

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

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



INSTRUMENTACION ELECTRÓNICA DE COMUNICACIONES

(5º Curso Ingeniería de Telecomunicación)

Tema VII: Acondicionadores analógicos de señales.

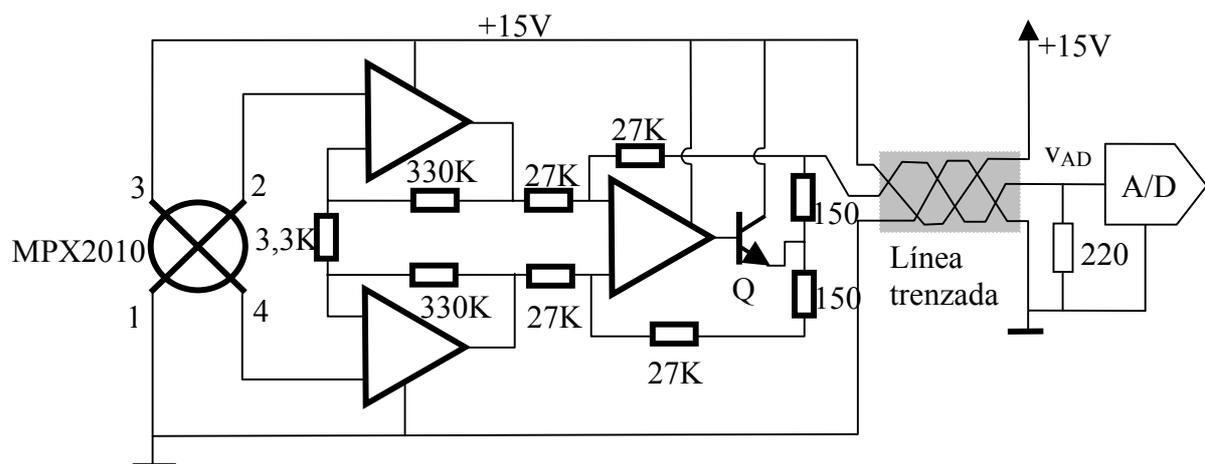
(Ejercicios resueltos)

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

Ejercicio 1: Sistema de medida de la presión.

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 interferencia 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 la decena de miliamperios) la cual es mucho más inmune a las interferencias electromagnéticas. El circuito se conecta al computador mediante tres cables trenzados, uno sirve de referencia, otro alimenta el convertidor del sensor con una tensión de alimentación de 15 V de continua, y el tercero 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 MPX2010, cuya hoja de características se proporciona con el examen. La presiones que se miden están en el rango entre 0 y 10 Kpa, y se necesita que los errores de medida que se lleven a cabo sean inferiores al 1% del fondo de escala. El rango del convertor D/A es de 0 a 10 Voltios.



- 1) Analizar el circuito identificando las etapas y caracterizándolas por su funciones de transferencia. Determinar la expresión de la tensión V_{AD} en función de la presión P sobre el transductor, y determinar la resolución (mínimo nº de bits del convertor A/D) para satisfacer la precisión de 1% que se requiere.
- 2) Estudiar el efecto del offset y de la linealidad del transductor sobre la medida de presión del equipo. ¿Se puede conseguir con ellos la precisión del 1% requerido? En cualquier caso, proponer alguna forma de minimizar sus efectos.
- 3) Estudiar la máxima disipación de potencia del transistor Q. Si es un transistor de silicio con una temperatura máxima de unión $T_j < 125^\circ\text{C}$, ¿cual debe ser la resistencia térmica entre la unión y el aire (25°C), para que no se quemé?.
- 4) Suponer que todos los componentes del circuito electrónico de adaptación son ideales. Estimar la incertidumbre de la medida de presión del sistema, con un nivel de confianza del 95%, en función de la información que se dispone del transductor y de las características del convertor A/D.

10 kPa On-Chip Temperature Compensated & Calibrated Silicon Pressure Sensors

**MPX2010
SERIES**

Motorola Preferred Device

The MPX2010/MPXT2010 series silicon piezoresistive pressure sensors provide a very accurate and linear voltage output — directly proportional to the applied pressure. These sensors house a single monolithic silicon die with the strain gauge and thin-film resistor network integrated on each chip. The sensor is laser trimmed for precise span, offset calibration and temperature compensation.

**COMPENSATED
PRESSURE SENSOR**
0 to 10 kPa (0 to 1.45 psi)
FULL SCALE SPAN: 25 mV

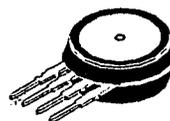
Features

- Temperature Compensated over 0°C to +85°C
- Unique Silicon Shear Stress Strain Gauge
- Ratiometric to Supply Voltage
- Differential and Gauge Options

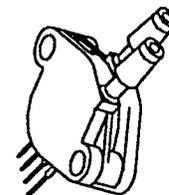
Application Examples

- Respiratory Diagnostics
- Air Movement Control
- Controllers
- Pressure Switching

**UNIBODY PACKAGES
MPX2010**



**BASIC CHIP
CARRIER ELEMENT
CASE 344-15, STYLE 1**



**DIFFERENTIAL
PORT OPTION
CASE 344C-01, STYLE 1**

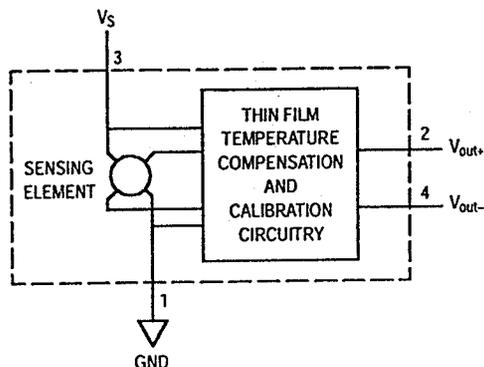


Figure 1. Temperature Compensated and Calibrated Pressure Sensor Schematic

PIN NUMBER

1	2	3	4
Ground	+V _{out}	V _S	-V _{out}

NOTE: Pin 1 is the notched pin.

VOLTAGE OUTPUT versus APPLIED DIFFERENTIAL PRESSURE

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

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

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

MPX2010 SERIES

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Overpressure ⁽⁸⁾ (P1 > P2)	P _{max}	75	kPa
Burst Pressure ⁽⁸⁾ (P1 > P2)	P _{burst}	100	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)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Pressure Range ⁽¹⁾	P _{OP}	0	—	10	kPa
Supply Voltage ⁽²⁾	V _S	—	10	16	Vdc
Supply Current	I _o	—	6.0	—	mAdc
Full Scale Span ⁽³⁾	V _{FSS}	24	25	26	mV
Offset ⁽⁴⁾	V _{off}	MPX2010 -1.0	—	1.0	mV
		MPXT2010 -1.0	—	1.0	
Sensitivity	ΔV/ΔP	—	2.5	—	mV/kPa
Linearity ⁽⁵⁾	—	-1.0	—	1.0	%V _{FSS}
Pressure Hysteresis ⁽⁵⁾ (0 to 10 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}	-1.0	—	1.0	%V _{FSS}
Temperature Effect on Offset ⁽⁵⁾	TCV _{off}	-1.0	—	1.0	mV
Input Impedance	Z _{in}	1000	—	2550	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 ⁽⁹⁾	—	—	±0.5	—	%V _{FSS}

MECHANICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Weight (Basic Element Case 344-15)	—	—	2.0	—	Grams
Weight (Basic Element Case 473A-01)	—	—	2.0	—	Grams
Common Mode Line Pressure ⁽⁷⁾	—	—	—	690	kPa

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.
- Common mode pressures beyond specified may result in leakage at the case-to-lead interface.
- Exposure beyond these limits may cause permanent damage or degradation to the device.
- Offset stability is the product's output deviation when subjected to 1000 hours of Pulsed Pressure, Temperature Cycling with Bias Test.

ON-CHIP TEMPERATURE COMPENSATION and CALIBRATION

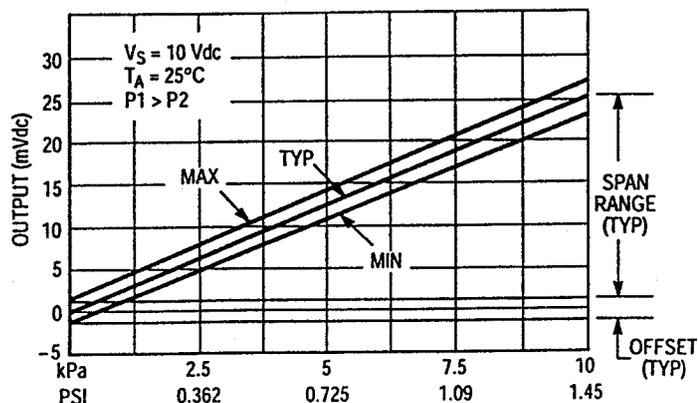


Figure 2. Output versus Pressure Differential

Figure 2 shows the output characteristics of the MPX2010 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.

This performance over temperature is achieved by having both the shear stress strain gauge and the thin-film resistor circuitry on the same silicon diaphragm. Each chip is dynamically laser trimmed for precise span and offset calibration and temperature compensation.

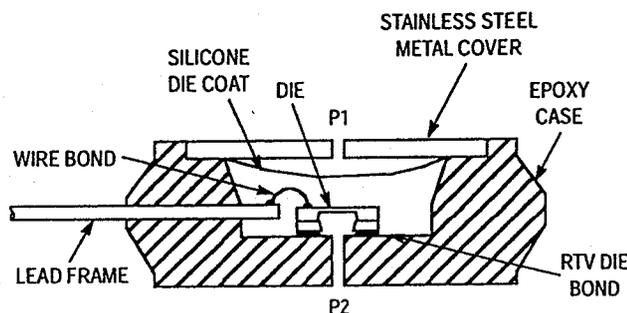


Figure 3. Unibody Package — Cross-Sectional Diagram (not to scale)

Figure 3 illustrates the differential/gauge die in the basic chip carrier (Case 344-15). A silicone gel isolates the die surface and wire bonds from the environment, while allowing the pressure signal to be transmitted to the silicon diaphragm.

