

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

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



SOLUCIONES DE EXAMENES
Instrumentación Electrónica de Comunicaciones
(Curso, 2009/2010)



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

Comentarios:

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

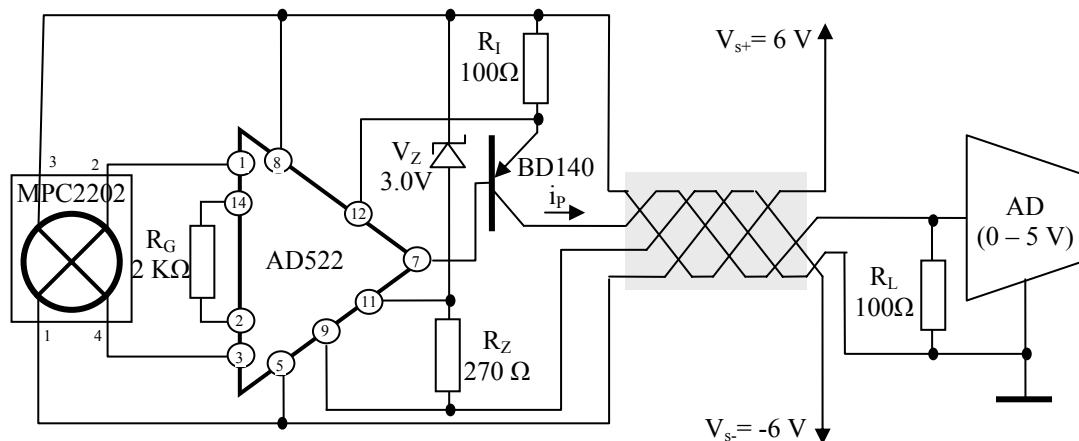
Los documentos que se proporcionan son documentos de trabajo para la corrección de los exámenes, y no fueron hechos para ser publicados, por lo **que tienen algunos errores tipográficos en las ecuaciones y en los cálculos numéricos** que llevan a los resultados numéricos. Estúdialos con espíritu crítico.

La medida de nivel o de flujo de líquidos en un entorno industrial se lleva a cabo a través de medidas de presión. En la mayoría de los casos el sensor debe colocarse en el interior del depósito o de la tubería y lejos del computador o registrador. Esto requiere transmitir la débil señal del transductor (decenas de mV) por largas líneas y bajo la influencia de las importantes interferencias electromagnéticas que existen en esos entornos.

El circuito que se propone trata de resolver este problema convirtiendo localmente la señal del transductor en una señal de intensidad (en el rango de las decenas de miliamperios) la cual es mucho más inmune a las interferencias electromagnéticas. El circuito se basa en una fuente de intensidad monopolar implementada con el amplificador de instrumentación AD522 y el transistor BD140 (considerar $\beta \gg 1$), que se conecta al computador mediante cuatro cables trenzados, uno sirve de referencia, otro dos alimenta el convertidor del sensor con una tensión de alimentación de ± 6 V de continua, y el cuarto transfiere la señal de intensidad. El examen trata de caracterizar este circuito y comprobar la influencia que tienen ciertos factores del circuito, sobre la resolución de la medida.

El transductor es un dispositivo integrado del tipo MPX2202, cuya hoja de características se proporciona con el examen. La presiones que se miden están en el rango entre 0 y 100 Kpa, y se necesita que los errores de la medida sean inferiores al 1% del fondo de escala.

El rango del convertor D/A es de 0 a 5 Voltios.



Para este sistema,

- 1º Escribir el código de la función `leePresion():float` programa que a partir de la lectura del convertor AD retorna la presión en kilopascales. ¿Cual debe ser la resolución del convertor si se requiere un error inferior al 0.1% del fondo de escala en presión?.
- 2º Evaluar el máximo error sistemático y la incertidumbre para el 95% de nivel de confianza en la medida de la presión que introduce el offset del sensor MPC2202 y el amplificador de instrumentación.
- 3º Si en el sensor de presión se introduce una interferencia de 50 μ V y de 50 Hz, cual es el error sistemático y la incertidumbre que para un 95% del nivel de confianza que se introduce en la medida de la presión.
- 4º Proponer un protocolo de medida para eliminar el error sistemático, y modifica el programa para que lo introduzca. Estimar el error sistemático que aún permanecería.
- 5º Proponer una estrategia e introducirla en el programa para eliminar la incertidumbre que introduce la interferencia de 50 Hz, por debajo del 0.1% del fondo de escala.

(Cada cuestión se puntúa con dos puntos)



High Accuracy Data Acquisition Instrumentation Amplifier

AD522

FEATURES

Performance

- Low Drift: $2.0\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (AD522B)
- Low Nonlinearity: 0.005% (G = 100)
- High CMRR: $>110\text{dB}$ (G = 1000)
- Low Noise: $1.5\mu\text{V}$ p-p (0.1 to 100Hz)
- Low Initial V_{OS} : $100\mu\text{V}$ (AD522B)

Versatility

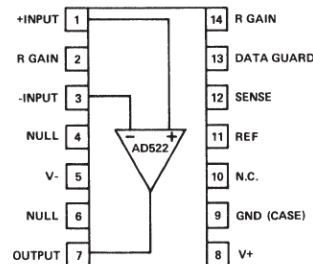
- Single-Resistor Gain Programmable: $1 \leq G \leq 1000$
- Output Reference and Sense Terminals
- Data Guard for Improving ac CMR

Value

- Internally Compensated
- No External Components except Gain Resistor
- Active Trimmed Offset, Gain, and CMR

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

14-Pin DIP



(typical @ $V_s = \pm 15\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$ & $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

MODEL	AD522AD		AD522AD
GAIN		INPUT CURRENTS	
Gain Equation	$1 + \frac{2(10^5)}{R_g}$	Input Bias Current	$\pm 25\text{nA}$
Gain Range	1 to 1000	Initial max, $+25^\circ\text{C}$	$\pm 100\text{pA}/^\circ\text{C}$
Equation Error		vs. Temperature	
G = 1	0.2% max	Input Offset Current	$\pm 20\text{nA}$
G = 1000	1.0% max	Initial max, $+25^\circ\text{C}$	$\pm 100\text{pA}/^\circ\text{C}$
Nonlinearity, max (see Fig. 4)		vs. Temperature	
G = 1	0.005%		
G = 1000	0.01%	INPUT	
vs. Temp, max		Input Impedance	
G = 1	$2\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ($1\text{ppm}/^\circ\text{C}$ typ)	Differential	$10^9\Omega$
G = 1000	$50\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ($25\text{ppm}/^\circ\text{C}$ typ)	Common Mode	$10^8\Omega$
		Input Voltage Range	
OUTPUT CHARACTERISTICS		Maximum Differential Input, Linear	$\pm 10\text{V}$
Output Rating	$\pm 10\text{V}$ @ 5mA	Maximum Differential Input, Safe	$\pm 20\text{V}$
DYNAMIC RESPONSE (see Fig. 6)		Maximum Common Mode, Linear	$\pm 10\text{V}$
Small Signal (-3dB)		Maximum Common Mode Input, Safe	$\pm 15\text{V}$
G = 1	300kHz	Common Mode Rejection Ratio, ¹	
G = 100	3kHz	Min @ $\pm 10\text{V}$, $1\text{k}\Omega$ Source	
Full Power GBW	1.5kHz	Imbalance (see Fig. 5)	
Slew Rate	$0.1\text{V}/\mu\text{s}$	G = 1 (dc to 30Hz)	75dB (90dB typ)
Settling Time to 0.1%, G = 100	0.5ms	G = 10 (dc to 10Hz)	90dB (100dB typ)
to 0.01%, G = 100	5ms	G = 100 (dc to 3Hz)	100dB (110dB typ)
to 0.01%, G = 10	2ms	G = 1000 (dc to 1Hz)	100dB (120dB typ)
to 0.01%, G = 1	0.5ms	G = 1 to 1000 (dc to 60Hz)	75dB (88dB typ)
VOLTAGE OFFSET		NOISE	
Offsets Referred to Input		Voltage Noise, RTI (see Fig. 4)	
Initial Offset Voltage		0.1Hz to 100Hz (p-p)	
(adjustable to zero)		G = 1	$15\mu\text{V}$
G = 1	$\pm 400\mu\text{V}$ max ($\pm 200\mu\text{V}$ typ)	G = 1000	$1.5\mu\text{V}$
vs. Temperature, max (see Fig. 3)		10Hz to 10kHz (rms)	
G = 1	$\pm 50\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ($\pm 10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ typ)	G = 1	$15\mu\text{V}$
G = 1000	$\pm 6\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	TEMPERATURE RANGE	
$1 < G < 1000$	$\pm (\frac{50}{G} + 6)\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	Specified Performance	-25°C to $+85^\circ\text{C}$
vs. Supply, max		Operating	-55°C to $+125^\circ\text{C}$
G = 1	$\pm 20\mu\text{V}/\%$	Storage	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
G = 1000	$1.0\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	POWER SUPPLY	
		Power Supply Range	$\pm (5 \text{ to } 18)\text{V}$
		Quiescent Current, max @ $\pm 15\text{V}$	$\pm 10\text{mA}$

NOTES

¹Specifications guaranteed after 10 minute warm-up.

