



Universidad de Granada
E.T.S.I. Informática y
Telecomunicaciones



Dpto. Electrónica y Tecnología de computadores.

Instrumentación Electrónica

**Práctica 1: Caracterización Experimental de un Amplificador de
Instrumentación Comercial**

**Práctica 2: Diseño de una Plataforma de Medida de Luz y
Temperatura**

Curso 2010/11

PRÁCTICA 1: Caracterización Experimental de un Amplificador de Instrumentación Comercial

1. Objetivo

En esta práctica procederemos al estudio experimental de algunas de las características de un amplificador de instrumentación comercial INA126AP de *Texas Instruments*, comparándolas con las dadas por el fabricante en las especificaciones técnicas del dispositivo. Los aspectos a analizar son los siguientes

- No idealidades estáticas
- No idealidades dinámicas
- Ganancia en modo diferencial y modo común.
- Comportamiento en frecuencia
- Límites de señal a la salida
- Diseño de un amplificador acoplado en AC.

2. Procedimiento experimental.

2.1 Medida de la tensión de offset

Para obtener el valor de dicha tensión fijamos la ganancia diferencial del amplificador a 8000. Esto lo hacemos introduciendo una resistencia, R_G en el esquemático, que proporcione el valor deseado de la misma de acuerdo a la siguiente expresión

$$G_D = 5 + \frac{80k}{R_G} \quad (1)$$

En la Tabla 1 se recogen los valores teóricos y los reales tanto de la ganancia como de la resistencia.

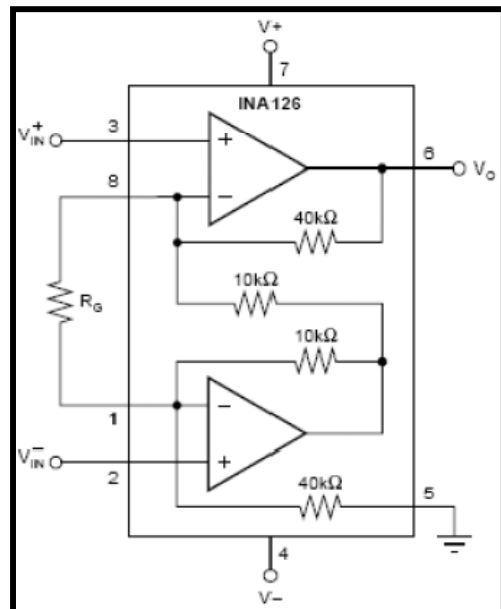


Figura 1

	$R_G (\Omega)$	G_D
Valor teórico calculado	10.00625	8000
Valor real empleado	10.07	7949.389

Tabla 1

Una vez montado el circuito procedemos a medir el valor de la tensión de salida (V_o) y a partir de él obtenemos el valor de la tensión de offset de acuerdo a la siguiente expresión.

$$V_{os} = \frac{V_o}{G_D}$$

Los resultados obtenidos se recogen en la Tabla 2

V_o (V)	G_D	V_{os} (μ V)
-1.033	7949.389	-129.947

Tabla 2

Puede comprobarse que el valor obtenido, $-129.947 \mu\text{V}$, es inferior al máximo valor de offset que indica el fabricante en la hoja de características ($\pm 250 \mu\text{V}$) y por tanto se encuentra dentro del rango esperado.

2.2 Medida de la polarización.

En el circuito anterior mantenemos la entrada inversora a tierra mientras que entre la no inversora y tierra intercalamos una resistencia de valor elevado, en nuestro caso $R_B = 1.22 \text{ M}\Omega$, y medimos la salida en V_o . A partir de este nuevo valor de V_o y de los valores de tensión de offset y ganancia presentados en la Tabla 2 podemos estimar el valor de la corriente de polarización.

$$I_B = \frac{V_o - V_{os}G_D}{G_D R_B} = \frac{14.27 - (-129.947 \cdot 10^{-6} \text{V} \cdot 7949.389)}{7949.389 \cdot 1.22 \cdot 10^6 \Omega} =$$

$$= \frac{15.3 \text{V}}{9.6983 \cdot 10^9 \Omega} = 1.57 \text{nA}$$

Según las hojas de características del fabricante la corriente de polarización del amplificador es, como máximo, 5 nA , el valor obtenido 1.57 nA , se mueve en el rango de magnitud especificado por el fabricante sin superarlo.