The MPX2010 series pressure sensor operating charac-

teristics and internal reliability and qualification tests are based on use of dry air as the pressure media. Media other than dry air may have adverse effects on sensor performance and long term reliability. Contact the factory for information regarding media compatibility in your application.

MPX2010 SERIES

LINEARITY

Linearity refers to how well a transducer's output follows the equation: $V_{out} = V_{off} + \text{sensitivity} \times P$ over the operating pressure range. There are two basic methods for calculating nonlinearity: (1) end point straight line fit (see Figure 5) 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.

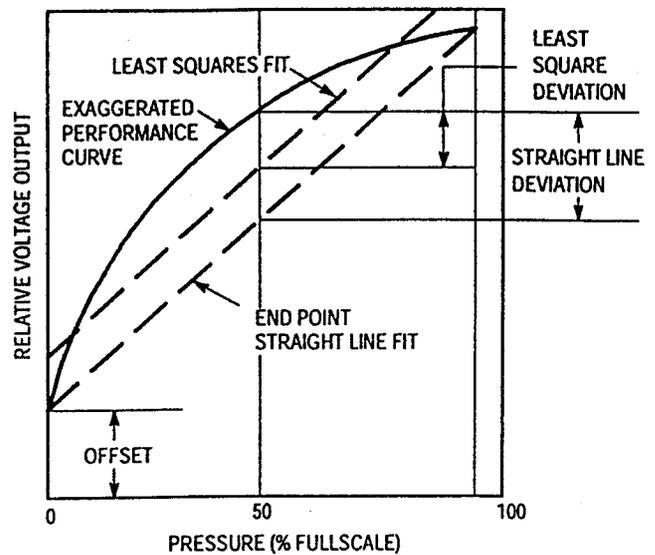


Figure 4. Linearity Specification Comparison

PRESSURE (P1)/VACUUM (P2) SIDE IDENTIFICATION TABLE

Motorola designates the two sides of the pressure sensor as the Pressure (P1) side and the Vacuum (P2) side. The Pressure (P1) side is the side containing silicone gel which isolates the die from the environment. The Motorola MPX

pressure sensor is designed to operate with positive differential pressure applied, $P1 > P2$.

The Pressure (P1) side may be identified by using the table below:

Part Number	Case Type	Pressure (P1) Side Identifier
MPX2010D	344-15	Stainless Steel Cap
MPX2010DP	344C-01	Side with Part Marking
MPX2010GP	344B-01	Side with Port Attached
MPXT2010G7U	473A-01	Side with Part Marking

ORDERING INFORMATION — UNIBODY PACKAGE

MPX2010 series pressure sensors are available in differential and gauge configurations. Devices are available in the basic element package or with pressure port fittings which provide printed circuit board mounting ease and barbed hose pressure connections.

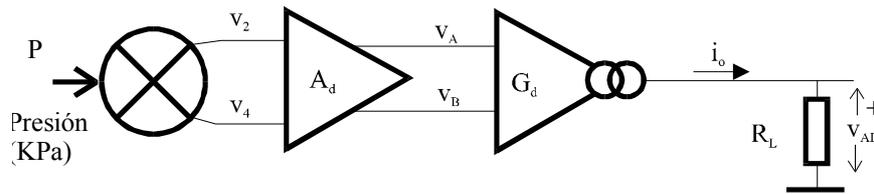
Device Type	Options	Case Type	MPX Series	
			Order Number	Device Marking
Basic Element	Differential	Case 344-15	MPX2010D MPX2012D	MPX2010D MPX2012D
Ported Elements	Differential	Case 344C-01	MPX2010DP MPX2012DP	MPX2010DP MPX2012DP

ORDERING INFORMATION — TOP PISTON FIT PACKAGE

The MPXT2010G7U pressure sensor is available to be shipped in Rails.

Packing Options	Port Options	Leadform	Case Type	MPXT Series Order No.	Marking
Rails	Element	84 degree	473A-01	MPXT2010G7U	MPXT2010G

1) El circuito se compone de las etapas que se muestra en la siguiente figura:

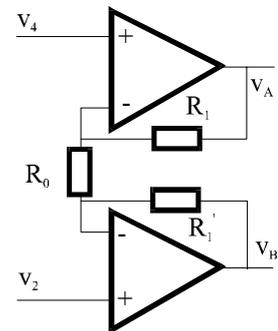


a) Transductor convierte la presión P de entrada en una tensión diferencial v2-v4:

$$v_2 - v_4 = 2.5 \cdot 10^{-3} \left(\frac{V}{KPa} \right) P (KPa)$$

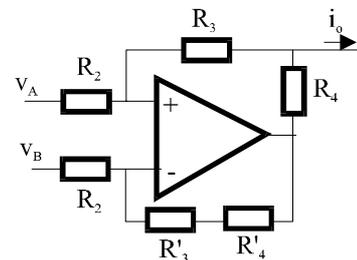
b) Un amplificador en tensión con entrada y salida diferencial

$$v_A - v_B = \left(1 + \frac{2R_1}{R_0} \right) (v_2 - v_4)$$



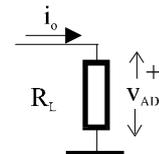
c) Conversor tensión intensidad de tipo Howland modificado:

$$i_o = \frac{R_3 + R_4}{R_2} \frac{1}{R_4} (v_A - v_B)$$



d) Conversión intensidad-tensión a través de la resistencia a la entrada del A/D.

$$v_{AD} = R_L i_o$$



La función de transferencia global del circuito es:

$$i_o = \left(1 + \frac{2R_1}{R_0} \right) \frac{(R_3 + R_4)}{R_2} \frac{1}{R_4} R_L = 0.741 \left(\frac{V}{KPa} \right) P (Kpa)$$

Como las presiones que se miden están en el rango 0 a 10 KPa, el rango de tensiones de entrada al conversor A/D es 0 V a 7.41 V.

Si la resolución que se requiere es del 1%, esto es de 0.0741 V, el número de bits del conversor A/D debe ser:

$$2^{-N} 10 = 0.0741 \Rightarrow N \geq 7.08 \Rightarrow \underline{N=8}$$

2) Efecto del offset del transductor.

En las hojas características se puede comprobar que el máximo offset del transductor es de 1 mV. Como el fondo de escala es de 25 mV, el error de offset es

$$\%E_{offset} = \frac{1mV}{25mV} 100 = 4\%$$

Este tipo de error solo puede compensarse haciendo medidas a presiones patrones conocidas y estimando a partir de ellas el offset actual del transductor.

Efecto del error de linealidad.

Dado que el circuito electrónico es lineal y se le considera error de linealidad nulo, el único error del sistema es el error de linealidad del transductor, que en este caso se puede leer directamente de las hojas características.

$$\%E_{linealidad} = 1\%FSS$$

3) Máxima potencia en el transistor y análisis térmico.

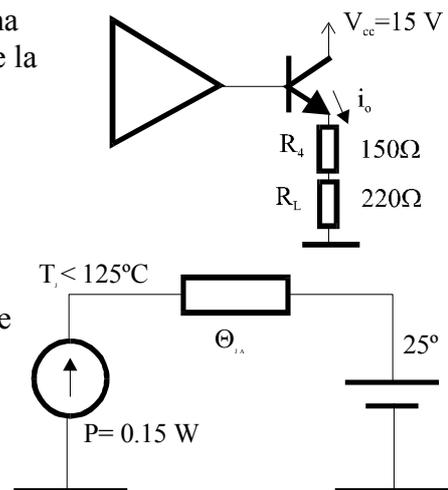
El transistor opera en clase A, y en consecuencia, la máxima potencia se consigue cuando en el transistor cae la mitad de la tensión de la fuente.

$$0 \leq i_o \leq 33.67 \text{ mA}$$

$$P_{Qmax} = \frac{V_{cc}}{2} \frac{V_{cc}}{2(R_4 + R_L)} = 0.15 \text{ W}$$

La resistencia térmica máxima entre la unión y la carcasa se puede obtener del circuito térmico que se muestra:

$$\Theta_{JA} \leq \frac{125^\circ C - 25^\circ C}{0.15W} = 667^\circ C/W$$



4) Incertidumbre de la medida de presión.

En las características del transductor no hay información de ruido aleatorio. Los errores que se dan como el offset o la no linealidad son parámetros estacionarios. Esto es, si sobre un equipo construido se mide sucesivamente la presión, el efecto de offset o de linealidad dan siempre lo mismo (la incertidumbre es nula).

La incertidumbre es únicamente la debida a la resolución del convertor A/D. El valor por esta causa en la salida del sistema (\$V_{AD}\$) es,

$$U_{Display} = \frac{2^{-8}10}{\sqrt{3}} = 0.0225 \Rightarrow I_{VAD} = 2U_{Display} = 0.045V$$

Lo que en presión equivale a

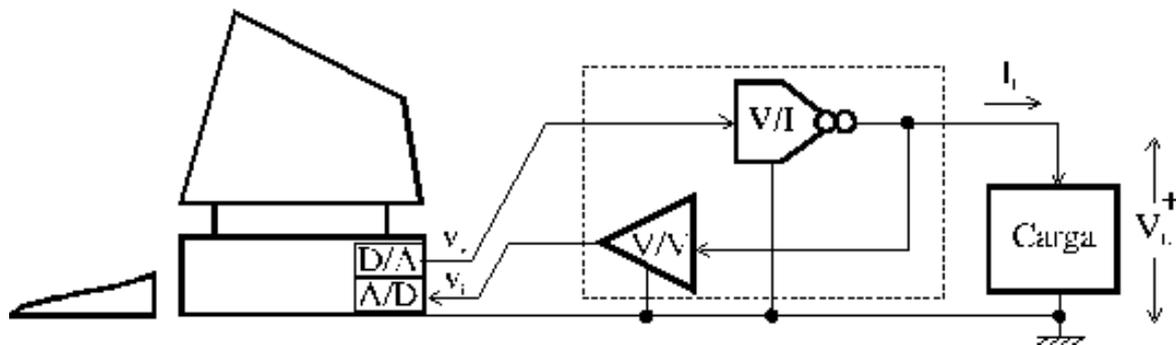
$$I_P = \frac{I_{VAD}}{0.741} = 0.06 \text{ KPa}$$

Ejemplo 7.2: Control de la potencia a una carga.