²For output information see Package Information section.

*Specifications same as AD522A.

**Specifications same as AD522B.

Specifications subject to change without notice.

200 kPa On-Chip Temperature Compensated & Calibrated Pressure Sensors

MPX2202 MPXV2202G SERIES

Motorola Preferred Device

0 to 200 kPa (0 to 29 psi)
40 mV FULL SCALE SPAN
(TYPICAL)

The MPX2202/MPXV2202G device series is a silicon piezoresistive pressure sensor providing a highly accurate and linear voltage output — directly proportional to the applied pressure. The sensor is a single monolithic silicon diaphragm with the strain gauge and a thin-film resistor network integrated on-chip. The chip is laser trimmed for precise span and offset calibration and temperature compensation. They are designed for use in applications such as pump/motor controllers, robotics, level indicators, medical diagnostics, pressure switching, barometers, altimeters, etc.

Features

- Temperature Compensated Over 0°C to +85°C
- Easy-to-Use Chip Carrier Package Options
- Available in Absolute, Differential and Gauge Configurations

Application Examples

- Pump/Motor Controllers
- Robotics
- Level Indicators
- Medical Diagnostics
- Pressure Switching
- Barometers
- Altimeters

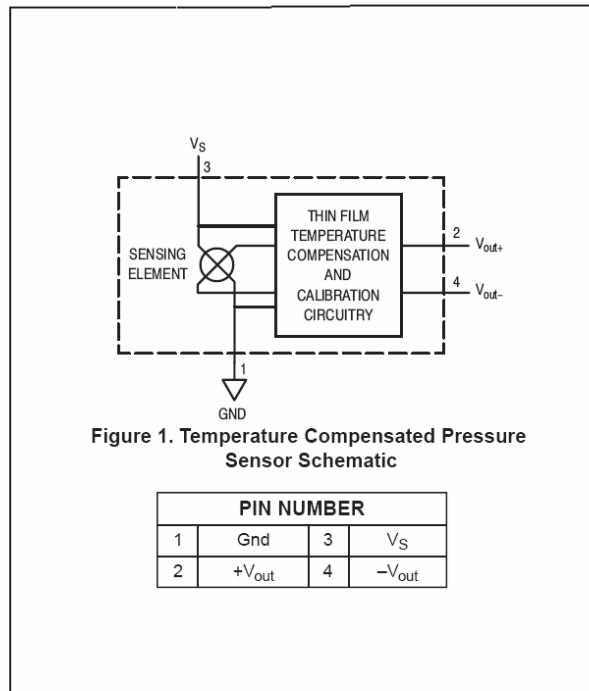
Figure 1 illustrates a block diagram of the internal circuitry on the stand-alone pressure sensor chip.

VOLTAGE OUTPUT versus APPLIED DIFFERENTIAL PRESSURE

The differential voltage output of the sensor is directly proportional to the differential pressure applied.

The absolute sensor has a built-in reference vacuum. The output voltage will decrease as vacuum, relative to ambient, is drawn on the pressure (P1) side.

The output voltage of the differential or gauge sensor increases with increasing pressure applied to the pressure (P1) side relative to the vacuum (P2) side. Similarly, output voltage increases as increasing vacuum is applied to the vacuum (P2) side relative to the pressure (P1) side.

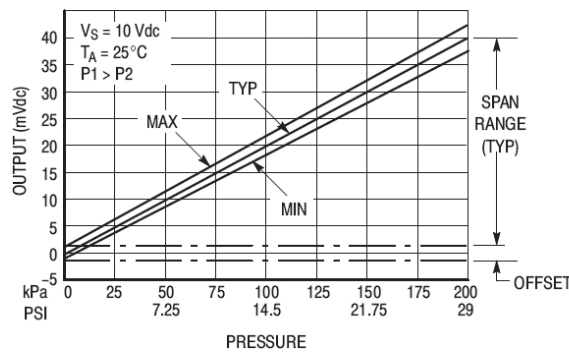


ON-CHIP TEMPERATURE COMPENSATION and CALIBRATION

Figure 3 shows the output characteristics of the MPX2202/MPXV2202G series at 25°C. The output is directly proportional to the differential pressure and is essentially a

straight line.

The effects of temperature on Full Scale Span and Offset are very small and are shown under Operating Characteristics.



MPX2202 MPXV2202G SERIES
MAXIMUM RATINGS(NOTE)

Rating	Symbol	Value	Unit
Maximum Pressure (P1 > P2)	P _{max}	800	kPa
Storage Temperature	T _{stg}	-40 to +125	°C
Operating Temperature	T _A	-40 to +125	°C

OPERATING CHARACTERISTICS (V_S = 10 Vdc, T_A = 25°C unless otherwise noted, P1 > P2)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Pressure Range ⁽¹⁾	P _{OP}	0	—	200	kPa
Supply Voltage	V _S	—	10	16	Vdc
Supply Current	I _o	—	6.0	—	mAdc
Full Scale Span ⁽³⁾	V _{FSS}	38.5	40	41.5	mV
Offset ⁽⁴⁾	V _{off}	-1.0	—	1.0	mV
Sensitivity	ΔV/ΔP	—	0.2	—	mV/kPa
Linearity ⁽⁵⁾	MPX2202D Series	-0.6	—	0.4	%V _{FSS}
	MPX2202A Series	-1.0	—	1.0	%V _{FSS}
Pressure Hysteresis ⁽⁵⁾ (0 to 200 kPa)	—	—	±0.1	—	%V _{FSS}
Temperature Hysteresis ⁽⁵⁾ (-40°C to +125°C)	—	—	±0.5	—	%V _{FSS}
Temperature Effect on Full Scale Span ⁽⁵⁾	TCV _{FSS}	-2.0	—	2.0	%V _{FSS}
Temperature Effect on Offset ⁽⁵⁾	TCV _{off}	-1.0	—	1.0	mV
Input Impedance	Z _{in}	1000	—	2500	Ω
Output Impedance	Z _{out}	1400	—	3000	Ω
Response Time ⁽⁶⁾ (10% to 90%)	t _R	—	1.0	—	ms
Warm-Up	—	—	20	—	ms
Offset Stability ⁽⁷⁾	—	—	±0.5	—	%V _{FSS}

NOTES:

- 1.0 kPa (kiloPascal) equals 0.145 psi.
- Device is ratiometric within this specified excitation range. Operating the device above the specified excitation range may induce additional error due to device self-heating.
- Full Scale Span (V_{FSS}) is defined as the algebraic difference between the output voltage at full rated pressure and the output voltage at the minimum rated pressure.
- Offset (V_{off}) is defined as the output voltage at the minimum rated pressure.
- Accuracy (error budget) consists of the following:
 - Linearity: Output deviation from a straight line relationship with pressure, using end point method, over the specified pressure range.
 - Temperature Hysteresis: Output deviation at any temperature within the operating temperature range, after the temperature is cycled to and from the minimum or maximum operating temperature points, with zero differential pressure applied.
 - Pressure Hysteresis: Output deviation at any pressure within the specified range, when this pressure is cycled to and from the minimum or maximum rated pressure, at 25°C.
 - TcSpan: Output deviation at full rated pressure over the temperature range of 0 to 85°C, relative to 25°C.
 - TcOffset: Output deviation with minimum rated pressure applied, over the temperature range of 0 to 85°C, relative to 25°C.
- Response Time is defined as the time for the incremental change in the output to go from 10% to 90% of its final value when subjected to a specified step change in pressure.
- Offset stability is the product's output deviation when subjected to 1000 hours of Pulsed Pressure, Temperature Cycling with Bias Test.

MPX2202 MPXV2202G SERIES

LINEARITY

Linearity refers to how well a transducer's output follows the equation: V_{out} = V_{off} + sensitivity x P over the operating pressure range. There are two basic methods for calculating nonlinearity: (1) end point straight line fit (see Figure 2) or (2) a least squares best line fit. While a least squares fit gives the "best case" linearity error (lower numerical value), the calculations required are burdensome.

Conversely, an end point fit will give the "worst case" error (often more desirable in error budget calculations) and the calculations are more straightforward for the user. Motorola's specified pressure sensor linearities are based on the end point straight line method measured at the midrange pressure.