2.3 Ganancia en modo común y CMRR

Para este apartado, haciendo uso de la expresión (1), configuramos el amplificador de forma que proporcione una ganancia diferencial 100. En la Tabla 3 se recogen los valores, tanto teóricos como experimentales.

	R_G (Ω)	G_D
Valor teórico calculado	842.105	100
Valor real empleado	814.100	103.268

Tabla 3

Una vez montado, introducimos una señal en modo común variando la amplitud para evitar que el amplificador se sature y obtenemos el diagrama de Bode en amplitud para la ganancia. Conocida la ganancia diferencial y la ganancia en modo común, el CMRR se obtiene de acuerdo a la siguiente expresión.

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}} \quad (2)$$

Estos resultados se recogen en la siguiente tabla

Frecuencia	V_{in} (V)	V_o (V)	A_{cm} (V/V)	A_{cm} (dB)	CMRR (dB)
100	14.77	0.1516	0.01026405	-39.773626	80.0529434
250	14.77	0.377	0.02552471	-31.860783	72.1401004
500	14.8	0.738	0.04986486	-26.044107	66.3234246
750	14.75	1.105	0.07491525	-22.508595	62.7879124
1000	14.75	1.462	0.09911864	-20.076893	60.3562105
2500	14.73	3.568	0.24222675	-12.315558	52.5948755
5000	14.75	7.04	0.47728814	-6.4243872	46.7037047
7500	2.475	1.372	0.55434343	-5.1244218	45.4037393
10000	2.477	1.573	0.63504239	-3.9439457	44.2232632
12500	2.486	1.699	0.68342719	-3.3061549	43.5854724
25000	2.49	1.945	0.7811245	-2.1455948	42.4249123
50000	1.512	1.222	0.80820106	-1.8496117	42.1289292
75000	1.213	0.996	0.8211047	-1.7120292	41.9913468
100000	0.923	0.758	0.8212351	-1.7106499	41.9899674

Tabla 4

Si representamos la ganancia en modo común frente en función de la frecuencia

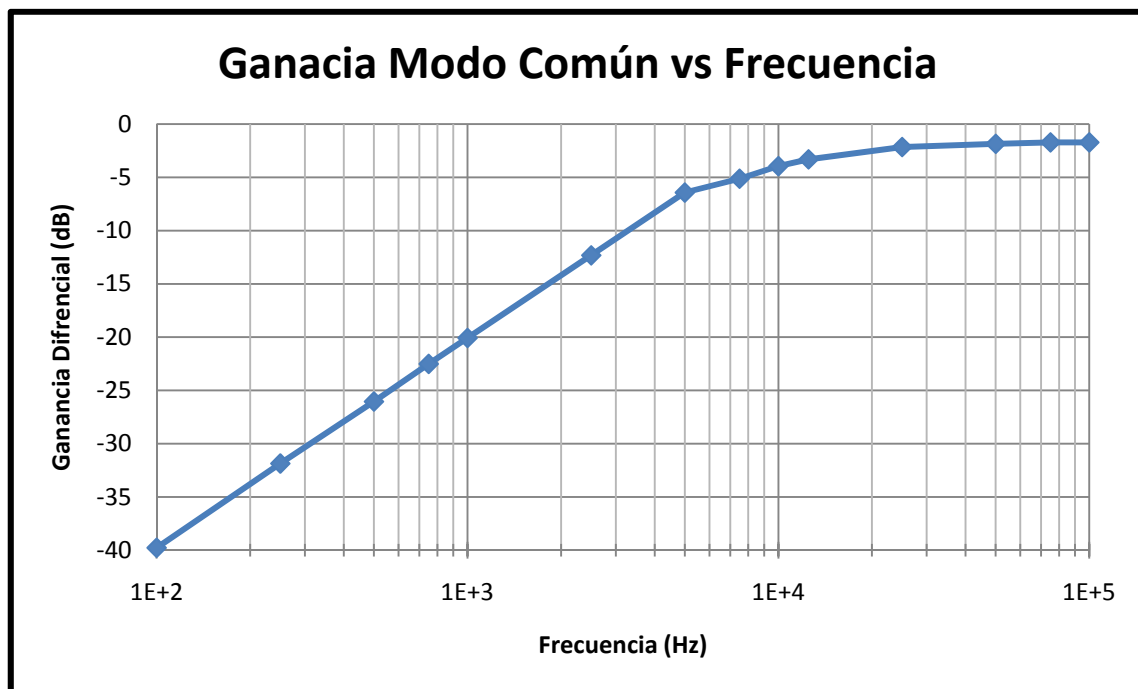


Figura 2

observamos que según aumenta la frecuencia, la ganancia diferencial también lo hace. Hasta aproximadamente 5 kHz, dicho crecimiento (en dBs) es lineal. A partir de esta frecuencia, aumenta de forma más suave, hasta que a partir de 20-25 kHz se mantiene aproximadamente constante. Muestra, por tanto, un comportamiento paso alta.