Se necesita controlar con gran precisión y desde un computador la potencia que se suministra a una carga resistiva cuya impedancia no es bien conocida y que incluso varía lentamente con el tiempo. Para ello, suponiendo una impedancia media, se controla desde el computador y a través de un convertidor D/A la intensidad que se aplica a la carga. A través de un convertidor A/D se mide la tensión que realmente se produce en ella y en función de ésta se corrige la intensidad aplicada para que la potencia sea la requerida.

La carga requiere que uno de sus terminales sea tierra. La impedancia de la carga fluctúa entre 4 y 6 ohmios, y la potencia que se desea proporcionar se encuentra en el rango 1W a 5 W.

El convertidor A/D es monopolar, tiene un rango de entrada de 0 a 5 V y una resolución de 10 bits. Así mismo, el convertidor D/A es monopolar su rango de salida es de 0 a 5 V y tiene una resolución de 10 bits.



- 1º) Proponer el circuito de una fuente de intensidad controlada por tensión y un amplificador de tensión que bajo comportamiento ideal, permita satisfacer la funcionalidad prevista. En el diseño utilizar amplificadores operacionales del tipo $\mu A741$, transistores de media potencia NPN 2N3055, y transistores de baja potencia NPN y PNP de Silicio y de alta ganancia.
- 2º) Realizar una análisis térmico de los transistores de potencia y determinar si requieren disipadores. En caso positivo, determinar la resistencia térmica que deben tener.
- 3º) De acuerdo con el diseño propuesto en 1) escribir un programa que implemente **procedure EstablecePotencia(PotenciaWattios: real);** y que haga pasar por la carga la potencia que se pasa en el argumento PotenciaWattios. Considerar que se disponen de **function LeeAD:Word;** y **procedure PonDA(V:Word);** que respectivamente lee el valor de A/D y establece el valor del D/A.
- 4º) Si se disponen de resistencias con el 1% de precisión, se considera la resolución de 10 bits de ambos convertidores y se consideran ideales a los amplificadores operacionales, determinar la incertidumbre (para un nivel de confianza del 95%) en la potencia que establece el equipo.
- 5º) Determinar los valores de los offset de tensión e intensidad de entrada de los amplificadores operacionales, para que el error que introducen en la tensión que se establece en la carga y en la medida de la intensidad de la carga que se realiza, sea inferior a la mitad de la variación introducida por el cambio del bit menos significativo. ¿Satisfacen los offset de entrada del amplificador operacional $\mu A741$ este requisito?.

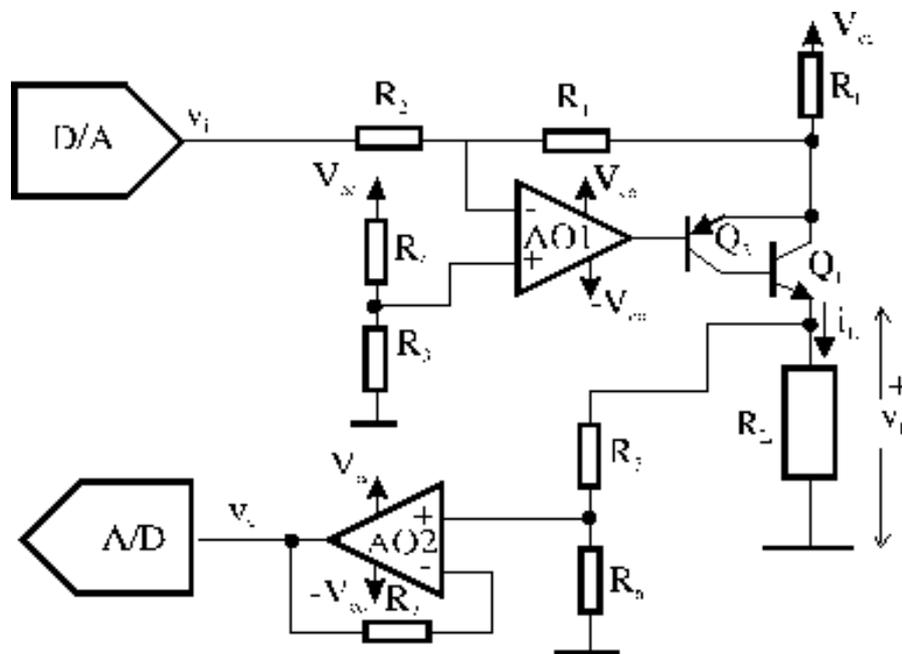
1) Se propone el circuito de la figura.

Se realiza el convertidor V/I mediante una configuración realizada con el amplificador OA1, y con una etapa de potencia tipo A realizada con los transistores Q1 y Q2. Si las cuatro resistencias R_1, R_2, R_3 y R_4 son iguales,

$$G_{V/I} = \frac{i_L}{v_i} = \frac{V_{cc} - (V_{cc} - v_i)}{R_I} = \frac{v_i}{R_I}$$

En este circuito se considera que el producto de las ganancias en intensidad $\beta_1\beta_2$ de los transistores es suficientemente alta (>10.000) para que la intensidad de la base de Q2 se pueda despreciar frente a la que pasa por la carga.

Como el amplificador V/V requiere una ganancia menor que la unidad, se realiza mediante un divisor de tensión y un amplificador de ganancia unidad para desacoplar impedancias realizado con OA2. Las resistencias R_4 y R_5 son 10 000 veces mas altas que la carga, luego la intensidad que fluye por ellas es despreciable respecto de i_L . La transresistencia de esta etapa es,



Con resistencias de carga R_L en el rango 4Ω a 6Ω , y las potencias que se van a suministrar en el rango $1W$ a $5W$, los rangos de las tensiones e intensidades en la carga son:

$$\sqrt{P_{\min} R_{\min}} = \sqrt{1W * 4\Omega} = 2V \leq v_L \leq \sqrt{P_{\max} R_{\max}} = \sqrt{5W * 6\Omega} = 5.48V$$

$$\sqrt{P_{\min} / R_{\max}} = \sqrt{1W/6\Omega} = 0.41A \leq i_L \leq \sqrt{P_{\max} / R_{\min}} = \sqrt{5W/4\Omega} = 1.12A$$

Cálculo de las resistencias:

El convertidor V/I se diseña para que con $v_v = 5V$ de entrada genere en su salida la intensidad máxima que requiere la carga $1.12A$.

$$G_{v/i} = \frac{I}{R_I} = \frac{1.12 A}{5 V} = 0.224 A/V \implies$$

$$R_1 = 22K$$

$$R_2 = 22K$$

$$R_3 = 22K$$

$$R_4 = 22K$$

$$R_I = 4.46\Omega$$

El amplificador V/V se diseña para que con la máxima potencia y carga, con la que se obtiene una tensión de $5.5 > 5.48 V$ en la carga, la tensión en el convertidor A/D la tensión sea el fondo de escala de 5 V.

$$A_v = \frac{5V}{5.5V} = 0.91 = \frac{R_6}{R_6 + R_5} \implies$$

$$R_6 = 22K$$

$$R_5 = 2.18K$$

$$R_7 = 2K$$

La mínima fuente de alimentación que se requiere, se calcula en el peor caso de potencia máxima (5 W) y resistencia máxima $R_L = 6\Omega$,

$$V_{cc} \geq v_{Lmax} + I_L * R_I + V_{CEsa} =$$

$$= 5.48 + 5 + 0.1 = 10.58 V$$

Se elige una fuente de tensión de alimentación $V_{cc}=12 V$.
Con estos valores de resistencias, la funcionalidad del circuito es,

$$i_L = 0.224 (A/V) v_i \quad v_v = 0.91 v_L$$

2) Análisis térmico del transistor de potencia Q1,

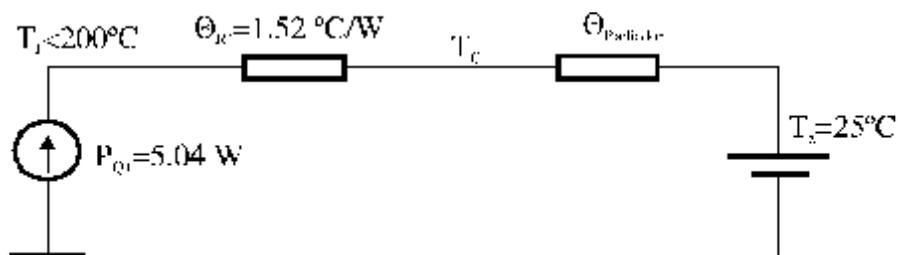
La máxima potencia se disipa en Q1, cuando se suministra a la carga mínima (4Ω), la potencia que hace que en el transistor Q1 cae la tensión $V_{cc}/2=6 V$. Con las resistencias introducidas, para esta tensión la intensidad que circula es $i_L=6/(4+4.46)=0.71 A$.

$$P_{Q1max} = 6 (V) * 0.71 (A) = 4.26 W$$

esto ocurre cuando,

$$I_L = 0.71 A \quad v_L = 0.71 * 4 = 2.84 V \quad P_{RL} = 0.71 * 2.84 = 2.02 W$$

De acuerdo con las hojas características del transistor 2N3055, la máxima temperatura de la unión $T_{Jmax} = 200 \text{ }^\circ\text{C}$, y la resistencia térmica entre unión y carcasa $\Theta_{JC}=1.52 \text{ }^\circ\text{C/W}$. La resistencia del disipador entre carcasa y ambiente que se requiere para una temperatura ambiente de $25 \text{ }^\circ\text{C}$ es,



$$T_a + P_Q I (\Theta_{JC} + \Theta_{Rad}) = T_J < 200^\circ C$$

$$\Theta_{Rad} < \frac{T_{Jmax} - T_a}{P_Q I} - \Theta_{JC} \implies \Theta_{Rad} < \frac{200 - 25}{4.26} - 1.52 = 39.56^\circ C/W$$

Aunque no existen datos sobre la resistencia entre la carcasa y el medio ambiente del propio emcapsulado del transistor, dada la alta resistencia que se puede admitir, es razonable pensar que no se necesite un radiador externo.