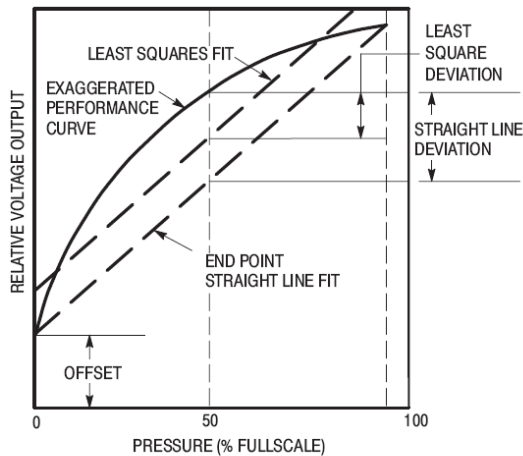
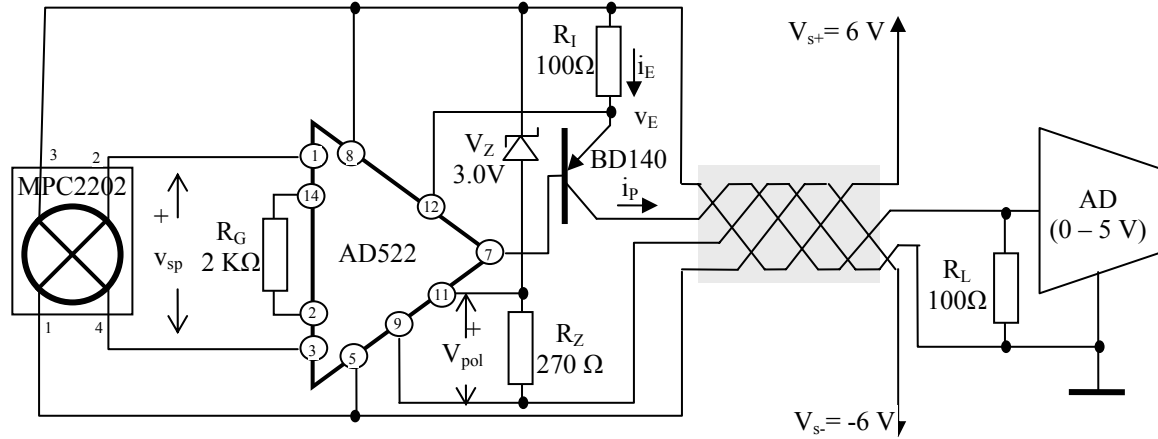


Figure 2. Linearity Specification Comparison

Solución del examen

1º) Ecuaciones del circuito.



De acuerdo con las características del sensor, $S = \frac{v_{sp}}{P} = 0.2 \frac{mV}{KPa}$:

$$v_{sp} = S (mV / KPa) P(KPa) = 0.2 \times P(KPa) mV$$

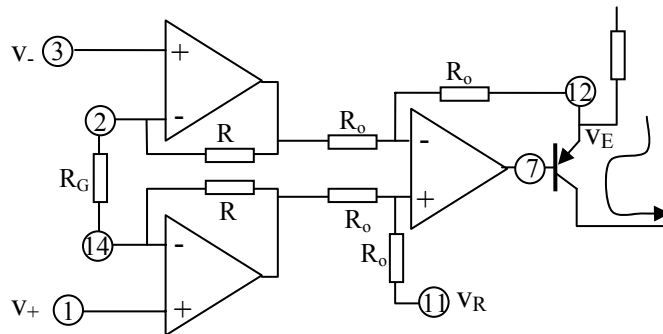
El amplificador posee una ganancia diferencial, y un offset:

$$A_d = 1 + \frac{2 \cdot 10^5}{R_G} = 101$$

$$V_{pol} = V_{p11} = V_{s+} - V_z$$

El transistor actúa como una etapa de salida, la tensión de salida es v_E y su valor será

$$v_E = V_{pol} + A_d \times v_{sp}$$



Considerando la β suficientemente alta, se puede despreciar la intensidad de base, y

$$i_P = i_C = i_E = \frac{V_{s+} - v_E}{R_I} = \frac{V_{s+} - (V_{s+} - V_z) - A_d \times v_{sp}}{R_I} = \frac{V_z - A_d \times v_{sp}}{R_I}$$

La ecuación directa del sistema de medida es:

$$v_{AD} = i_P \times R_L = \frac{(V_z - A_d \times v_{sp}) R_L}{R_I} = \frac{(V_z - A_d \times S \times P) R_L}{R_I} = 3.0 - 0.0202 \times P(KPa) \quad V$$

La ecuación inversa es,

$$P = \frac{3.0 - v_{AD}(V)}{0.0202} (KPa) \quad \Rightarrow \quad \frac{\partial P}{\partial v_{AD}} = \frac{1}{0.0202} = -49.50 (KPa/V)$$

Los valores típicos del sistema de medida son:

P(KPa)	v _{sp} (mV)	v _E (V)	i _p (mA)	v _{AD} (V)
0	0	3,0	30	3.0
50	10	4,01	19,9	1.99
100	20	5,02	9,8	0,98

El código de la función que evalúa la presión es:

```
function Presion(): Float //Retorna la presión en Kpa
const S:Float=0.2E-3; // En V/KPa
const Ad:Float=101; // Ganancia diferencial
const VZ:Float=3.0; // En V
const RL=100; // En ohmios
const RI=100; // En ohmios
function readAD(): Float begin ... end; // Retorna la entra del A/D en voltios
begin
return (VZ-readAD())*RL/RI/Ad/S;
end;
```

La resolución del convertidor D/A para que, en el peor caso, el error sea inferior al 0.1% de fondo de escala en presión, :

$$\Delta P = 0.001 * 100 \text{ KPa} = 0.1 \text{ KPa} \Rightarrow \Delta v_{AD} = \Delta P \frac{\partial v_{AD}}{\partial P} = 0.00202 \text{ V}$$

$$\Delta v_{AD} = 5.0 \times 2^{-(N+1)} < 0.00202 \Rightarrow N > \log_2 \left(\frac{5.0}{0.00202} \right) - 1 = 10,27$$

El conversor AD debe tener una resolución mínima de 11 bits.

2) Error sistemático en la medida de la presión debida a los offsets del sensor y del amplificador de instrumentación.

De acuerdo con las características del sensor $|V_{\text{offsetSensor}}| < 1 \text{ mV}$ y dada la sensibilidad $S = 0.2 \text{ mV/KPa}$ equivale a un error en la medida de presión de

$$|\Delta P_{\text{offsetSensor}}| < \frac{|V_{\text{offsetSensor}}|}{S} = 5 \text{ KPa}$$

El offset de tensión del amplificador operacional referido a la entrada es es: $|V_{\text{offsetApl}}| < 200 \mu\text{V}$. Su efecto sobre la medida de presión es:

$$|\Delta v_{AD\text{OffsetApl}}| = \frac{A_d R_L}{R_i} |V_{\text{offsetApl}}| < 101 \times 200 \mu\text{V} = 20.2 \text{ mV}$$

$$|\Delta P_{\text{offsetApl}}| = \left| \frac{\partial P}{\partial v_{AD}} \right| |\Delta v_{AD\text{OffsetApl}}| = 49.50 (\text{KPa/V}) \times 20 \text{ mV} = 0.99 \text{ KPa}$$

El efecto acumulado de ambos offset es

$$|\Delta P_{\text{offset}}| = |\Delta P_{\text{offsetSensor}}| + |\Delta P_{\text{offsetApl}}| < 5 + 0.99 = 5.99 \text{ KPa}$$

3) Efecto sobre la medida de la presión que introduce la interferencia de 50 μV_{pp} y de 50 Hz.

El efecto equivalente sobre la presión es de una señal sinusoidal de 50 Hz y de amplitud:

$$\Delta P_{\text{interferencia_pp}} = \frac{v_{sp_interferencia_pp}}{S} = \frac{0.05 \text{ mV}_{pp}}{0.2 \text{ mV/KPa}} = 0.25 \text{ KPa}$$

Dado que el nivel medio de la interferencia es nulo: => Error sistemático = 0.

Si consideramos que la forma de onda de la interferencia es aproximadamente sinusoidal =>

$$I_p(\text{Para el } 95\%) = 2 \times \frac{0.25}{2\sqrt{2}} = 0.18 \text{ KPa}$$

4º) Protocolo para eliminar el error sistemático.

El error sistemático hay que eliminarlo mediante calibración. Esto es, hay que medir con fiabilidad cuando la presión es nula, y luego eliminar el valor de las medidas.

El protocolo sería:

- 1.- Se establece la presión a cero
- 2.- Se lee v_{AD} durante un número de periodos de 50 Hz para eliminar la interferencia
- 3.- Se elimina de las medidas el valor medio medido en 2.

```

program midePresión

  vADCal: Float                                // Valor que se obtiene durante calibración

  function readAD(): Float begin ... end;      // Retorna la entra del A/D en voltios

  procedure Calibra                               // Se ejecuta cuando la presión se ha hecho 0
    const NumMed:Integer=32;
    const TMuestreo:Float = 0.02/NumMed;
  begin
    for i=0 to NumMed-1 begin
      vADCal= vADCal+readAD();
      delay(TMuestreo);
    end for;
    vADCal= vADCal/NumMed;                          // Valor medio de numMed valores medidos dutante 20 ms
  end Calibra;

  function Presion(): Float                       //Retorna la presión en Kpa
    const S:Float=0.2E-3;                          // En V/KPa
    const Ad:Float=101;                            // Ganancia diferencial
    const VZ:Float=3.0;                            // En V
    const RL=100;                                  // En ohmios
    const RI=100;                                  // En ohmios
  begin
    return (VZ-readAD()-vADCal)*RL/RI/Ad/S;
  end;

```

Una vez calibrado el error que se comete es el debido a la no linealidad del sensor y a la no linealidad del amplificador:

No linealidad del sensor => 0.6%FS => $\Delta P = 0.006 \times 200\text{Kpa} = 1.2 \text{ KPa}$

No linealidad del amplificador => 0.005%+0.001%=0.006% => $\Delta P = 100 \text{ KPa} \times 0.6 \times 10^{-4} = 0.006 \text{ KPa}$

El error de no linealidad es el debido a la no linealidad del sensor $\Delta P = 1.2 \text{ Kpa}$

5º) Eliminación de la incertidumbre introducida por la interferencia.