En cuanto al CMMR dado que su comportamiento es inversamente proporcional a la ganancia en modo común, como pone de manifiesto la expresión (2) y se observa en la gráfica siguiente, presenta, por ende, un comportamiento paso baja.

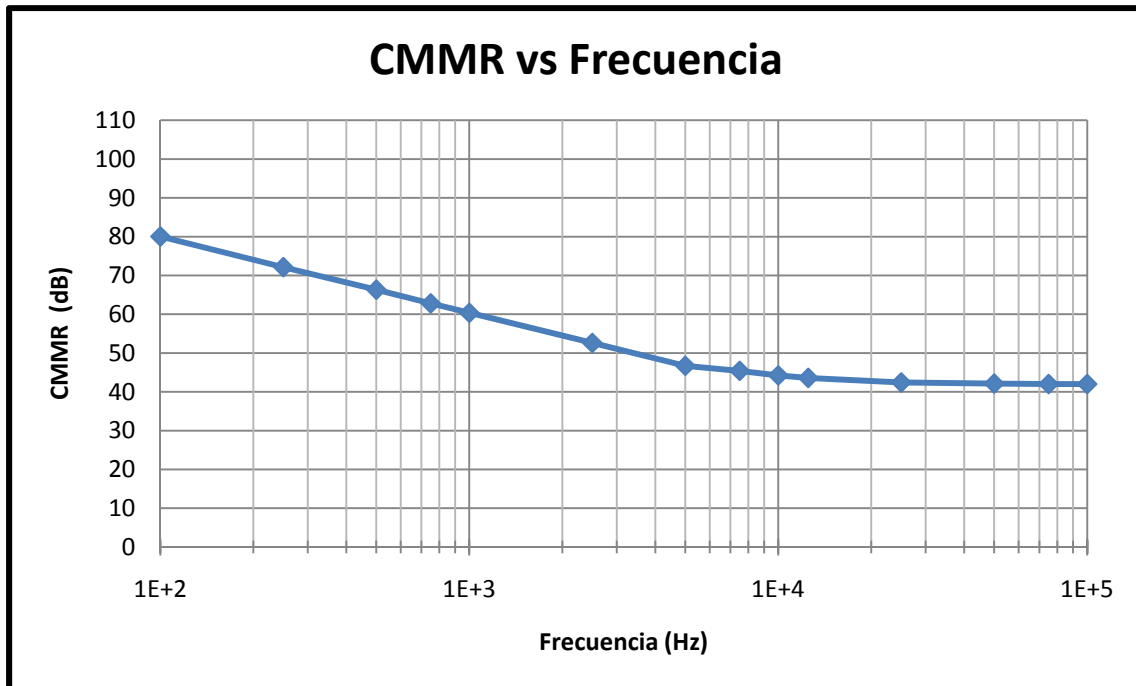


Figura 3

No obstante al ir multiplicado por la ganancia diferencial su magnitud es mayor.

Si comparamos con las gráficas proporcionadas por el fabricante ($G=100$), se observa que el comportamiento es muy similar. A 100 Hz, el CMMR es 80dB en ambos, aproximadamente a 10kHz deja de decrecer y toma un valor aproximadamente de 45 dB.