3) Programa que implementa el procedure EstablecePotencia.

```

procedure EstablecePotencia(PotenciaWattios : real);
var VL, Vv, Vi, IL, RL : real;
var CodVv, CodVi : word;
const Fesc: real = 5.0;          (* Fondo de escala de los convertidores *)
const CodFesc: word =1024;      (* Código del fondo de escala *)
const RMed: real = (6+4)/2;     (* Resistencia media de las posibles *)

begin
    (* Suponiendo carga media establezco la potencia *)
    IL:= sqrt(PotenciaWattios/Rmed);  (* Intensidad que debe pasar por la carga *)
    Vi:= IL / 0.224;                 (* Tensión que debe generar D/A *)
    CodVi := Vi/Fesc*CodFesc;        (* Código que debe ponerse en D/A *)
    PonDA(CodVi);                    (* Establece la potencia *)
    (* Evalúo la carga real colocada *)
    CodVv:=LeeAD;                    (* Leo código del A/D *)
    Vv:= CodVv/CodFesc*Fesc;         (* Tensión entrada A/D *)
    VL:= Vv / 0.91 ;                 (* Tensión en la carga *)
    RL:= VL/IL;                      (* Carga que realmente existe *)
    (* Corrijo la intensidad para que la potencia sea la requerida *)
    IL:= sqrt(PotenciaWattios/RL);    (* Intensidad que debepasar por la carga *)
    Vi:= IL / 0.224;                 (* Tensión que debe generar D/A *)
    CodVi := Vi/Fesc*CodFesc;        (* Código que debe ponerse en D/A *)
    PonDA(CodVi);                    (* Establece la potencia *)
end;

```

4º) Incertidumbre en la potencia por errores en la resistencia y cuantización en convertidores.

La potencia de la carga se establece como

$$P_{RL} = V_L I_L = \frac{V_v}{A_v} * V_I * G_{V/I} = \frac{V_v}{A_v} * \frac{V_i}{R_I} * A_d$$

y su incertidumbre se puede expresar como,

$$U_{PRL}^2 = \left[\frac{\partial P_{RL}}{\partial V_v} \right]^2 U_{V_v}^2 + \left[\frac{\partial P_{RL}}{\partial A_v} \right]^2 U_{A_v}^2 + \left[\frac{\partial P_{RL}}{\partial V_i} \right]^2 U_{V_i}^2 + \left[\frac{\partial P_{RL}}{\partial R_l} \right]^2 U_{R_l}^2 + \left[\frac{\partial P_{RL}}{\partial A_d} \right]^2 U_{A_d}^2 =$$

$$= P_{RL}^2 \left[\frac{U_{V_v}^2}{V_v^2} + \frac{U_{A_v}^2}{A_v^2} + \frac{U_{V_i}^2}{V_i^2} + \frac{U_{R_l}^2}{R_l^2} + \frac{U_{A_d}^2}{A_d^2} \right]$$

El valor de cada componente de la incertidumbre es,

$$U_{V_v} = \frac{\text{Resolución } D/A}{\sqrt{3}} = \frac{5 \cdot 2^{-10}}{\sqrt{3}} = 2.82 \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

$$U_{A_v} = \sqrt{\left(\frac{\partial A_v}{\partial R_5} \right)^2 U_{R_5}^2 + \left(\frac{\partial A_v}{\partial R_6} \right)^2 U_{R_6}^2} = \sqrt{\left(\frac{-R_6}{(R_5 + R_6)^2} \right)^2 \left(\frac{0.01 R_l}{\sqrt{3}} \right)^2 + \left(\frac{R_5}{(R_5 + R_6)^2} \right)^2 \left(\frac{0.01 R_2}{\sqrt{3}} \right)^2} =$$

$$U_{V_i} = \frac{\text{Resolución } A/D}{\sqrt{3}} = \frac{5 \cdot 2^{-10}}{\sqrt{3}} = 2.82 \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

$$U_{R_l} = \frac{\text{Exactitud } R_l}{\sqrt{3}} = \frac{0.01 R_l}{\sqrt{3}} = 0.026$$

$$U_{A_d} = \sqrt{\left(\frac{\partial A_d}{\partial R_4} \right)^2 U_{R_4}^2 + \left(\frac{\partial A_d}{\partial R_5} \right)^2 U_{R_5}^2 + \left(\frac{\partial A_d}{\partial R'_4} \right)^2 U_{R'_4}^2 + \left(\frac{\partial A_d}{\partial R'_5} \right)^2 U_{R'_5}^2} =$$

Evaluando la incertidumbre para una potencia de 5W y una resistencia de carga de 5 Ω,

$$U_{PRL}^2 = \left(\frac{5W}{5V} \cdot 2.82 \cdot 10^{-3} V \right)^2 + \left(\frac{5W}{0.91} \cdot 2.58 \cdot 10^{-3} \right)^2 + \left(\frac{5W}{5V} \cdot 2.82 \cdot 10^{-3} A \right)^2 +$$

$$\left(\frac{5W}{1\Omega} \cdot 0.026 \Omega \right)^2 + \left(\frac{5W}{I} \right)^2 = W^2$$

La incertidumbre en la potencia, para un nivel de confianza del 95% (k=2) es

$$I_{PRL} = 2 U_{PRL} = W$$

5º) Influencias de los offset de tensión e intensidad.

En el convertidor V/I,

$$V_{LOV} = \left(1 + \frac{R_l}{R_2} \right) V_{OS} < 5 A_v 2^{n+1} \implies V_{OS} < \frac{5 \cdot 2^{-11}}{2} = 1.22 \text{ mV}$$

$$V_{LOI} = \left(1 + \frac{R_l}{R_2} \right) (R_l // R_2) I_{OS} < 5 A_v 2^{n+1} \implies I_{OS} < \frac{5 \cdot 2^{-11}}{2 \cdot 11 \cdot 10^3} = 0.11 \mu A$$

En el convertidor I/V,

$$V_{LOV} = V_{OS} < 5 \cdot 2^{n+1} \implies V_{OS} < 5 \cdot 2^{-11} = 2.44 \text{ mV}$$

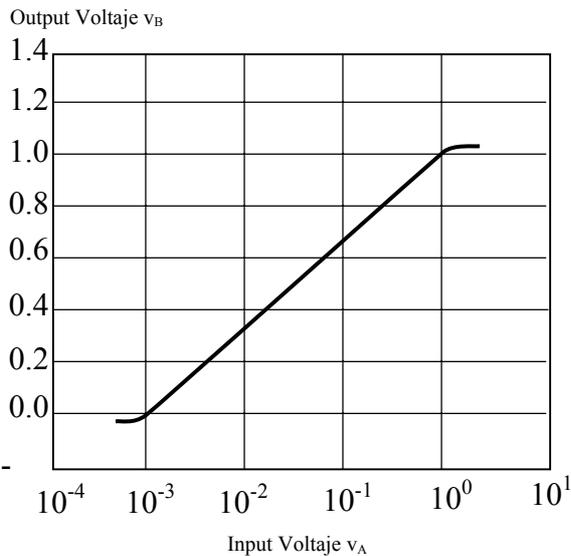
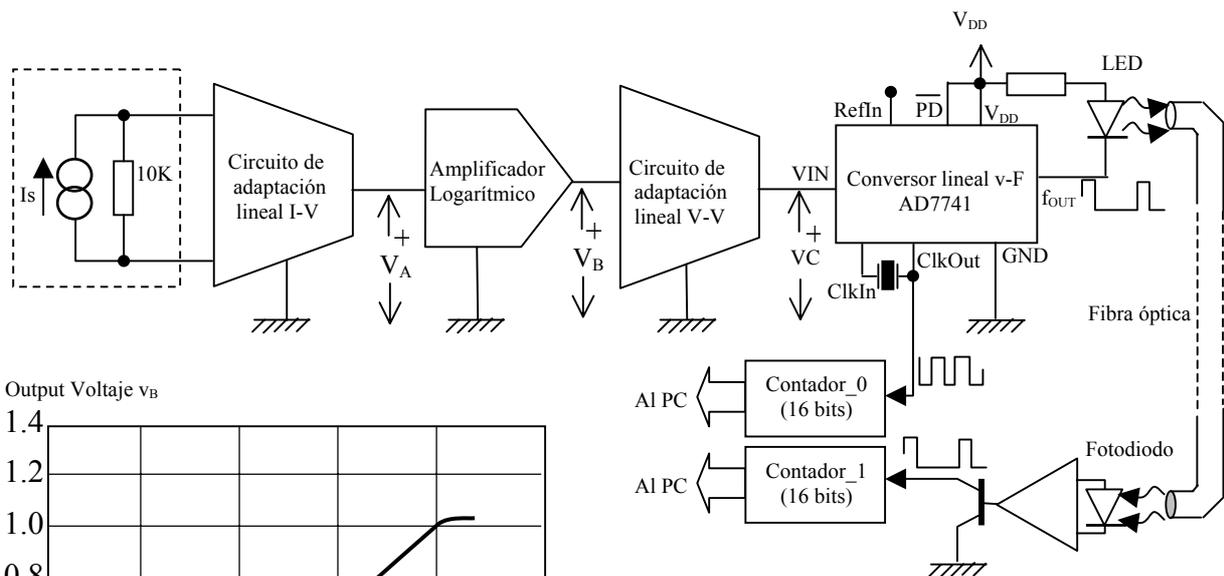
$$V_{LOI} = (R_5 // R_6) I_{OS} < 5 \cdot 2^{n+1} \implies I_{OS} < \frac{5 \cdot 2^{-11}}{2 \cdot 10^3} = 1.22 \mu A$$

En el amplificador μA741, el offset de tensión típico es de 1 mV y el offset de intensidad típico es de 20 nA.