Método A: Como la incertidumbre es de 50 Hz, se puede eliminar la incertidumbre midiendo a lo largo de un periodo y obteniendo como resultado la media.

```
function Presion(): Float //Retorna la presión en Kpa
const S:Float=0.2E-3; // En V/KPa
const Ad:Float=101; // Ganancia diferencial
const VZ:Float=3.0; // En V
const RL=100; // En ohmios
const RI=100; // En ohmios

const Nmed:Int=32; // Medidas en un periodo
const TMuestreo:Float = 0.02/NumMed; // Periodo de muestreo
res:Float=0; //Acumulador para promedio

function readAD(): Float begin ... end; // Retorna la entra del A/D en voltios
begin
for i=0 to NMed-1 begin
res= res+readAD();
delay(TMuestreo);
end for;
return (VZ-res/NMed-vADCal)*RL/RI/Ad/S;
end;
```

Método B: Se realizan un número adecuado de medidas asíncronas respecto de 50 Hz, para que se reduzca la desviación típica de las medidas, y con ello se reduzca la incertidumbre.

El número de veces que se debe medir es:

$$I_{P_{NMed}} = \frac{I_p}{\sqrt{N}} = \frac{0.18 KPa}{\sqrt{N}} = 0.1\% FE = 0.1 KPa \Rightarrow N > 1.8^2 = 3.24$$

Haciendo 4 medidas y promediando se obtiene la incertidumbre buscada.

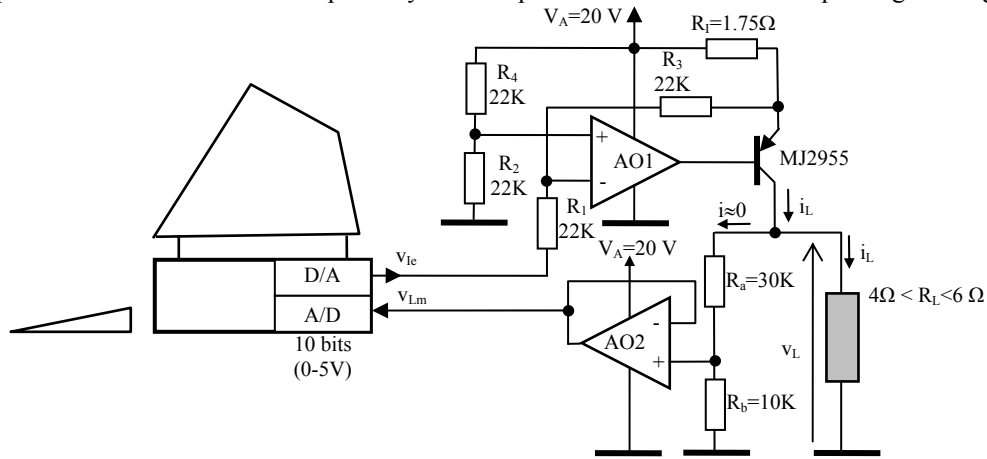
```
function Presion(): Float //Retorna la presión en Kpa
const S:Float=0.2E-3; // En V/KPa
const Ad:Float=101; // Ganancia diferencial
const VZ:Float=3.0; // En V
const RL=100; // En ohmios
const RI=100; // En ohmios

const Nmed:Int=4; // Medidas en un periodo
res:Float=0; //Acumulador para promedio

function readAD(): Float begin ... end; // Retorna la entrada del A/D en voltios
begin
for i=0 to NMed-1 begin
res= res+readAD();
delay(0.02 / 4);
end for;
return (VZ-res/NMed-vADCal)*RL/RI/Ad/S;
end;
```

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 40 watios.