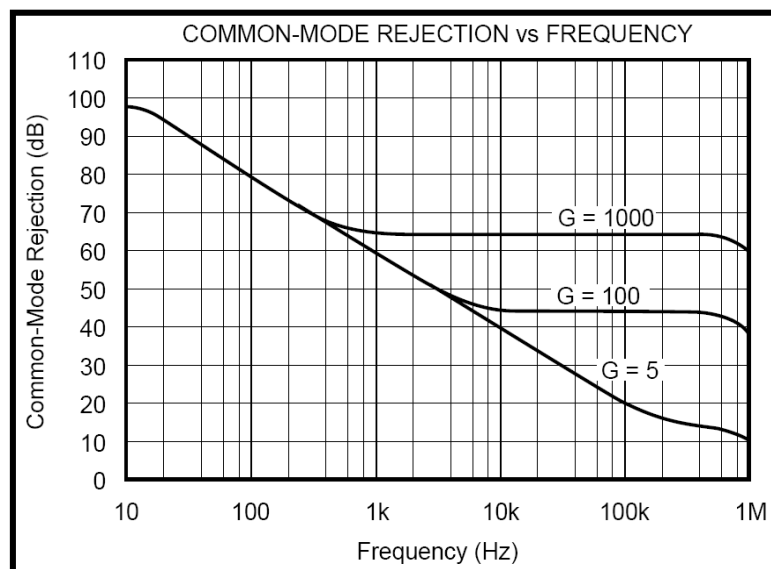


Figura 4

2.4 Ganancias y comportamiento en frecuencias

Para determinar el comportamiento en frecuencias de la ganancia diferencial ponemos la entrada inversora a tierra mientras que entre la no inversora y tierra colocamos una resistencia elevada. Diseñando, de acuerdo con la expresión (1), para tener una ganancia 20. Los valores de los distintos elementos se recogen en la siguiente tabla.

	R_G (k Ω)	G_D
Valor teórico calculado	5.333	20
Valor real empleado	4.735	21.895

Tabla 5

Una vez montado el circuito en la placa hacemos un barrido en frecuencia teniendo en cuenta las mismas precauciones que en los apartados anteriores. Los resultados obtenidos se incluyen en la tabla siguiente.

Frecuencia	V_{in}	V_o	A_d	$A_{d,dB}$
100	0.987	22.01	22.2998987	26.9660578
250	0.983	21.88	22.2583927	26.949876
500	0.984	21.88	22.2357724	26.9410444
750	0.984	21.82	22.1747967	26.917193
1000	0.982	21.8	22.1995927	26.9269001
2500	0.987	21.72	22.006079	26.8508534
5000	0.989	21.6	21.8402427	26.7851492
7500	0.599	12.66	21.1352254	26.5001377
10000	0.456	9.41	20.6359649	26.2924956
12500	0.396	7.97	20.1262626	26.0752627
25000	0.259	4.23	16.3320463	24.2608121
50000	0.161	1.801	11.1863354	20.9737567
75000	0.215	1.5	6.97674419	16.873056
100000	0.225	1.168	5.19111111	14.3052065
125000	0.193	0.88	4.55958549	13.1785073