Ejemplo 7.3 Sensor de infrarrojos remoto

En un sistema telescópico se dispone de un sensor de infrarrojos que debe detectar intensidad luminosa por unidad de superficie (iluminancia) dentro de tres ordenes de magnitud, desde 0.005 a 5 lux . El sensor de infrarrojos es lineal dentro del rango requerido, tiene una sensibilidad de 1 mA/lux y una impedancia interna de 10KΩ. Se necesita leer la iluminancia desde un ordenador con un error relativo que en el peor caso debe ser inferior al 0.15%. Así mismo, dado que el ancho de banda de la variación de la señal luminosa es de 80 Hz, es necesario poder hacer medidas desde el ordenador con una frecuencia de al menos 160 Hz.

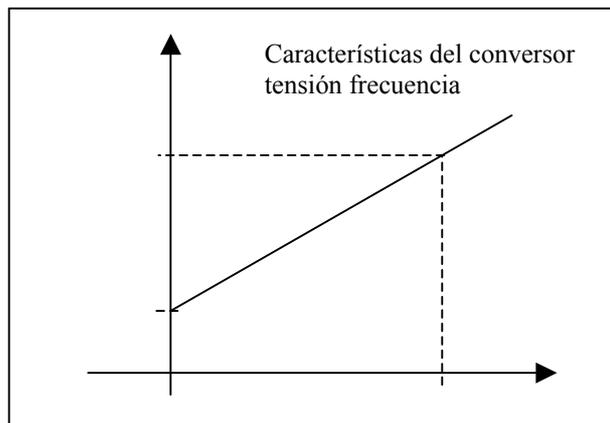
Dados los requerimientos del sensor y del proceso de medida se ha optado por una conversión de rango logarítmica, la conversión de la señal en una señal de impulsos modulada en frecuencia que se transfiere por una fibra óptica, su detección a la entrada del



computador mediante un foto diodo, y la medida de la frecuencia mediante una tarjeta contador incorporada al computador.

El convertor tensión-frecuencia ha sido construido utilizando el circuito AD7741, cuyas hojas características se acompañan a este examen. La curva de transferencia $V_A - V_B$ que se muestra en la gráfica. A efecto de este análisis se considera ideal dentro de su rango de comportamiento logarítmico.

El convertor tensión-frecuencia ha sido construido con el circuito AD7741, cuyas hojas características se acompañan a este examen. La curva de transferencia de este circuito es la que se muestra en la figura. La frecuencia de reloj $f_{CLOCKLIN}$ se establece a través del cristal de cuarzo, y la tensión de referencia V_{REF} es la interna de 2.5 Voltios, ya que no se ha conectado el terminal RefIn.



A fin de evitar los errores que se introducen por los retrasos introducidos por la ejecución del software, se ha introducido un segundo contador que cuenta la frecuencia del reloj ClockOut. Ambos contadores se arranca (Start) y para (Hold) por una misma señal hardware, y en consecuencia su cuenta corresponde siempre a un mismo tiempo.

Para el sistema de medida que se ha descrito, determinar:

- 1) Diseñar los dos circuitos de conversión lineal que se requieren y elegir la frecuencia del cristal de cuarzo para el sistema satisfaga la funcionalidad requerida. Así mismo, determinar exactamente el error relativo máximo que se consigue con el diseño propuesto.
- 2) Proponer un programa detallado que permita obtener un registro de la señal que corresponda a un segundo de señal, muestreando a la frecuencia de 160 muestras por segundo. Suponer en el programa que se dispone de las siguientes funciones de control de los contadores:
 - procedure Start; (* Inicial la cuenta de los contadores desde cero *)
 - procedure Hold; (* Para la cuenta de ambos contadores simultáneamente *)
 - function Read_0: Word; (* Retorna la cuenta del contador 0 *)
 - function Read_1: Word; (* Retorna la cuenta del contador 1 *)
- 3) Determinar si pueden utilizarse los amplificadores $\mu A741C$ en los circuitos de acoplo lineal que se haya propuesto en función de sus características de offset de tensión y de intensidad de entrada y de las especificaciones de error propuestas en el circuito.
- 4) Determinar si pueden utilizarse los amplificadores $\mu A741C$ en los circuitos de acoplo lineal que se haya propuesto en función de sus características de ruido y de las especificaciones de error propuestas en el circuito.



Single and Multichannel, Synchronous Voltage-to-Frequency Converters

AD7741/AD7742

FEATURES

- AD7741: One Single-Ended Input Channel
- AD7742: Two Differential or Three Pseudo-Differential Input Channels
- Integral Nonlinearity of 0.012% at $f_{OUT}(\text{Max}) = 2.75 \text{ MHz}$ (AD7742) and at $f_{OUT}(\text{Max}) = 1.35 \text{ MHz}$ (AD7741)
- Single +5 V Supply Operation
- Buffered Inputs
- Programmable Gain Analog Front-End
- On-Chip +2.5 V Reference
- Internal/External Reference Option
- Power Down to 35 μA Max
- Minimal External Components Required
- 8-Lead and 16-Lead DIP and SOIC Packages

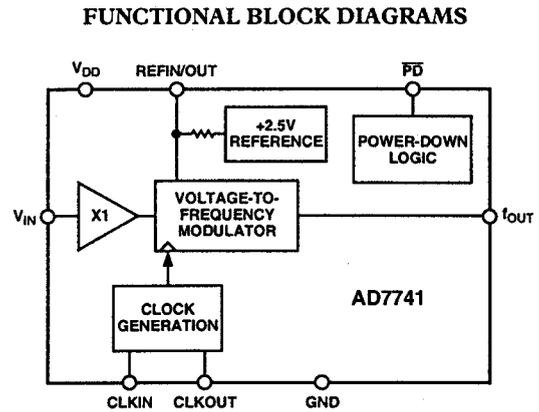
APPLICATIONS

- Low Cost Analog-to-Digital Conversion
- Signal Isolation

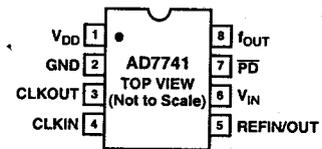
GENERAL DESCRIPTION

The AD7741/AD7742 are a new generation of synchronous voltage-to-frequency converters (VFCs). The AD7741 is a single-channel version in an 8-lead package (SOIC/DIP) and the AD7742 is a multichannel version in a 16-lead package (SOIC/DIP). No user trimming is required to achieve the specified performance.

The AD7741 has a single buffered input whereas the AD7742 has four buffered inputs that may be configured as two fully-differential inputs or three pseudo-differential inputs. Both parts include an on-chip +2.5 V bandgap reference that provides the user with the option of using this internal reference or an external reference.



PIN CONFIGURATION



The AD7741 has a single-ended voltage input range from 0 V to REFIN. The AD7742 has a differential voltage input range from $-V_{REF}$ to $+V_{REF}$. Both parts operate from a single +5 V supply consuming typically 6 mA, and also contain a power-down feature that reduces the current consumption to less than 35 μA .

AD7741 PIN FUNCTION DESCRIPTION

Pin No.	Mnemonic	Function
1	V _{DD}	Power Supply Input. These parts can be operated from +4.75 V to +5.25 V and the supply should be adequately decoupled to GND.
2	GND	Ground reference point for all circuitry on the part.
3	CLKOUT	External Clock Output. When the master clock for the device is a crystal, the crystal is connected between CLKIN and CLKOUT. When an external clock is applied to CLKIN, the CLKOUT pin provides an inverted clock signal. This clock should be buffered if it is to be used as a clock source elsewhere in the system.
4	CLKIN	External Clock Input. The master clock for the device can be provided in the form of a crystal or an external clock. A crystal may be tied across the CLKIN and CLKOUT pins. Alternatively, the CLKIN pin may be driven by a CMOS-compatible clock and CLKOUT left unconnected. The frequency of the master clock may be as high as 6 MHz.
5	REFIN/OUT	This is the reference input to the core of the VFC and defines the span of the VFC. If this pin is left unconnected, the internal 2.5 V reference is used. Alternatively, a precision external reference (e.g., REF192) may be used to overdrive the internal reference. The internal bandgap reference has a high output impedance in order to allow it to be overdriven.
6	V _{IN}	The analog input to the VFC. It has an input range from 0 V to V _{REF} . This input is buffered so it draws virtually no current from whatever source is driving it.
7	$\overline{\text{PD}}$	Active Low Power-Down pin. When this input is low, the part enters power-down mode where it typically consumes 15 μA of current.
8	f _{OUT}	Frequency Output. This pin provides the output of the synchronous VFC.

AD7741—SPECIFICATIONS ($V_{DD} = +4.75\text{ V to } +5.25\text{ V}$; $V_{REF} = +2.5\text{ V}$; $f_{CLKIN} = 6.144\text{ MHz}$; all specifications T_{MIN} to T_{MAX} unless otherwise noted.)