En el programa adjunto se muestra el algoritmo que se sigue para controlar la potencia. Inicialmente, a través del conversor D/A y el amplificador de transductancia construido con el amplificador operacional AO1 y el transistor MJ2955 (cuyas hojas características se adjuntan), 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 construido con el amplificador operacional AO2 y el conversor 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:=0.571; Av:=0.25;
  iLinit, vL, powerSet, 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); -- Intensidad que se establece inicialmente
  writeAD(iLinit/ G); -- Se establece la intensidad inicial
  vL:= readDA()/Av; -- Tensión en la carga con la intensidad inicial
  powerSet=vL*iLinit; -- Potencia que se está disipando con intensidad inicial
  iLfinal=iLinit*sqrt(power / powerSet); -- Intensidad corregida de acuerdo con las medidas
  writeAD(iLfinal/G); -- Se establece la intensidad definitiva
end;

```

Para este sistema, determinar:

- 1º) Si se supone que todos los elementos tienen un comportamiento ideal, y se desea establecer una potencia de 25 watios, en la carga ¿Cual es la incertidumbre con la que se establece la potencia con este sistema?
- 2º) Si las resistencias tienen un error máximo del 0.5% de su valor, cual es el máximo error sistemático en la potencia que se establece en la carga si el valor que se desea establecer es de 25 W.
- 3º) Analizar térmicamente el sistema si la temperatura ambiente varía entre 0º y 40 ºC. Determinar si se necesita colocar un disipador en el transistor para cubrir todo el rango de potencia establecido. En caso positivo determina cual es la máxima resistencia térmica del disipador.

(Las tres cuestiones tienen el mismo valor)

Complementary Silicon Power Transistors

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

- DC Current Gain — $h_{FE} = 20-70$ @ $I_C = 4$ Adc
- Collector-Emitter Saturation Voltage —
 $V_{CE(sat)} = 1.1$ Vdc (Max) @ $I_C = 4$ 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°C	P_D	115 0.657	Watts 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	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Environment	$R_{\theta JU}$	25.0	$^\circ\text{C/W}$

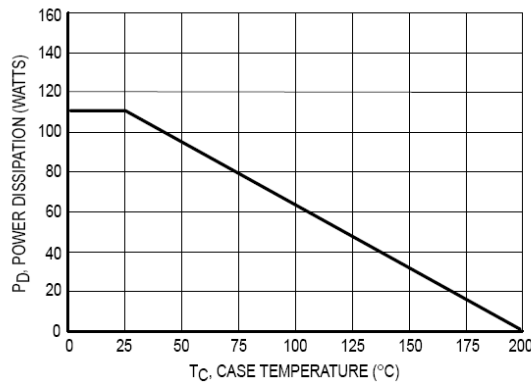
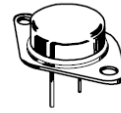


Figure 1. Power Derating

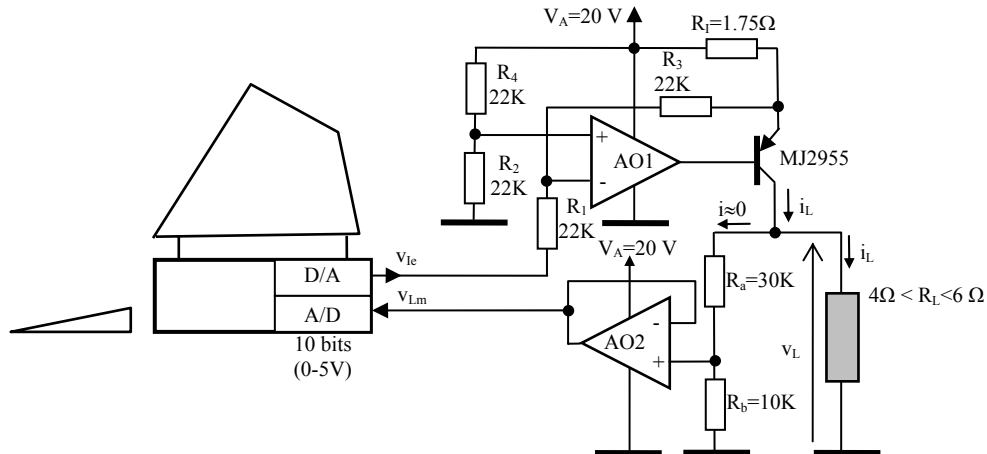
NPN
2N3055 *
PNP
MJ2955 *

*Motorola Preferred Device

15 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY
SILICON
60 VOLTS
115 WATTS



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



Análisis del circuito de medida:

Error de cuantización en el conversor D/A: $\varepsilon_{AD} = 5 * 2^{-(10+1)} = 0.00244 \text{ V}$

Error de cuantización en el conversor A/D: $\varepsilon_{AD} = 5 * 2^{-(10+1)} = 0.00244 \text{ V}$

Amplificador de transconductancia:
$$i_L = \frac{1}{R_I} \frac{R_3}{R_1} v_{ie} + V_A \left[1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} \right] \xrightarrow{R1=R2=R3=R4} G v_{ie} = \frac{1}{R_I} v_{ie}$$

Amplificador de tensión:
$$v_{Lm} = \frac{R_b}{R_a + R_b} \xrightarrow{Ra=3Rb} 0.25$$

Proceso de ajuste de la potencia:

- a) $PowerEstablecida = I_{Lfinal}^2 R_L$
- b) $I_{Lfinal} = I_{Linit} \sqrt{\frac{Power}{PowerSet}}$
- c) $PowerSet = v_L I_{Linit} = (I_{Linit} R_L) I_{Linit}$
- d) $I_{Linit} = \sqrt{\frac{Power}{R_{L0}}}$

Si se sustituye b), c) y d) en a) resulta:

$$PowerEstablecida = I_{Lfinal}^2 R_L = I_{Linit}^2 \frac{Power}{PowerSet} R_L = I_{Linit}^2 \frac{Power}{I_{Linit}^2 R_L} R_L = Power$$

La potencia que se establece es exactamente igual a la requerida, con independencia del valor de R_L .
 Para el caso típico de $Power=25W$ y $R_L=4\Omega$, los valores correspondientes de las diferentes magnitudes que intervienen en el proceso son:

- $R_{L0} = 5\Omega$
- $v_{Linit} = 3.913 \text{ V}$
- $I_{Linit} = 2.23 \text{ A}$
- $v_{Linit} = 2.23 \text{ V}$
- $v_{Lfinal} = 4.375 \text{ V}$
- $I_{Lfinal} = 2.5 \text{ A}$

1º) Incertidumbre en l potencia establecida debida a los conversores A/D y D/A si todos los demás elementos son ideales:

Proceso de ajuste de la potencia en función de las tensiones de entrada y salida del conversor, y se incluyen los errores de cuantificación $\varepsilon_{A/D}$ y $\varepsilon_{D/A}$:

$$a) PowerEstablecida = I_{Lfinal}^2 R_L = G^2 (v_{leFinal} \pm \varepsilon_{DA})^2 R_L$$

$$b) v_{leFinal} = I_{Linit} \sqrt{\frac{Power}{PowerSet}} \frac{1}{G} = I_{Linit} \sqrt{\frac{Power}{(v_{Linit} \pm \varepsilon_{AD})(v_{leinit} + \varepsilon_{DA})G}} \frac{1}{G}$$

La incertidumbre en la potencia que se establece es función de la desviación típica estimada para los errores de cuantización de los conversores AD y DA:

$$U_{\varepsilon AD} = \frac{\varepsilon_{AD}}{\sqrt{3}} = 0.00141 V$$

$$U_{\varepsilon DA} = \frac{\varepsilon_{DA}}{\sqrt{3}} = 0.00141 V$$

La desviación típica de la potencia establecida se puede evaluar como:

$$U_{PowerEstablecida}^2 = \left[\frac{\partial PowerEstablecida}{\partial \varepsilon_{DA}} \right]^2 U_{\varepsilon DA}^2 + \left[\frac{\partial PowerEstablecida}{\partial v_{leFinalA}} \right]^2 U_{v_{leFinalA}}^2 \approx$$

$$\approx \left[\frac{2 PowerEstablecida}{v_{leFinal}} \right]^2 [U_{\varepsilon DA}^2 + U_{v_{leFinalA}}^2] = 0.00059 W$$

$$U_{v_{leFinal}}^2 = \left[\frac{\partial U_{powerEstblecida}}{\partial \varepsilon_{AD}} \right]^2 U_{\varepsilon AD}^2 + \left[\frac{\partial U_{powerEstblecida}}{\partial \varepsilon'_{DA}} \right]^2 U_{\varepsilon'_{DA}}^2 \approx$$

$$\approx \left[\frac{1}{2} \frac{v_{leFinal}}{v_{Linit}} \right]^2 U_{\varepsilon AD}^2 + \left[\frac{1}{2} \frac{v_{leFinal}}{v_{leinit}} \right]^2 U_{\varepsilon'_{DA}}^2 = 2.52E-6 V$$

La incertidumbre de la potencia establecida es:

$$I_{PowerEstablecida} = 2 U_{PowerEstablecida} = 2 \times 0.024 = \mathbf{0.048 W}$$

2º) Máximo error en la potencia establecida, si las resistencias son del 0.5 %,

Expresando la potencia establecida en función de la transconductancia G y de la ganancia en tensión Av:

$$P_E = PotenciaEstablecida = I_{final}^2 R_L = [v_{lefinal} G + V_A F]^2 R_L = \left[I_{Linit} \sqrt{\frac{Power}{I_{Linit} \frac{v_{leinit}}{A_v}}} \frac{1}{G} + V_A F \right]^2 G^2 R_L$$

$$siendo \quad F = 1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4}, \quad G = \frac{1}{R_I} \frac{R_3}{R_1} \quad y \quad A_v = \frac{R_b}{R_a + R_b}$$

El máximo error en el cálculo de la potencia establecida por un error del 5% en las resistencias.

$$\Delta P_E = \left| \frac{\partial P_E}{\partial R_1} \right| \Delta R_1 + \left| \frac{\partial P_E}{\partial R_2} \right| \Delta R_2 + \left| \frac{\partial P_E}{\partial R_3} \right| \Delta R_3 + \left| \frac{\partial P_E}{\partial R_4} \right| \Delta R_4 + \left| \frac{\partial P_E}{\partial R_a} \right| \Delta R_a + \left| \frac{\partial P_E}{\partial R_b} \right| \Delta R_b + \left| \frac{\partial P_E}{\partial R_I} \right| \Delta R_I$$