Tabla 6

Si los representamos

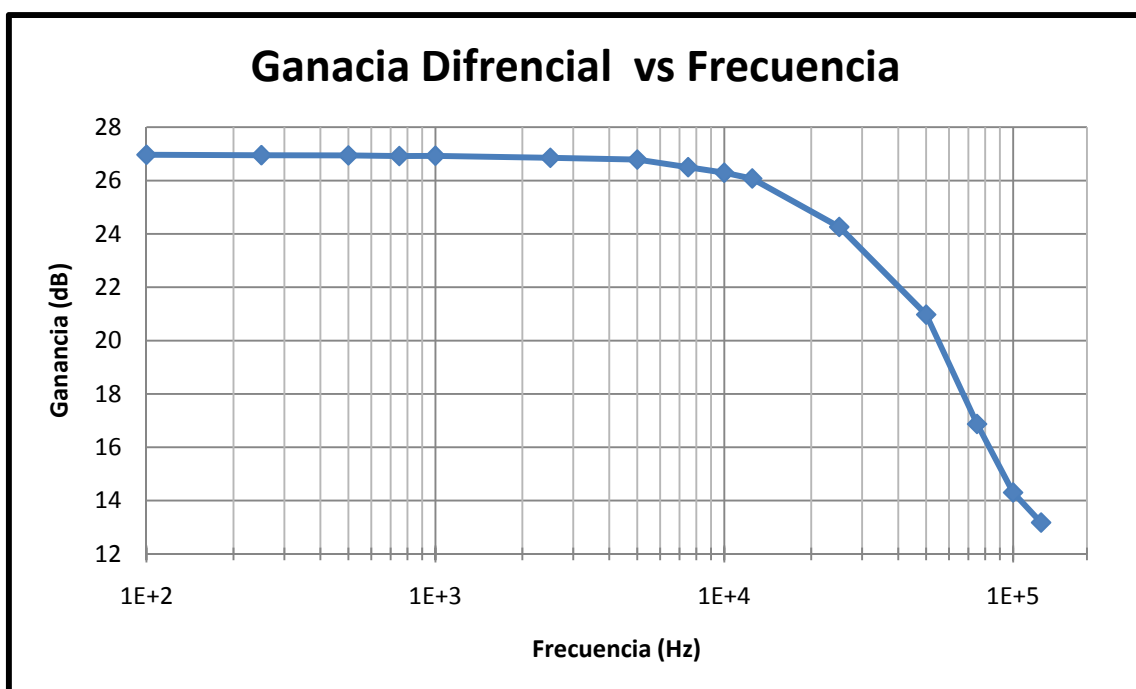


Figura 5

La gráfica anterior muestra que la ganancia diferencial presenta un comportamiento en frecuencias paso baja con frecuencia de corte aproximadamente 15 kHz. Si comparamos con la gráfica proporcionada por el fabricante.

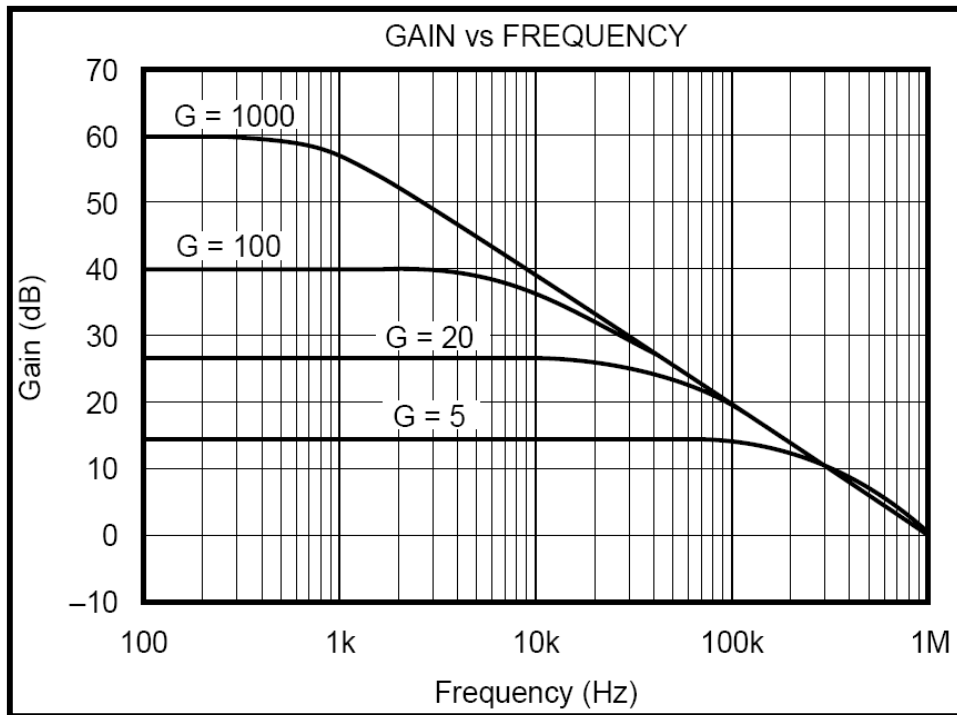


Figura 6

Se puede observar que siguen prácticamente la misma forma y que los valores son muy aproximados.

Seguidamente procedimos a medir el ancho de banda a máxima potencia. Para ello buscamos el límite de saturación por amplitud y la frecuencia a partir de la cuál aparecen distorsiones debidas a slew rate. El FPB vendrá dado por el producto de estas dos cantidades.

$$FPB = 27.71V \cdot 4.1 \text{ kHz} = 117.711 \cdot 10^3 V \cdot Hz$$

Finalmente, para terminar de caracterizar el dispositivo medimos el slew rate. Obteniéndose este como la pendiente de la señal distorsionada

$$SR = \frac{12.5V}{38.8\mu s} = 0.322 \frac{V}{\mu s}$$

2.5 Montaje de un amplificador de instrumentación acoplado en AC

El circuito a emplear figura en el siguiente esquemático.