Parameter ²	B and Y Version ¹			Units	Conditions/Comments
	Min	Typ	Max		
DC PERFORMANCE					
Integral Nonlinearity			± 0.012	% of Span ⁴	$V_{DD} > 4.8\text{ V}$
$f_{CLKIN} = 200\text{ kHz}^3$			± 0.012	% of Span	
$f_{CLKIN} = 3\text{ MHz}^3$			± 0.024	% of Span	
$f_{CLKIN} = 6.144\text{ MHz}$			± 40	mV	
Offset Error	0	+0.8	+1.6	% of Span	
Gain Error		± 30		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
Offset Error Drift ³		± 16		ppm of Span/ $^\circ\text{C}$	
Gain Error Drift ³		-63		dB	$\Delta V_{DD} = \pm 5\%$
Power Supply Rejection Ratio ³					
ANALOG INPUT⁵					
Input Current		± 50	± 100	nA	
Input Voltage Range	0		V_{REF}	V	
+2.5 V REFERENCE (REFIN/OUT)					
REFIN					
Nominal Input Voltage		2.5		V	
Input Impedance ⁶		N/A			
REFOUT					
Output Voltage	2.38	2.50	2.60	V	
Output Impedance ³		1		k Ω	
Reference Drift ³		± 50		ppm/ $^\circ\text{C}$	
Line Rejection		-60		dB	
Reference Noise (0.1 Hz to 10 Hz) ³		100		$\mu\text{V p-p}$	
LOGIC OUTPUT					
Output High Voltage, V_{OH}	4.0			V	Output Sourcing 800 μA^7 Output Sinking 1.6 mA ⁷ $V_{IN} = 0\text{ V}$ $V_{IN} = V_{REF}$
Output Low Voltage, V_{OL}			0.4	V	
Minimum Output Frequency		$0.05 f_{CLKIN}$		Hz	
Maximum Output Frequency		$0.45 f_{CLKIN}$		Hz	
LOGIC INPUT					
PD ONLY					
Input High Voltage, V_{IH}	2.4			V	
Input Low Voltage, V_{IL}			0.8	V	
Input Current			± 100	nA	
Pin Capacitance		6	10	pF	
CLKIN ONLY					
Input High Voltage, V_{IH}	3.5			V	
Input Low Voltage, V_{IL}			0.8	V	
Input Current			± 2	μA	
Pin Capacitance		6	10	pF	
CLOCK FREQUENCY					
Input Frequency			6.144	MHz	For Specified Performance
POWER REQUIREMENTS					
V_{DD}	4.75		5.25	V	Output Unloaded
I_{DD} (Normal Mode)			8	mA	
I_{DD} (Power-Down)		15	35	μA	Coming Out of Power-Down Mode
Power-Up Time ³		30		μs	

NOTES

¹Temperature ranges: B Version -40°C to $+85^\circ\text{C}$; Y Version: -40°C to $+105^\circ\text{C}$.

²See Terminology.

³Guaranteed by design and characterization, not production tested.

⁴Span = Maximum Output Frequency - Minimum Output Frequency.

⁵The absolute voltage on the input pin must not go more positive than $V_{DD} - 2.25\text{ V}$ or more negative than GND.

⁶Because this pin is bidirectional, any external reference must be capable of sinking/sourcing 400 μA in order to overdrive the internal reference.

⁷These logic levels apply to CLKOUT only when it is loaded with one CMOS load.

Specifications subject to change without notice.

AD7741/AD7742

TIMING CHARACTERISTICS^{1, 2, 3} ($V_{DD} = +4.75\text{ V to }+5.25\text{ V}$; $V_{REF} = +2.5\text{ V}$. All specifications T_{MIN} to T_{MAX} unless otherwise noted.)

Parameter	Limit at T_{MIN} , T_{MAX} (B and Y Version)	Units	Conditions/Comments
f_{CLKIN}	6.144	MHz max	Input Clock Mark/Space Ratio
t_{HIGH}/t_{LOW}	55/45	max	
t_1	45/55	min	f_{CLOCK} Rising Edge to f_{OUT} Rising Edge
t_2	9	ns typ	
t_3	4	ns typ	
t_4	4	ns typ	
t_4	$t_{HIGH} \pm 5$	ns typ	f_{OUT} Pulsewidth

NOTES

¹Guaranteed by design and characterization, not production tested.

²All input signals are specified with $t_r = t_f = 5\text{ ns}$ (10% to 90% of V_{DD}) and timed from a voltage level of $(V_{IL} + V_{IH})/2$.

³See Figure 1.

Specifications subject to change without notice.

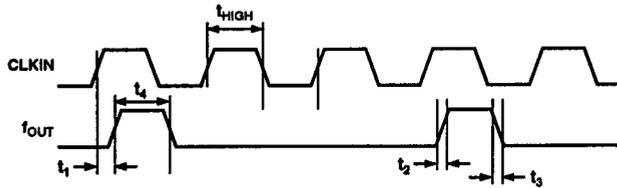


Figure 1. Timing Diagram

ORDERING GUIDE

Models	Temperature Ranges	Package Descriptions	Package Options
AD7741BN	-40°C to +85°C	Plastic DIP	N-8
AD7741BR	-40°C to +85°C	Small Outline	R-8
AD7741YR	-40°C to +105°C	Small Outline	R-8
AD7742BN	-40°C to +85°C	Plastic DIP	N-16
AD7742BR	-40°C to +85°C	Small Outline	R-16A
AD7742YR	-40°C to +105°C	Small Outline	R-16A

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS^{1, 2}

($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

V_{DD} to GND	-0.3 V to +7 V
Analog Input Voltage to GND	-5 V to $V_{DD} + 0.3\text{ V}$
Digital Input Voltage to GND	-0.3 V to $V_{DD} + 0.3\text{ V}$
Reference Input Voltage to GND	-0.3 V to $V_{DD} + 0.3\text{ V}$
f_{OUT} to GND	-0.3 V to $V_{DD} + 0.3\text{ V}$
Operating Temperature Range	
Automotive (Y Version)	-40°C to +105°C
Industrial (B Version)	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Junction Temperature	+150°C
Plastic DIP Package	
Power Dissipation	450 mW
θ_{JA} Thermal Impedance (8 Lead)	125°C/W
θ_{JA} Thermal Impedance (16 Lead)	117°C/W
Lead Temperature, Soldering	
Vapor Phase (60 sec)	+215°C
Infrared (15 sec)	+220°C
SOIC Package	
Power Dissipation	450 mW
θ_{JA} Thermal Impedance (8 Lead)	157°C/W
θ_{JA} Thermal Impedance (16 Lead)	125°C/W
Lead Temperature, Soldering	
Vapor Phase (60 sec)	+215°C
Infrared (15 sec)	+220°C

NOTES

¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those listed in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

²Transient currents of up to 100 mA will not cause SCR latch-up.

Table II. AD7741/AD7742 Input Range Selection

UNI/BIP	GAIN	Gain, G	$V_{IN}(\text{Min})$ $f_{OUT} = 0.05 f_{CLKIN}$	$V_{IN}(\text{Max})$ $f_{OUT} = 0.45 f_{CLKIN}$	Part
N/A	N/A	X1	0	$+V_{REF}$	AD7741
0	0	X1	$-V_{REF}$	$+V_{REF}$	AD7742
0	1	X2	$-V_{REF}/2$	$+V_{REF}/2$	AD7742
1	0	X1	0	$+V_{REF}$	AD7742
1	1	X2	0	$+V_{REF}/2$	AD7742

As can be seen from Table II, the AD7741 has one input range configuration whereas the AD7742 has unipolar/bipolar as well as gain options depending on the status of the GAIN and UNI/BIP pins.

The transfer function for the AD7741 is shown in Figure 3. Figure 4 shows the AD7742 transfer function for unipolar input range configuration while the AD7742 transfer function for bipolar input range configuration is shown in Figure 5.

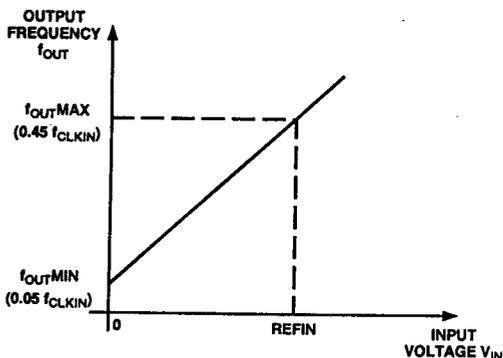


Figure 3. AD7741 Transfer Characteristic for Input Range from 0 to V_{REF}

The digital data that represents the analog input voltage is contained in the duty cycle of the pulse train appearing at the output of the comparator. The output is a fixed-width pulse whose frequency depends on the analog input signal. The input voltage is offset internally so that a full-scale input gives an output frequency of $0.45 f_{CLKIN}$ and zero-scale input gives an output frequency of $0.05 f_{CLKIN}$. The output allows simple interfacing to either standard logic families or opto-couplers. The clock high period controls the pulsewidth of the frequency output. The pulse is initiated by the edge of the clock signal. The delay time between the edge of the clock and the edge of the frequency output is typically 9 ns. Figure 7 shows the waveform of this frequency output.

After power-up, or if there is a step change in input voltage, there is a settling time that must elapse before valid data is obtained. This is typically 2 CLKIN cycles on the AD7742 and 10 CLKIN cycles on the AD7741.

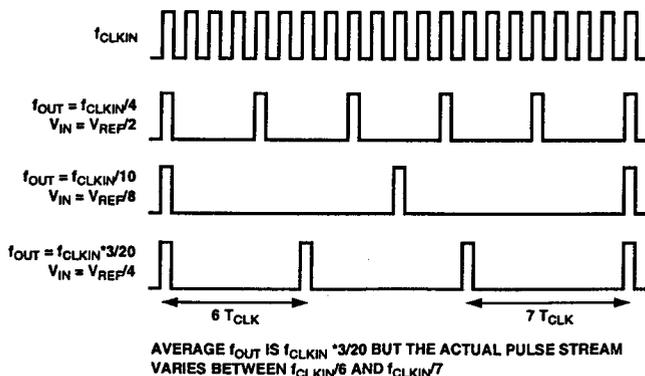


Figure 7. AD7741/AD7742 Frequency Output Waveforms

Clock Generation

As distinct from the asynchronous VFCs which rely on the stability of an external capacitor to set their full-scale frequency, the AD7741/AD7742 uses an external clock to define the full-scale output frequency. The result is a more stable, more linear transfer function and also allows the designer to determine the system stability and drift based upon the external clock selected. A crystal oscillator may also be used if desired.

The AD7741/AD7742 requires a master clock input, which may be an external CMOS-compatible clock signal applied to the CLKIN pin (CLKOUT not used). Alternatively, a crystal of the correct frequency can be connected between CLKIN and CLKOUT, when the clock circuit will function as a crystal controlled oscillator. Figure 8 shows a simple model of the on-chip oscillator.

