(iLinit/ G);
    vLinit:= readAD()/Av;
    pLinit=vLinit*iLinit;
    iLfinal=iLinit*sqrt(power / pLinit);
    writeAD(iLfinal/G);
end;

```

Para este sistema, determinar:

- 1º) Si con este sistema se desea establecer una potencia de 50 vatios, en la carga, ¿Cual es la incertidumbre para un nivel de confianza del 95% con la que se establece la potencia como consecuencia de los errores de cuantización de los convertores D/A y A/D?
- 2º) Si el amplificador de tensión tiene un offset inferior a 100 mv ¿Cual es el máximo error sistemático que se comete al establecer en la carga una potencia de 50 W?
- 3º) Si el convertor tensión intensidad tiene una resistencia térmica de 0.5 °C/W entre el interior del chip y la carcasa, calcular la máxima resistencia térmica del disipador para que el sistema opere correctamente aun cuando la carga esté cortocircuitada ( $R_L=0$ ). Suponer que la temperatura ambiente es de 25°C y que la máxima temperatura interna del chip es de 150°C.

**1º) Incertidumbre (para nivel de confianza de 95%) cuando se establece una potencia de 50W.**

Si suponemos que la carga es de  $R_L=4\Omega$  el proceso que se sigue para establecer una potencia de  $P=50\text{ W}$ , es el siguiente:

- a) Se supone inicialmente que la carga es de  $R_{L\text{mean}}=5\ \Omega$ , la intensidad que abría que poner sería:

$$i_{Lini} = \sqrt{\frac{P}{R_{L\text{mean}}}} = 3.162A$$

- b) Para establecer esta intensidad, el conversor D/A se ha de establecer a

$$v_{iLinit} = \frac{i_{Lini}}{G} = 8.547\text{ V}$$

- c) Como la resistencia que realmente existe es  $R_L=4\Omega$ , la tensión  $v_{Linit}$  que existe en la carga es,

$$v_{Linit} = i_{Linit} \times R_L = 12.64V$$

- d) La tensión que aparece en el conversor es A/D es

$$v_{LMinit} = v_{Linit} * A = 6.325V$$

- e) Se evalúa la potencia que realmente se esta disipando en la carga  $R_L=4\ \Omega$

$$P_{Linit} = v_{Linit} \times i_{Linit} = 40.0W$$

- f) Para conseguir la potencia deseada la intensidad que se establece en la carga es

$$i_{Lfinal} = i_{Linit} \sqrt{\frac{P}{P_{Linit}}} = 3.536A$$

Con esta intensidad, la potencia que se está disipando en la resistencia  $R_L=4\ \Omega$  será

$$P_{Final} = i_{Lfinal}^2 R_L = 50W, \text{ como se deseaba.}$$

Si los convertidores AD y DA tienen un rango de 10 V y una resolución de 10 bits, introducen un error de cuantización  $\Delta_{AD}$  o  $\Delta_{DA}$  con valores rms  $U_{AD}$  y  $U_{DA}$ :

$$\Delta_{AD} = \Delta_{DA} = 10 \times 2^{-(N+1)} = 0.00488 \quad \Rightarrow U_{AD} = U_{DA} = \frac{10 \times 2^{N+1}}{\sqrt{3}} = 0.00282V$$

El error de cuantización influye en tres puntos. Las intensidad  $i_{Linit}$  e  $i_{Lfinal}$  que se establece no son la previstas porque se introduce el error de cuantización del conversor D/A, y la tensión  $v_{Linit}$  no es la que hay ya que se introduce el error de cuantización del A/D.

La potencia que se establece es con los errores de cuantización:

$$P_{Linit} = \left( v_{Linit} + \frac{\Delta_{AD}}{A} \right) (i_{Linit} + \Delta_{DA1} \times G)$$

$$i_{Lfinal} = i_{Linit} \sqrt{\frac{P}{P_{Linit}}}$$

$$P_{Establecida} = (i_{Lfinal} + \Delta_{DA2} \times G)^2 R_L$$

Los errores  $\Delta_{DA1}$  y  $\Delta_{DA2}$  no están correlacionados ya que corresponde a dos conversiones diferentes.

La desviación estándar de los errores en  $P_{Establecida}$  es

$$\begin{aligned}
 U_{PEstableda}^2 &= \left( \frac{\partial P_{est}}{\partial \Delta_{DA1}} \right)^2 U_{\Delta}^2 + \left( \frac{\partial P_{est}}{\partial \Delta_{DA2}} \right)^2 U_{\Delta}^2 + \left( \frac{\partial P_{est}}{\partial \Delta AD} \right)^2 U_{\Delta}^2 = \\
 &= \left( \frac{\partial P_{est}}{\partial \Delta_{DA2}} \right)^2 U_{\Delta}^2 + \left( \frac{\partial P_{est}}{\partial P_{Linit}} \right)^2 \left[ \left( \frac{\partial P_{Linit}}{\partial \Delta_{DA1}} \right)^2 + \left( \frac{\partial P_{Linit}}{\partial \Delta_{AD}} \right)^2 \right] U_{\Delta}^2 = \\
 U_{PEstableda}^2 &= \left[ \left( 2i_{Lfinal} \times G \times R_L \right)^2 + \left[ \left( \frac{-i_{Lfinal}^2 R_L}{P_{Linit}} \right)^2 \left[ \left( v_{Linit} \times G \right)^2 + \left( \frac{i_{Linit}}{A} \right)^2 \right] \right] \right] U_{\Delta}^2 = \\
 &= 109.55 \times U_{\Delta}^2
 \end{aligned}$$

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

$$I_{PEstableda} = 2 \times 13,09 \times 0,00282 = 0.074 W$$

2º) El error sistemático en la potencia establecida, si el amplificador de tensión tiene un offset de 100 mv, es

$$P_{Linit} = (v_{Linit} + V_{offset}) i_{Linit}$$

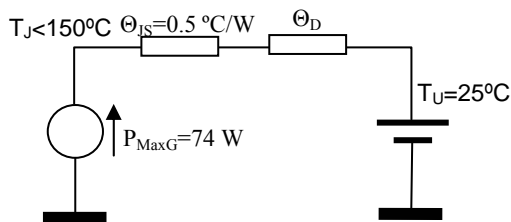
$$i_{Lfinal} = i_{Linit} \sqrt{\frac{P}{P_{Linit}}}$$

$$P_{Establecida} = i_{Lfinal}^2 R_L$$

$$\Delta P_{Establecida} = \left( \frac{\partial P_{est}}{\partial v_{Linit}} \right) V_{offset} = \left( \frac{\partial P_{est}}{\partial P_{Linit}} \right) \left( \frac{\partial P_{Linit}}{\partial v_{Linit}} \right) V_{offset} = \left( \frac{i_{Lfinal}^2 R_L i_{Linit}}{P_{Linit}} \right) V_{offset} = 3.95 \times 0.1 = 0.395 W$$

3º) La potencia máxima que se disipará en el amplificador de transductancia, será cuando su entrada sea la máxima de 10 V.

$$P_{MaxG} = 20 * 10 * 0.37 = 74 W$$



$$\Theta_D = \frac{T_J - T_U}{P_{MaxG}} - \Theta_{JS} = 1.19 \text{ } ^\circ C/W$$