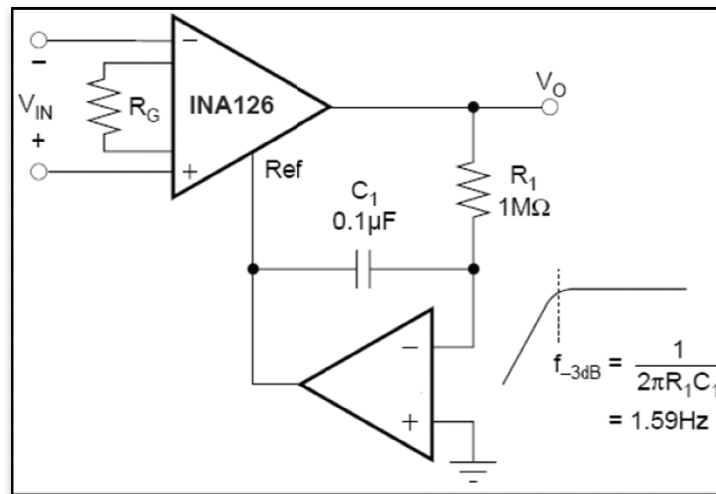


Figura 7

Si analizamos desde un punto de vista *funcional*, podemos observar que es un filtro paso alta puesto que a bajas frecuencias (DC) el condensador C_1 actúa como un circuito en abierto por lo que obligaría a que toda la corriente de salida del INA circulase a través de R_1 hacia la entrada inversora del amplificador de abajo. Pero sabemos que la corriente de entrada de los amplificadores se puede suponer nula así que, en el caso de bajas frecuencias, no circulará corriente por R_1 y, por tanto, la tensión de salida será 0V. Para altas frecuencias, circulará corriente por el condensador y, por tanto, por R_1 que fijará la tensión. Para comprobar la validez de este razonamiento determinaremos la respuesta en frecuencia del filtro. Esto lo haremos analizando por separado el amplificador de instrumentación INA126 y el integrador. Comenzaremos con el primero de ellos.

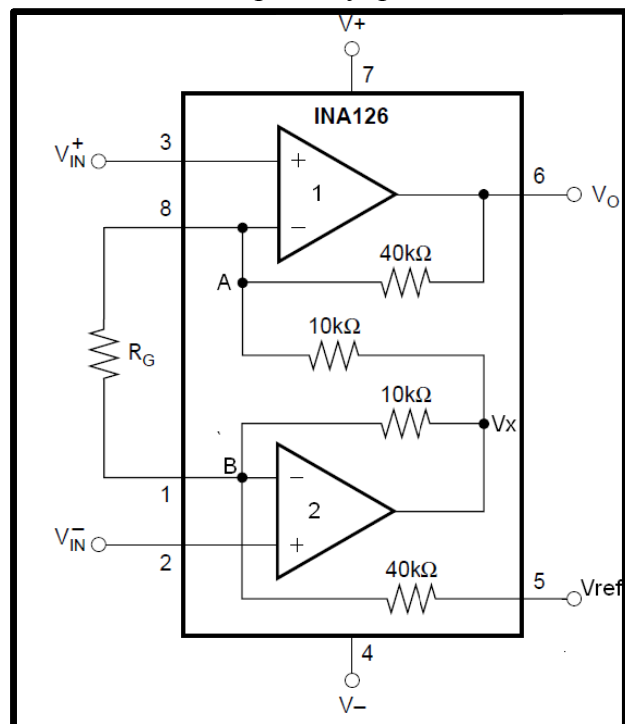


Figura 8

La estructura interna del INA126, como vimos en la figura 1, se muestra a la derecha. En el esquemático se han marcado los nodos A y B, y se ha notado la salida del amplificador 2 como V_x . Para determinar la tensión de salida V_O , en función de la tensión V_{ref} y de la tensión de entrada del amplificador llamaremos $R_1 = 40 \text{ k}\Omega$ y $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, aplicaremos el principio de superposición y la ley de Kirchoff en los nodos marcados. Comenzaremos el análisis haciendo $V_{in-}=0V$

$$\left. \begin{aligned} \text{nodo A} &\Rightarrow \frac{V_{in+} - V_x}{R_2} + \frac{V_{in+}}{R_G} = \frac{V_x - V_{in+}}{R_1} \\ \text{nodo B} &\Rightarrow \frac{0 - V_{ref}}{2R_1} + \frac{0 - V_x}{R_2} = \frac{V_{in+}}{R_G} \end{aligned} \right\} V_{01} = V_{in+} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{2R_G} \right) + \frac{V_{ref}}{2}$$

Para no sumar dos veces la contribución de la referencia, hemos incluido su valor dividido entre dos. Ahora supondremos $V_{in+}=0V$ y repetiremos el proceso.