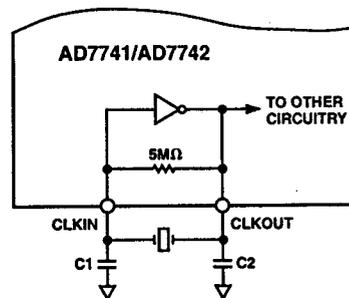


Figure 8. On-Chip Oscillator

The on-chip oscillator circuit also has a start-up time associated with it before it oscillates at its correct frequency and correct voltage levels. The typical start-up time for the circuit is 5 ms (with a 6.144 MHz crystal).

The AD7741/AD7742 master clock appears on the CLKOUT pin of the device. The maximum recommended load on this pin is one CMOS load. When using a crystal to generate the AD7741/AD7742 clock it may be desirable to then use this clock as the clock source for the system. In this case it is recommended that the CLKOUT signal be buffered with a CMOS buffer before being applied to the rest of the circuit.

Reference Input

The AD7741/AD7742 performs conversion relative to an applied reference voltage that allows easy interfacing to ratiometric systems. This reference may be applied using the internal 2.5 V bandgap reference. For the AD7741, this is done by simply leaving REFIN/OUT unconnected. For the AD7742, REFIN is tied to REFOUT. Alternatively, an external reference, e.g., REF192 or AD780, may be used. For the AD7741, this is connected to REFIN/OUT and will overdrive the internal reference. For the AD7742, it is connected directly to the REFIN pin.

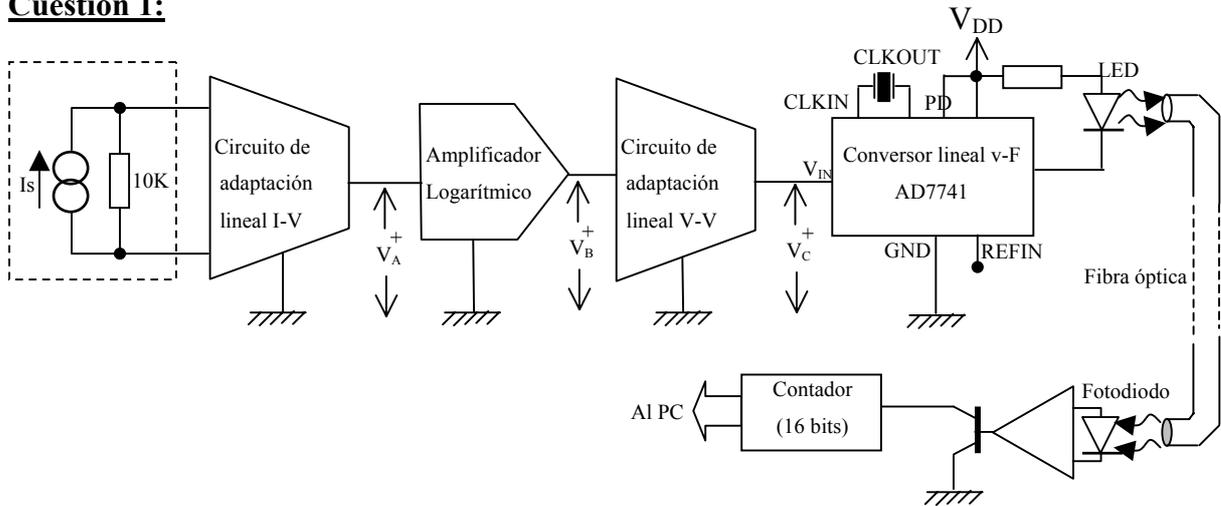
While the internal reference will be adequate for most applications, power supply rejection and overall regulation may be improved through the use of an external precision reference. The process of selecting an external voltage reference should include consideration of drive capability, initial error, noise and drift characteristics. A suitable choice would be the AD780 or REF192.

Power-Down Mode

The low power standby mode is initiated by taking the \overline{PD} pin low, which shuts down most of the analog and digital circuitry. This reduces the power consumption to 185 μ W max.

Solución del examen.

Cuestión 1:



Diseño Global:

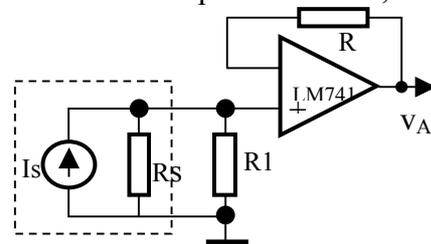
	F(Lux)	Is(mA)	vA(Volt)	vB(Volt)	vC(Volt)	FOUT(Hz)	N(T=6.25ms)
Max	5.0	5.0	1.0	1.0	2.5	2.764.800	17.280
Min	0.005	0.005	0.001	0.0	0.0	307.200	1.950

La tensión v_A está limitada por el rango de entrada del amplificador logarítmico que es 0.001 V a 1.0 V. Esto significa que el primer circuito de adaptación lineal, debe satisfacer:

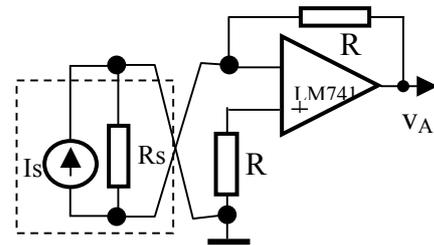
$$v_A(\text{volt}) = 200(\text{Volt / Amp}) * I_s(\text{Amp})$$

Este circuito de adaptación puede ser:

$$R1 // R_s = R = 200\Omega \Rightarrow R1 = 204\Omega$$



Nota: De las dos configuraciones, la primera depende del valor de R_s y si esta tiene una variabilidad alta, entrará efecto sobre la exactitud del sistema. Se puede comprobar que si R_s tuviese una variación del 10% la variación del paralelo, y en consecuencia del factor de conversión I-V sería del 0.18% que supera el error admitido. El segundo



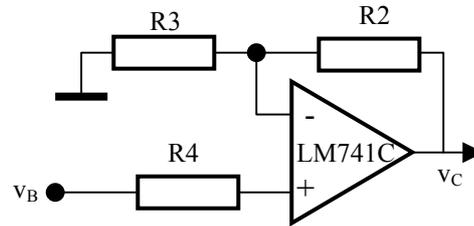
circuito no depende de R_s , pero requiere que el sensor sea flotante(El enunciado del problema no dice nada sobre la variabilidad de R_s , ni la naturaleza del sensor).

El amplificador logarítmico, tiene la ecuación de transferencia

$$\begin{aligned} v_A = 0.001 &\Rightarrow v_B = 0.0 \\ v_A = 1.0 &\Rightarrow v_B = 1.0 \end{aligned} \Rightarrow \begin{cases} K_L = 1/3 \\ V_r = 0.001 \end{cases} \Rightarrow v_B = K_L \log\left(\frac{v_A}{V_r}\right) = \frac{1}{3} \log\left(\frac{v_A}{0.001}\right)$$

Como el rango de entrada del conversor v-f es de 0 volt a 2.5 volt., el segundo circuito de adaptación lineal v-v ha de ser un amplificador de ganancia 2.5. Este se puede implementar como:

R2= 15 KΩ
 R3= 10 KΩ
 R4= R2//R3= 6 KΩ



A fin de incrementar la resolución, se debe elegir la frecuencia $f_{CLOCKin}$ mas alta posible en el conversor v-f. Hay dos límites para esta frecuencia:

a) No debe saturar el contador durante el tiempo de cuenta T_C , que debe ser al menos la necesaria para poder medir con una frecuencia de 160 muestras/s, $T_{Cmax} = 1/160 = 0.00625$ s.

$$N_{Max} = f_{CLOCKin} * 0.00625 < 65536 \Rightarrow f_{CLOCKin} < 10.485.760 \text{ Hz}$$

b) No de sobrepasar el máximo del convertidor AD7741: $f_{CLOCKin} < 6.144.000 \text{ Hz}$

Elegimos el cristal para la mas restrictiva de ambas: $f_{CLOCKin} = 6.144.000 \text{ Hz}$

Con esta frecuencia la relación entrada salida del conversor tensión-frecuencia es:

$$f_{OUT} = f_{CLOCKin} * \left(0.05 + \frac{v_C}{V_{ref}} 0.4 \right)$$

Las cuentas máximas para los contadores son:

Contador_0:		$f_{CLOCKin} = 6.144.000 \text{ Hz}$	$N_{max} = 38.400$
Contador_1	$v_C = 2.5$	$f_{OUT} = 2.764.800 \text{ Hz}$	$N_{max} = 17.280$
	$v_C = 0.0$	$f_{OUT} = 307.200 \text{ Hz}$	$N_{max} = 1.920$

Calculo de los errores por cuantización de los contadores:

Error absoluto en el contador: $\Delta N = 0.5$ cuenta

Error absoluto en f_{OUT} : $\Delta f_{OUT} = 0.5 \text{ cuenta} / 0.00625 = 80 \text{ Hz}$.