siendo,

$$\Delta R_x = 0.005 R_x$$

$$\left| \frac{\partial P_E}{\partial R_x} \right| \Delta R_x \xrightarrow{\Delta R_x \rightarrow 0} \left| \frac{P_E(R_x + \Delta R_x) - P_E(R_x)}{\Delta R_x} \right| \Delta R_x = |P_E(R_x + \Delta R_x) - P_E(R_x)|$$

Evaluado para el caso Power=25 W y RL=4, el error máximo es
 $\Delta P_E = 2.467 W$

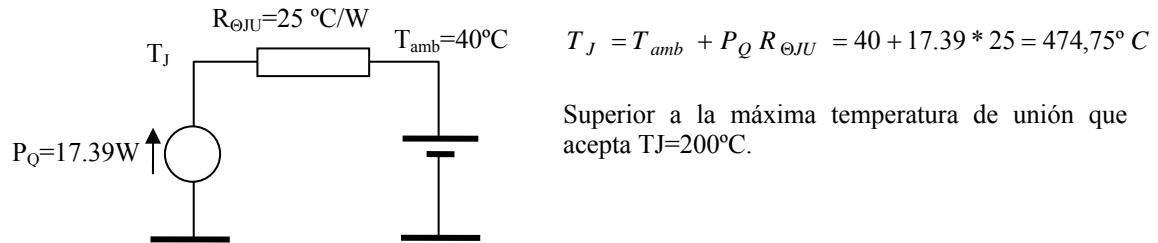
3º) Análisis térmico.

El máximo consumo de potencia se producirá para la carga mínima $R_L=4\Omega$.

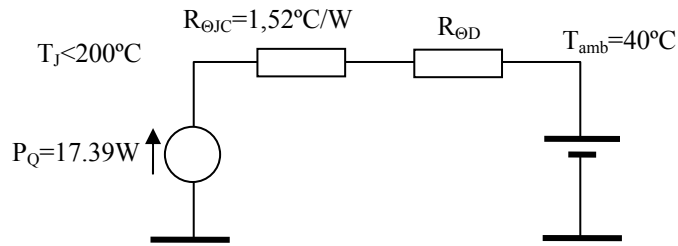
Para este caso la potencia que se disipa en el transistor será

$$P_{Q_{\max}} = \frac{1}{4} \frac{V_A^2}{R_L + R_f} = 17.39W$$

Sin disipador, el modelo térmico es,



Con disipador, el modelo térmico es,



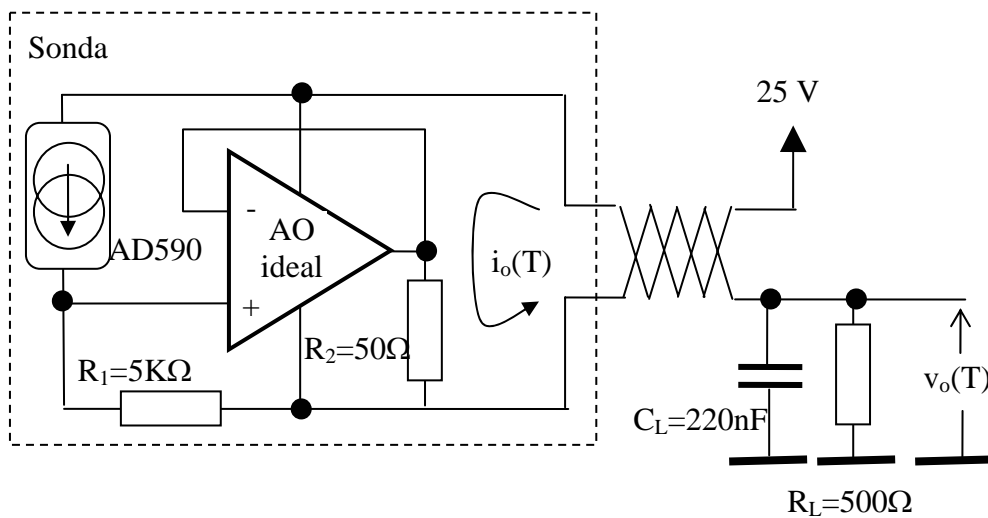
$$T_{J_{\max}} \leq T_{amb} + P_Q (R_{\theta JC} + R_{\theta D}) \Rightarrow R_{\theta D} \leq \frac{T_{J_{\max}} - T_{amb}}{P_Q} - R_{\theta JC} = 7.68^\circ C/W$$

INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA DE COMUNICACIONES
Septiembre, 2010

En la figura se muestra una sonda de dos terminales para medir la temperatura en un entorno industrial. en el rango entre 0°C y 60°C . La sonda proporciona una intensidad que es función de la temperatura que se mide cuando se alimenta con una tensión en el rango entre 25 y 30 V.

La sonda se basa en el dispositivo integrado AD590 cuya intensidad es proporcional a la temperatura absoluta con una constante de conversión de $1\ \mu\text{A}/^{\circ}\text{K}$, si se alimenta en el rango entre 4 V y 30 V. A fin de amortiguar el ruido del entorno industrial, la sonda incluye un amplificador de intensidad que eleva el nivel de intensidad que proporciona la sonda.

(Al examen se adjunta las hojas de características del dispositivo AD590)



Para este sistema determinar:

- 1º) Analizar el circuito bajo condiciones de comportamiento ideal, obteniendo la relación entre la tensión de salida $v_o(T)$ y la temperatura de la sonda. (2 puntos)
- 2º) Determinar para el rango de temperatura el valor rms de ruido en la salida v_o como consecuencia del ruido que presenta el dispositivo AD590. (4 puntos)
- 3º) Si la máxima temperatura que admite internamente la etapa de salida del amplificador operacional es de 90°C , cual debe ser la resistencia térmica interna del amplificador operacional (entre la etapa de salida y la carcasa) para que pueda operar en el rango de temperatura previsto. (4 puntos)

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

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

NOTES

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

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

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

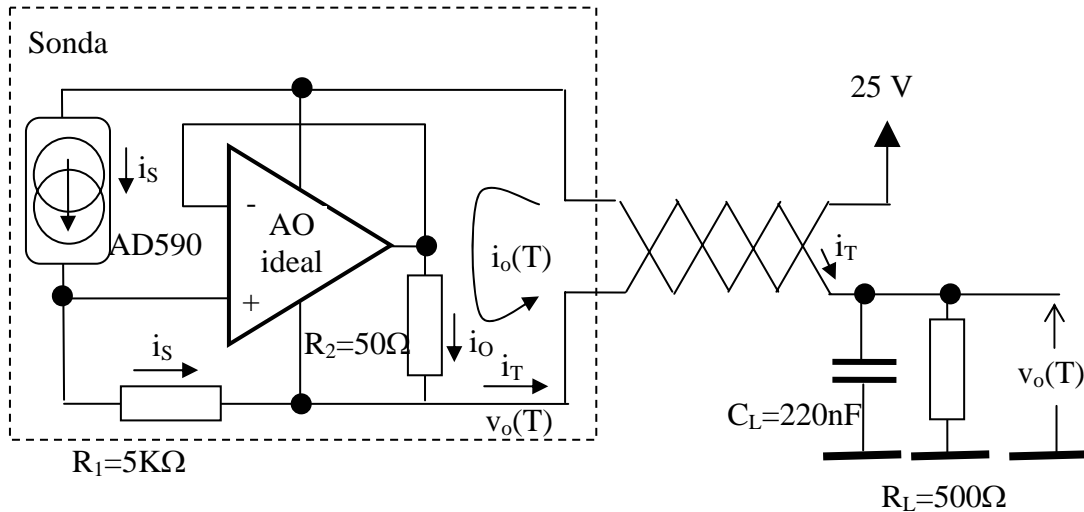
⁴Leakage current doubles every 10°C.

Specifications subject to change without notice.

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

Solución del examen.

1º) Análisis del circuito



De acuerdo con las características del sensor AD590, la intensidad i_s a través de él, es función de la temperatura:

$$i_s = 1 \mu\text{A}/^\circ\text{K} * T(^{\circ}\text{K}) = 1.0\text{E-}3 \times (273.15 + T(^{\circ}\text{C}))$$

En el amplificador operacional, la condición de cero virtual $v_+ = v_-$, implica:

$$\begin{aligned} v_- &= v_o + i_s R_1 \\ v_+ &= v_o + i_o R_2 \end{aligned} \Rightarrow i_o = i_s \frac{R_1}{R_2} \Rightarrow i_T = i_s + i_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) i_s$$

La salida del circuito es:

$$v_o(T) = i_T R_L = 1.0 \cdot 10^{-3} (273.15 + T(^{\circ}\text{C})) \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) R_L$$

Los valores de la salida para el rango de temperaturas (0 °C a 60°C) previsto son:

T (°C)	i_T (mA)	$v_o(T)$	v_s (Volt)
0	27,58815	13,794075	9,8265175
30	30,61815	15,309075	8,1600175
60	33,64815	16,824075	6,4935175

Siendo $V_s = 25 - v_+$, la tensión en el sensor. En todos los casos es superior a los 4V requeridos para este dispositivo.

2º) Valor rms de ruido en v_o como consecuencia del ruido generado por el sensor.

De las hojas características de del sensor se deduce que este genera un ruido blanco de valor

$$i_{sn} = 40 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$$

Esta intensidad se amplifica por una ganancia $A_I = \frac{i_o}{i_s} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 101$

Siendo la tensión se salida,

$$V_o(s) = I_o(s) \frac{R_L \frac{1}{C_L s}}{R_L + \frac{1}{C_L s}} = I_o(s) \frac{R_L}{R_L C_L s + 1} = I_S(s) \frac{A_I R_L}{R_L C_L s + 1}$$

Es el caso de ruido filtrado por una función de primer orden con el polo en

$$p = \frac{1}{R_L C_L} = 9.091 \text{ Krad / s} = 1446.9 \text{ Hz}$$

El ruido a la salida se puede expresar a partir del NEF=1.57 correspondiente a una función de primer orden

$$v_{oN \text{ rms}} = i_{SN} A_I R_L \sqrt{NEF p_1} = 40 \cdot 10^{-12} \cdot 101 \cdot 500 \sqrt{1.57 \cdot 1446.9} = 0.096 \text{ mV}_{\text{rms}}$$

3º) Máxima resistencia térmica del amplificador

Para una temperatura T la potencia que disipa el amplificador operacional es

$$P_{AO}(T) = (25 - v_{oOA}(T)) i_{oOA}(T) = (25 - (R_L A_I + R_1) I_S(T)) \frac{R_2}{R_1} I_S(T)$$

La máxima resistencia térmica $\Theta_{AO \text{ max}}$ del AO para que la temperatura de la etapa de salida no sea superior a los 90°C es

$$\Theta_{\text{max}}(T) = \frac{90 - T}{P_{AO}(T)}$$

Evaluando para las diferentes temperaturas en el rango entre 0° y 60°C la resistencias térmicas requeridas son:

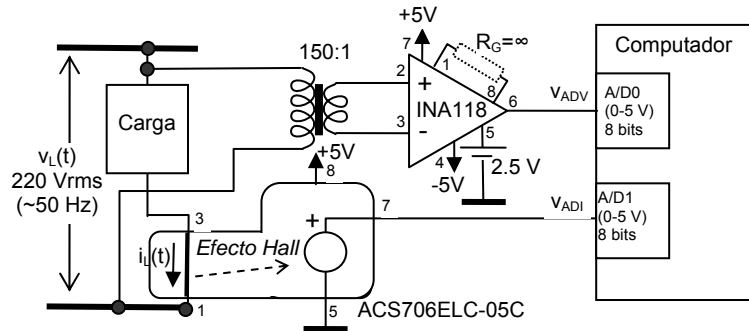
T (°C)	$\Theta(T)$ °C/W
0	334,741666
10	304,175512
20	273,396864
30	241,974463
40	209,404744
50	175,074587
60	138,206781

El peor caso es para 60 °C . La resistencia térmica debe ser siempre inferior a 138,2 °C/W

INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA DE COMUNICACIONES Diciembre 2010
5º curso de Ingeniería de Telecomunicación.

El sistema de instrumentación que se muestra en la figura tiene el objeto de medir la potencia reactiva que se consume en una carga eléctrica alimentada con 220 V_{rms} y 50 Hz. La tensión se mide mediante un transformador con una relación de vueltas 1:150 y un amplificador basado en el amplificador de instrumentación INA118. La intensidad se mide mediante un sensor de corriente del tipo ACS706ELC-05C. (Se adjuntan las hojas características del amplificador INA118 y del sensor de corriente ACS706ELC-05C)

Los conversores A/D que se utilizan tienen un rango dinámico de 0-5 V y una resolución de 8 bits.



Para la evaluación de la potencia reactiva se muestrean las señales de tensión e intensidad de forma síncrona y a razón de 16 muestras por ciclo (50 Hz x 16=800 Hz) y utilizando la siguiente aproximación,

$$P_R = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t - \frac{T}{4})dt \approx \frac{1}{16} \sum_{k=4}^{19} v[k]i[k-4]$$

Para su implementación se utiliza el siguiente código:

```
function PotenciaReactiva() return Float -- Función que retorna la potencia reactiva de la carga
constant RV:Float=1/150; -- Razón de vueltas del transformador
constant NC:Float=2.5; -- Nivel de continua de las señales a la entrada de los A/D
constant SI :Float=0.133 ; -- Sensibilidad del sensor de intensidad
constant T :Float= 1/50/16 ; -- Período con el que se muestrea (800 Hz)
function LeeAD(ch :Integer) return Float external; -- Retorna el valor en voltios de la señal conectada al AD de indice ch
vL, iL: array (0..19) of Float ;
pr: Float:=0;
k:Integer;
begin
for k in 0..19 loop -- Muestrea las 20 muestras de las tensiones e intensidades
vL[k]:= (LeeAda(0)-2.5)/RV;
iL[k]:=(LeeAD(1)-2.5)/SI;
delay T;
end loop;
for k in 4..19 loop pr:=pr+vL[k-4]*iL[k]/16; end loop; -- Evalua la potencia reactiva
return pr;
end;
```

Considerando que las medidas se realizan sobre una carga de $15 \pm 15j \Omega$ y a una temperatura de 25 °C, evaluar para este sistema:


- 1º) Cual es la incertidumbre para un nivel de confianza del 95% que existe en la medida de la potencia reactiva como consecuencia del error de discretización que introducen los conversores A/D.
- 2º) Cual es el máximo error en la medida de la potencia reactiva que se genera como consecuencia de los errores de offset que introducen el amplificador de tensión y el sensor de intensidad.
- 3º) Cual es la incertidumbre para un nivel de confianza del 95% que existe en la medida de la potencia reactiva como consecuencia del ruido que introducen el amplificador de tensión y el sensor de corriente.

(Todas las cuestiones tienen el mismo valor)

ACS706ELC-05C

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

Package LC




Pin 1: IP+
Pin 2: IP+
Pin 3: IP-
Pin 4: IP-
Pin 5: GND
Pin 6: N.C.
Pin 7: VOUT
Pin 8: VCC

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, $T_J < T_{J(max)}$.



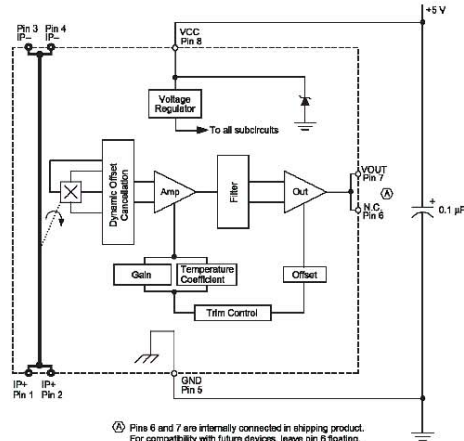
TÜV America
Certificate Number:
U8V 04 12 54214 005

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.



ACS706ELC-05C

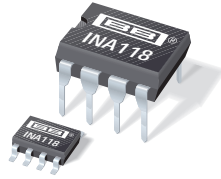
OPERATING CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
ELECTRICAL CHARACTERISTICS , 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	Ω
Output Capacitance Load	C_{LOAD}	VOUT to GND	-	-	10	nF
Output Resistive Load	R_{LOAD}	VOUT to GND	4.7	-	-	k Ω
Primary Conductor Resistance	$R_{PRIMARY}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	-	1.5	-	m Ω
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
PERFORMANCE CHARACTERISTICS , 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	-	μs
Response Time	$t_{RESPONSE}$	$I_P = \pm 5$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	6	-	μs
Rise Time	t_r	$I_P = \pm 5$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	7.45	-	μs
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	-	± 1	± 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	-	± 0.01	± 0.05	A
Total Output Error ¹	E_{TOT}	$I_P = \pm 5$ A, I_P applied for 5 ms; $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%
		$I_P = \pm 5$ A, I_P applied for 5 ms	-	-	± 12.5	%
THERMAL CHARACTERISTICS ^{2,3} , $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 125°C , $V_{CC} = 5$ V unless otherwise specified						
			-	Value	-	Units
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	-	$^\circ\text{C}/\text{W}$

¹Percentage 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.

²The Allegro evaluation board has 1500 mm² 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.

³ $R_{\theta JA}$ 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.



INA118

Precision, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- **LOW OFFSET VOLTAGE:** 50 μ V max
- **LOW DRIFT:** 0.5 μ V/ $^{\circ}$ C max
- **LOW INPUT BIAS CURRENT:** 5nA max
- **HIGH CMR:** 110dB min
- **INPUTS PROTECTED TO \pm 40V**
- **WIDE SUPPLY RANGE:** \pm 1.35 to \pm 18V
- **LOW QUIESCENT CURRENT:** 350 μ A
- **8-PIN PLASTIC DIP, SO-8**

APPLICATIONS

- **BRIDGE AMPLIFIER**
- **THERMOCOUPLE AMPLIFIER**
- **RTD SENSOR AMPLIFIER**
- **MEDICAL INSTRUMENTATION**
- **DATA ACQUISITION**

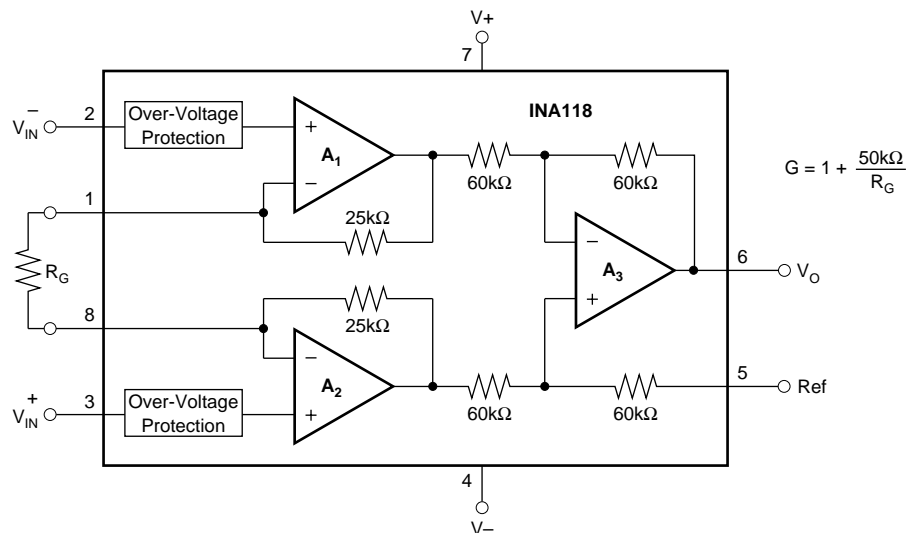
DESCRIPTION

The INA118 is a low power, general purpose instrumentation amplifier offering excellent accuracy. Its versatile 3-op amp design and small size make it ideal for a wide range of applications. Current-feedback input circuitry provides wide bandwidth even at high gain (70kHz at $G = 100$).

A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. Internal input protection can withstand up to \pm 40V without damage.

The INA118 is laser trimmed for very low offset voltage (50 μ V), drift (0.5 μ V/ $^{\circ}$ C) and high common-mode rejection (110dB at $G = 1000$). It operates with power supplies as low as \pm 1.35V, and quiescent current is only 350 μ A—ideal for battery operated systems.

The INA118 is available in 8-pin plastic DIP, and SO-8 surface-mount packages, specified for the -40° C to $+85^{\circ}$ C temperature range.



SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$ unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA118PB, UB			INA118P, U			UNITS	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
INPUT Offset Voltage, RTI Initial vs Temperature vs Power Supply Long-Term Stability Impedance, Differential Common-Mode Linear Input Voltage Range	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MAX} $V_S = \pm 1.35\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$		$\pm 10 \pm 50/\text{G}$ $\pm 0.2 \pm 2/\text{G}$ $\pm 1 \pm 10/\text{G}$ $\pm 0.4 \pm 5/\text{G}$ $10^{10} \parallel 1$ $10^{10} \parallel 4$	$\pm 50 \pm 500/\text{G}$ $\pm 0.5 \pm 20/\text{G}$ $\pm 5 \pm 100/\text{G}$		$\pm 25 \pm 100/\text{G}$ $\pm 0.2 \pm 5/\text{G}$ *	$\pm 125 \pm 1000/\text{G}$ $\pm 1 \pm 20/\text{G}$ $\pm 10 \pm 100/\text{G}$	μV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/\text{V}$ $\mu\text{V}/\text{mo}$ $\Omega \parallel \text{pF}$ $\Omega \parallel \text{pF}$ V V	
		Safe Input Voltage Common-Mode Rejection	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{V}$, $\Delta R_S = 1\text{k}\Omega$ G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	$(V+) - 1$ $(V-) + 1.1$	$(V+) - 0.65$ $(V-) + 0.95$	± 40	*	*	*
				80	90		73	*	
				97	110		89	*	
				107	120		98	*	
110	125		100	*					
BIAS CURRENT vs Temperature			± 1 ± 40	± 5		*	*	± 10 nA $\text{pA}/^\circ\text{C}$	
OFFSET CURRENT vs Temperature			± 1 ± 40	± 5		*	*	± 10 nA $\text{pA}/^\circ\text{C}$	