$$\left. \begin{aligned} \text{nodo B} &\Rightarrow \frac{V_x - V_{in-}}{R_2} = \frac{V_{in-}}{R_G} + \frac{V_{in-} - \frac{V_{ref}}{2}}{R_1} \\ \text{nodo A} &\Rightarrow \frac{V_0}{R_1} = \frac{V_1}{R_G} + \frac{V_{in-}}{R_2} \end{aligned} \right\} V_{02} = -V_{in-} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{2R_G} \right) + \frac{V_{ref}}{2}$$

Obtenida la salida anulando cada una de las entradas, el principio de superposición nos dice que la salida total de sistema será la suma de ambas

$$V_0 = V_{01} + V_{02} = (V_{in+} - V_{in-}) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{2R_G} \right) + V_{ref}$$

En adelante, para simplificar, aplicaremos las siguientes definiciones

$$\left. \begin{aligned} V_{in} &= V_{in+} - V_{in-} \\ k &= 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{2R_G} \end{aligned} \right\} V_0 = kV_{in} + V_{ref}$$

En cuanto al integrador, la expresión de la salida en función de la entrada es bien conocida por lo que no se deduce

$$V_{ref} = -\frac{1}{sR_1C_1}V_0 \Rightarrow V_0 - kV_{in} = -\frac{1}{sR_1C_1}V_0$$

Si despejamos el valor de V_0

$$V_0 \left(1 + \frac{1}{sR_1C_1} \right) = kV_{in} \Rightarrow \frac{V_0}{V_{in}} = k \frac{sR_1C_1}{1 + sR_1C_1}$$

Dicha ecuación corresponde a un filtro paso alta de primer orden con frecuencia de corte

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Según se indica en el guión la frecuencia de corte del filtro debe ser 100Hz , con tal objetivo escogemos un valor de condensador de 100 nF y calculamos el valor que debe presentar la resistencia

$$R_1 = \frac{1}{2\pi C_1 f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 100nF \cdot 100Hz} = 15.92 \text{ k}\Omega$$

En la siguiente tabla se recogen los distintos valores, tanto los teóricos, como los prácticos empleados

	R₁ (kΩ)	C₁(nF)	f_c(Hz)
Valor teórico calculado	15.92	100	100
Valor real empleado	11.86	99.1	135.41

Tabla 7

Se pide además, una ganancia diferencial G_D=20, como en el apartado 2.4, por esta razón emplearemos el mismo valor de resistencia R_G que en aquel caso. Los valores son los siguientes

	R_G (kΩ)	G_D
Valor teórico calculado	5.333	20
Valor real empleado	4.735	21.895

Tabla 8

Empleando los valores indicados montamos el circuito y medimos el módulo del diagrama de Bode del mismo obteniendo la siguiente tabla.

Frecuencia	V_{in}	V₀	G	G(dB)
10	0.493	0.804	1.63083164	4.24818259
25	0.493	1.979	4.01419878	12.0719775
50	0.494	3.777	7.64574899	17.6684007
75	0.493	5.39	10.9330629	20.7748369
100	0.395	5.25	13.2911392	22.4712442
150	0.493	8.18	16.5922921	24.3981277
200	0.49	9.09	18.5510204	25.3673561
250	0.393	7.79	19.821883	25.9428981
500	0.392	8.51	21.7091837	26.7328699
750	0.392	8.7	22.1938776	26.9246637
1000	0.398	8.74	21.959799	26.8325672
2500	0.398	8.75	21.9849246	26.8424996
5000	0.405	8.69	21.4567901	26.6312951
7500	0.412	8.65	20.9951456	26.4423778

10000	0.41	8.43	20.5609756	26.2608744
12500	0.421	8.2	19.4774347	25.7906351
17000	0.31	5.75	18.5483871	25.366123
20000	0.314	5.38	17.133758	24.6770526
25000	0.288	4.18	14.5138889	23.2356759
50000	0.296	2.348	7.93243243	17.9881276
75000	0.293	1.566	5.3447099	14.5584827