Error absoluto en v_C : $\Delta v_C = \Delta f_{OUT} * V_{ref} / f_{CLOCKin} / 0.4 = 81 \mu\text{Volt}$

Error relativo en v_B : $\%v_B = 100 \left(10^{\frac{\Delta v_C}{K_L}} - 1 \right) = 0.056\%$

Errores relativos en v_A , I_s y F: $\%F = \%I_s = \%v_A = \%v_B = 0.056\%$

El error relativo que se obtiene en la medida del flujo luminoso es inferior al que estaba especificado en el enunciado del problema.

$$\%F = 0.056\% < 0.15\%$$

Cuestión 2:

```
const NumMuestras:Natural= 160;  
type Registro: array [0..NumMuestras] of Real;
```

.....

```
procedure Registro_1s(var f : Registro);  
    (* Retorna en la variable f que se pasa por referencia un array con 160  
    muestras correspondientes a 1 segundo de la señal flujo luminoso en Lux *)  
var muestra: 0..NumMuestra-1;    (* Cuenta la muestra que se mide *)  
var proxMuestra: Time;          (* Proximo Time para muestreo *)  
var fout: real;                 (* frecuencia del v-f en Hz *)  
const FCLOCKIN:real = 6144000.0; (* Frecuencia del crystal en Hz *)  
var vc: real;                   (* Entrada del conversor v-f en voltios *)  
const VREF: real = 2.5;         (* Constante del conversor v-f *)  
var vb: real ;                  (* Salida del Ampl.. logaritmico en voltios *)  
const KBC:real =2.5;            (* Ganancia conversor lineal v-v *)  
const VR: real =0.001;         (* Constante del amplificador logaritmico *)  
const KL= 1.0/3.0;             (* Constante del amplificador logaritmico *)  
const Ln10:real = ln(10.0);    (* Neperiano del número 10 *)  
var i_s: real;                  (* Salida del sensor en amperios *)  
var va:real;                    (* Entrada Ampl.. logaritmico en voltios *)  
const RI:Real=200.0;           (* Transresistencia del I-V de entrada *)  
const TM: Duration = 0.00625;  (* Intervalo de muestreo en segundos *)
```

begin

```
    Start;  
    ProxMuestra:= Clock + TM;  
    for muestra= 0 to NumMuestras-1 do  
        begin  
            delay until proxMuestra;  
            Hold;  
            fout:= fclockin*Read_1/Read_0;  
            Start;  
            vc:= VREF / 0.4*(fout / FCLOCKIN-0.05);  
            vb:= vc/KBC;  
            va:= exp(ln (VR) + vb / KL * Ln10);  
            i_s:= va / RI;  
            f[muestra]:= i_s * 1000.0;  
            proxMuestra:= proxMuestra + TM;
```

end;

end;

Cuestión 3:

Los parámetros de offset de entrada del amplificador operacional LM741C son (utilizo valores medios):

$$V_{\text{offset}}=2.0 \text{ mV}$$

$$I_{\text{bias}}= 82.0 \text{ nA}$$

$$I_{\text{offset}}=20.0 \text{ nA}$$

Offset en la salida del primer amplificador (conversor lineal I-V):

$$\begin{aligned} \text{Debida a tensión de offset:} & \quad V_{A\text{offset}} = V_{\text{offset}} = 2.0 \text{ mV} \\ \text{Debida a Intensidad Bias:} & \quad V_{A\text{offset}} = 0 \quad (\text{ya que } R_p = R_n) \\ \text{Debida a Intensidad offset} & \quad V_{A\text{offset}} = I_{\text{offset}} * R_1 = 4 \mu\text{V} \end{aligned}$$

Error absoluto mínimo que se requiere en la salida v_A , para un error relativo de 0.15% en su valor mínimo $v_{A\text{min}} = 0.001$ es:

$$\Delta v_{A\text{max}} = 0.001 * 0.0015 = 1.5 \mu\text{V}$$

El offset que introduce el amplificador operacional LM741C es mucho mayor que el que se requiere la aplicación.

Comentario: Se comprueba que el offset introducido por la intensidad de offset del amplificador operacional es del mismo orden de magnitud que el requerido, por lo buscando un A.O con un offset 3 veces menor se puede obtener el requerimiento. Pero el offset introducido por la tensión de offset del amplificador operacional, es en tres ordenes de magnitud superior, por lo que quedan pocas esperanzas de encontrar un amplificador operacional adecuado. El problema requiere técnicas de calibrado con entrada nula para compensar el offset.

Offset en la salida del segundo amplificador (conversor lineal V-V):

$$\begin{aligned} \text{Debida a tensión de offset:} & \quad V_{C\text{offset}} = (1 + R_2/R_3) V_{\text{offset}} = 5.0 \text{ mV} \\ \text{Debida a Intensidad Bias:} & \quad V_{C\text{offset}} = 0 \quad (\text{ya que } R_p = R_n) \\ \text{Debida a Intensidad offset} & \quad V_{C\text{offset}} = (1 + R_2/R_3) I_{\text{offset}} * R_4 = 0.3 \text{ mV} \end{aligned}$$

Error absoluto mínimo que se requiere en la salida v_C , para un error relativo de 0.15% en la entrada F es:

$$\Delta v_{C\text{max}} = K_L * \log(1 + \%F/100) = 1/3 \log(1 + 0.0015) = 0,217 \text{ mV}$$

El offset que introduce el amplificador operacional LM741C es mayor que el que se requiere la aplicación.

Comentario: Se comprueba que el offset introducido por la intensidad de offset del amplificador operacional es del mismo orden de magnitud que el requerido, por lo buscando un A.O con un offset 2 veces menor se puede obtener el requerimiento. Así mismo el offset introducido por la tensión de offset del amplificador operacional, es solo un orden de magnitud superior, por lo que se puede buscar un amplificador operacional adecuado.

Cuestión 4:

Los parámetros relativos a ruido del amplificador operacional son:

$$\begin{aligned} e_{\text{nw}}^2 &= 3.0 \text{ E-15 V}^2/\text{Hz} & f_{\text{ce}} &= 100 \text{ Hz} & i_{\text{nw}}^2 &= 4.0 \text{ E-25 A}^2/\text{Hz} & f_{\text{ci}} &= 2000 \text{ Hz} \\ f_{\text{T}} &= 1 \text{ Mhz} \end{aligned}$$

El ruido rms en la salida del amplificador del conversor lineal I-V, debido a cada una de las fuentes son:

En este amplificador:

Ganancia unitaria : $A_v = 1$

Anchura de banda: $f_H = f_T = 1 \text{ MHz}$

Frecuencia mínima: $f_L = 1 \text{ Hz}$ (Se considera la situación establecida en la cuestión 2 en la que se adquiere un registro de 1 segundo de señal)

$R_p = R_n = 200 \Omega$

$NEB = 1.57$ (Calculamos el ruido directamente a la salida del amplificador)

Debido a e_{nw} :

$$v_{A_{rms}} = \sqrt{e_{nw}^2 \left(fce \log \left(\frac{f_H}{f_L} \right) + NEB f_H - f_L \right)} = 6.87E - 5 \quad V_{rms}$$

Debido a i_{nw} :

$$v_{A_{rms}} = \sqrt{i_{nw}^2 \left(R_p^2 + R_n^2 \right) \log \left(\frac{f_H}{f_L} \right) + NEB f_H - f_L} = 7.5E - 7 \quad V_{rms}$$

Debido a ruido térmico:

$$v_{A_{rms}} = \sqrt{4KT(R_p + R_n)(NEB f_H - f_L)} = 3.25E - 5 \quad V_{rms}$$

Ruido total debido a las tres fuentes:

$$v_{Arms} = \sqrt{v_{A_{rms}}^2 + v_{A_{rms}}^2 + v_{A_{rms}}^2} = 6.87E - 5 \quad V_{rms}$$

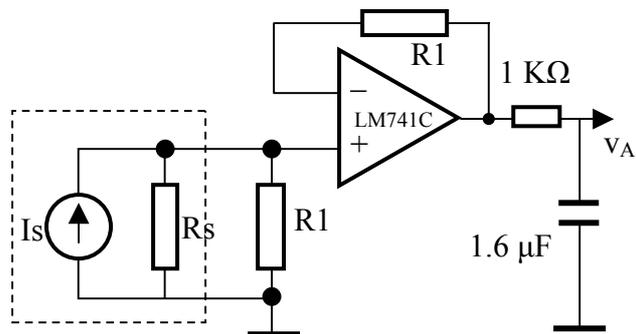
$$v_{App} = 6 v_{Arms} = 4.12E - 4 \quad V_{pp}$$

Dado que el máximo error absoluto que se admite en esta tensión es de

$$\Delta_{vAmax} = 0.001 * 0.0015 = 1.5 \mu V$$

El amplificador operacional no satisface el requerimiento de ruido por dos ordenes de magnitud. Pero esto se podría resolver disminuyendo la anchura de banda en 4 ordenes de magnitud hasta 100Hz, ya que la anchura de banda de la señal es de 80 Hz

Comentario: Esto se podría conseguir con el circuito siguiente, siempre que la impedancia de entrada del amplificador logarítmico fuese muy superior a 1 KΩ. También este circuito supone que el condensador de 1.6 μF no introduce ruido.



El ruido rms en la salida del amplificador del conversor lineal V-V, debido a cada una de las fuentes son:

En este amplificador:

Ganancia unitaria : $A_v = 2.5$

Anchura de banda: $f_H = f_T / A_v = 0.4 \text{ MHz}$

Frecuencia mínima: $f_L = 1 \text{ Hz}$ (Se considera la situación establecida en la cuestión 2 en la que se adquiere un registro de 1 segundo de señal)

$R_p = R_n = 6 \text{ K}\Omega$

$NEB = 1.57$ (Calculamos el ruido directamente a la salida del amplificador)

Debido a e_{nw} :

$$v_{C_{erms}} = A_v \sqrt{e_{nw}^2 \left(f_{ce} \log \left(\frac{f_H}{f_L} \right) + NEB f_H - f_L \right)} = 1.09E - 4 \quad V_{rms}$$

Debido a i_{nw} :

$$v_{C_{irms}} = A_v \sqrt{i_{nw}^2 \left(R_p^2 + R_n^2 \right) \log \left(\frac{f_H}{f_L} \right) + NEB f_H - f_L} = 3.43E - 5 \quad V_{rms}$$

Debido a ruido térmico:

$$v_{ARrms} = A_v \sqrt{4KT(R_p + R_n)(NEB f_H - f_L)} = 2.81E - 5 \quad V_{rms}$$

Ruido total debido a las tres fuentes:

$$v_{Crms} = \sqrt{v_{Aerms}^2 + v_{Airms}^2 + v_{ARrms}^2} = 1.17E - 5 \quad V_{rms}$$

$$v_{C_{pp}} = 6 v_{Arms} = 7.02E - 5 \quad V_{pp}$$

Dado que el máximo error absoluto que se admite en esta tensión es de

$$\Delta v_{C_{max}} = K_L * \log(1 + \%F/100) = 1/3 \log(1 + 0.0015) = 0,217 \text{ mV}$$

Este amplificador operacional LM741C si satisface el requerimiento de ruido establecido en el problema.