NOISE VOLTAGE, RTI f = 10Hz f = 100Hz f = 1kHz $f_B = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz Noise Current f=10Hz f=1kHz $f_B = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz	G = 1000, $R_S = 0\Omega$		11 10 10 0.28			*	*	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu\text{Vp-p}$	
			2.0 0.3 80			*	*	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ pAp-p	
						*	*		
						*	*		
						*	*		
GAIN Gain Equation Range of Gain Gain Error Gain vs Temperature 50k Ω Resistance ⁽¹⁾ Nonlinearity	G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000 G = 1 G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	1	$1 + (50\text{k}\Omega/R_G)$	10000	*	*	*	V/V V/V % % % %	
		± 0.01 ± 0.02 ± 0.05 ± 0.5	± 0.024 ± 0.4 ± 0.5 ± 1		*	*	± 0.1 ± 0.5 ± 0.7 ± 2	ppm/ $^\circ\text{C}$ ppm/ $^\circ\text{C}$ % of FSR % of FSR % of FSR	
		± 1 ± 25	± 10 ± 100		*	*	± 10 *	ppm/ $^\circ\text{C}$ ppm/ $^\circ\text{C}$	
		± 0.0003 ± 0.0005 ± 0.0005 ± 0.002	± 0.001 ± 0.002 ± 0.002 ± 0.01		*	*	± 0.002 ± 0.004 ± 0.004 ± 0.02	% of FSR % of FSR % of FSR % of FSR	
					*	*			
OUTPUT Voltage: Positive Negative Single Supply High Single Supply Low Load Capacitance Stability Short Circuit Current	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 10\text{k}\Omega$ $V_S = +2.7\text{V}/0\text{V}^{(2)}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$ $V_S = +2.7\text{V}/0\text{V}^{(2)}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$	$(V+) - 1$ $(V-) + 0.35$	$(V+) - 0.8$ $(V-) + 0.2$		*	*		V V V mV pF mA	
		1.8 60	2.0 35 1000 $\pm 5/-12$		*	*			
					*	*			
					*	*			
					*	*			
FREQUENCY RESPONSE Bandwidth, -3dB Slew Rate Settling Time, 0.01% Overload Recovery	G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000 $V_O = \pm 10\text{V}$, G = 10 G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000 50% Overdrive		800 500 70 7 0.9 15 15 21 210 20			*	*	kHz kHz kHz kHz V/ μs μs μs μs μs	
						*	*		
						*	*		
						*	*		
						*	*		
POWER SUPPLY Voltage Range Current	$V_{\text{IN}} = 0\text{V}$	± 1.35	± 15 ± 350	± 18 ± 385	*	*	*	V μA	
					*	*	*		
TEMPERATURE RANGE Specification Operating θ_{JA}		-40 -40	80	85 125	*	*	*	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$	
			80		*	*	*		

* Specification same as INA118PB, UB.

NOTE: (1) Temperature coefficient of the "50k Ω " term in the gain equation. (2) Common-mode input voltage range is limited. See text for discussion of low power supply and single power supply operation.

Solución.

Análisis ideal:

$$v_{ADv}(t) = 2.5 + RV \times v_L(t) = 2.5 + \frac{1}{150} \times v_L(t) \Leftrightarrow v_L = \frac{1}{RV} \times (v_{ADv} - 2.5) = 150 \times (v_{ADv} - 2.5)$$

$$v_{ADi} = 2.5 + SC \times i_L = 2.5 + 0.133 \left(\frac{V}{A} \right) \times i_L \Leftrightarrow i_L = \frac{1}{SC} \times (v_{ADi} - 2.5) = 7.52 \times (v_{ADi} - 2.5)$$

siendo $RV = 1/150$ la relación de vueltas del transformador.

$SC = 0.133$ V/A la sensibilidad del sensor de corriente

Rangos de operación:

$$0 \leq v_{ADv}(t) \leq 5V \Leftrightarrow v_{Lpp} \leq 5 \times 150 = 750 V_{pp} \Leftrightarrow v_{Lrms} \leq \frac{750}{2 \times \sqrt{2}} = 265 V_{rms}$$

$$0 \leq v_{ADi}(t) \leq 5V \Leftrightarrow i_{Lpp} \leq 5 \times 7.52 = 37.6 V_{pp} \Leftrightarrow i_{Lrms} \leq \frac{37.6}{2 \times \sqrt{2}} = 13.29 A_{rms}$$

Valores del caso de estudio citado en el examen: $R_L = 15 - 15j \Omega$

$$V_{Lrms_0} = 220V + 0j \Rightarrow I_{Lrms_0} = \frac{V_{Lrms_0}}{R_L} = \frac{220}{15 + 15j} = \frac{220}{15 \times 2} (1 - j) = 10.37_{45^\circ}$$

$$P_{act} = \frac{220 \times 220}{2 \times 15} = 1613 W \quad P_{react} = \frac{220 \times 220}{2 \times 15} = 1613 W$$

1º) Incertidumbre introducida por la cuantización de los convertidores.

En las medidas de cualquiera de las v_{AD} el valor rms del error U_{vAD} es:

$$U_{vAD} = \frac{5}{2^{N+1} \sqrt{3}} = \frac{5}{512 \sqrt{3}} = 5.64 mV_{rms} \Rightarrow U_{vL} = \frac{1}{RV} U_{vAD} = 0.846 V_{rms}$$

$$U_{iL} = \frac{1}{SC} U_{vAD} = 0.042 A_{rms}$$

La desviación típica de las medidas de la potencia reactiva U_{Pr} se obtiene repercutiendo los efectos de las desviaciones típica de los valores de cada una de las muestras de tensión e intensidad:

$$P_R = \frac{1}{16} \sum_{k=4}^{19} v[k] i[k-4]$$

$$U_{Pr}^2 = \sum_k \left[\frac{\partial P_r}{\partial v(k)} \right]^2 U_{vL}^2 + \sum_k \left[\frac{\partial P_r}{\partial i(k)} \right]^2 U_{iL}^2 = \left[\frac{1}{16} \right]^2 \sum_k [i_L[k]]^2 U_{vL}^2 + \left[\frac{1}{16} \right]^2 \sum_k [v_L[k]]^2 U_{iL}^2 =$$

$$= U_{vL}^2 I_{Lrms}^2 + U_{iL}^2 V_{Lrms}^2$$

Para el caso típico $R_L = 15 + 15j$

$$U_{Pr} = \sqrt{0.846^2 \times 10.37^2 + 0.042^2 \times 220^2} = 12.73 W \Rightarrow I_{95\%} = 2 \times U_{Pr} = 25.46 W$$

2) Efecto de los offset del amplificador y del sensor de corriente

En el sensor de corriente: $I_{L\text{offset}}=0.015\text{V}/0.133\text{ (V/A)}=0.11\text{ A}$

En el amplificador tensión: $V_{L\text{offset}}= 60\ \mu\text{V} * 150=4.5\text{ mV}$

El efecto sobre la medida de la potencia reactiva:

$$P_R + \Delta P_{R\text{offset}} = \frac{1}{T} \int_0^T (v_L(t) + V_{L\text{offset}}) (i_L(t) + I_{L\text{offset}}) dt =$$

$$= \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) i_L(t) dt + \frac{1}{T} V_{L\text{offset}} \int_0^T i_L(t) dt + \frac{1}{T} I_{L\text{offset}} \int_0^T v_L(t) dt + V_{L\text{offset}} I_{L\text{offset}}$$

$$\Delta P_{R\text{offset}} = V_{L\text{offset}} I_{L\text{offset}} = 4.5 \cdot 10^{-3} (\text{V}) 0.11 (\text{A}) = 0.48\text{ mW}$$

3) Efecto sobre la medida de la potencia reactiva del ruido introducido por el amplificador y el sensor de corriente:

Ruido en el sensor de corriente: $I_{L\text{noise}}= 16 \cdot 10^{-3}/0.133=0.120\text{ A}_{\text{rms}}$

Ruido en el amplificador: $V_{L\text{noise}} = e_{\text{noise}} \sqrt{NEF \times BW} = 10 \cdot 10^{-9} \sqrt{1.57 \times 8 \cdot 10^5} = 11.2\ \mu\text{V}$

$$U_{Pr}^2 = \sum_k \left[\frac{\partial P_r}{\partial v(k)} \right]^2 U_{v\text{noise}}^2 + \sum_k \left[\frac{\partial P_r}{\partial i(k)} \right]^2 U_{i\text{noise}}^2 = \frac{1}{16} \sum_k [i_L[k]]^2 U_{v\text{noise}}^2 + \frac{1}{16} \sum_k [v_L[k]]^2 U_{i\text{noise}}^2 =$$

$$= U_{v\text{noise}}^2 I_{L\text{rms}}^2 + U_{i\text{noise}}^2 V_{L\text{rms}}^2$$

Para el caso típico ($R_L=15+15\text{ j } \Omega$)

$$U_{Pr} = \sqrt{(11.2 \cdot 10^{-6} \times 10.37)^2 + (0.120 \times 220)^2} = 26.4\text{ W}$$

La incertidumbre para un nivel de confianza del 95% es

$$I_{Pr}=2 * U_{pr}=52.8\text{ W}$$