Tabla 8

Si pasamos los gráficos anteriores a una gráfica, obtenemos la siguiente

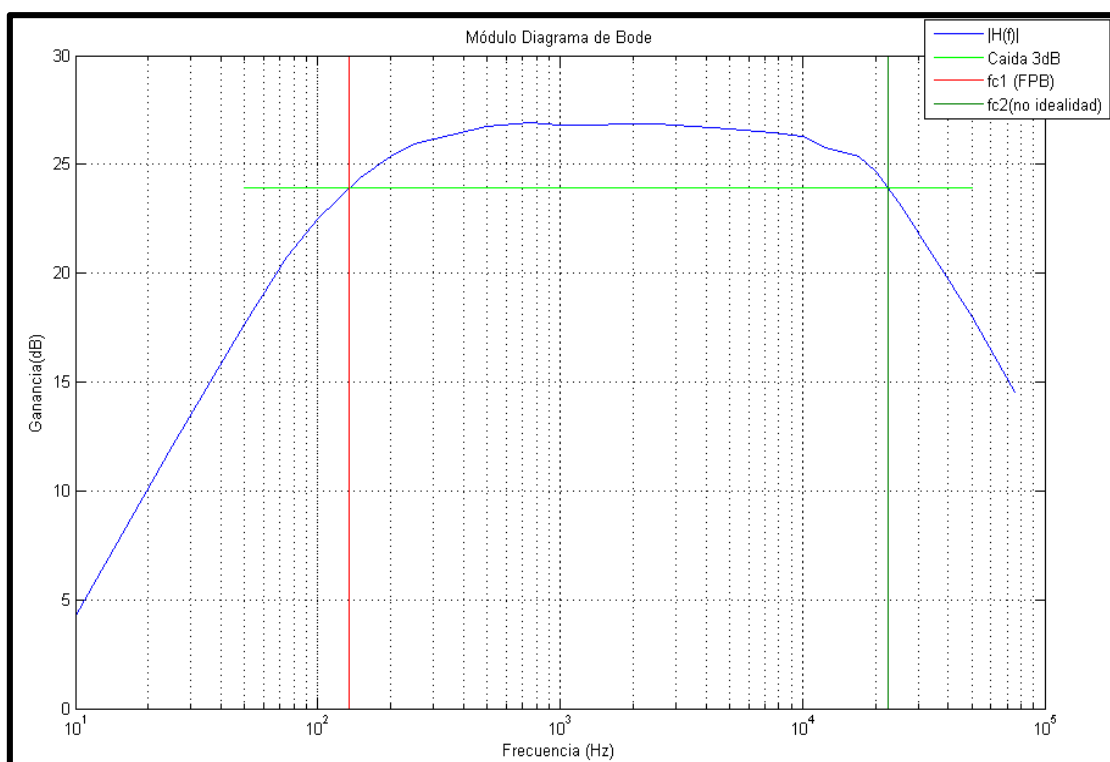


Figura 8

Observamos que el comportamiento del circuito es paso banda en lugar de paso alta como se esperaba, esto es consecuencia del principio de superposición. En la gráfica anterior se han marcado dos frecuencias de corte f_{C1} y f_{C2} . La frecuencia f_{C1} es la frecuencia de corte que se eligió para el filtro paso alta (135.41 Hz). Podemos constatar como a medida que nos vamos acercando a esta frecuencia la ganancia del filtro va creciendo, o lo que es lo mismo disminuye la atenuación; en la zona entre frecuencias de corte, la respuesta del filtro es aproximadamente plana. Todo esto quiere decir que hasta f_{C2} tenemos un comportamiento paso alta. Si los amplificadores fuesen ideales, esta zona plana se extendería más allá de f_{C2} , sin embargo, lo que está sucediendo es que al filtro paso baja se está superponiendo el comportamiento del amplificador para altas frecuencias. Si recordamos la gráfica de la ganancia diferencial en función de la frecuencia podemos ver como a partir de una frecuencia igual (aproximadamente) a f_{C2} , la respuesta muestra un comportamiento paso baja, que superpuesto al comportamiento paso alta del filtro diseñado nos da el filtro paso banda cuyo comportamiento estamos viendo en la gráfica.

PRÁCTICA 2: Diseño de una Plataforma de Medida de Luz y Temperatura

1. Objetivo

En esta práctica se va a desarrollar una plataforma de instrumentación basada en el microcontrolador 16F876 de *Microchip* con la que se obtendrán y mostrarán por una pantalla LCD valores de temperatura e iluminación ambiental.

2. Parte analógica

2.1 Sensor de iluminación

Para medida de la iluminación implementamos, haciendo uso una LDR, un sensor de luz. Dicho elemento se polariza mediante una fuente de corriente constante, y aparece en el lazo de realimentación de un amplificador operacional como se muestra en la siguiente figura

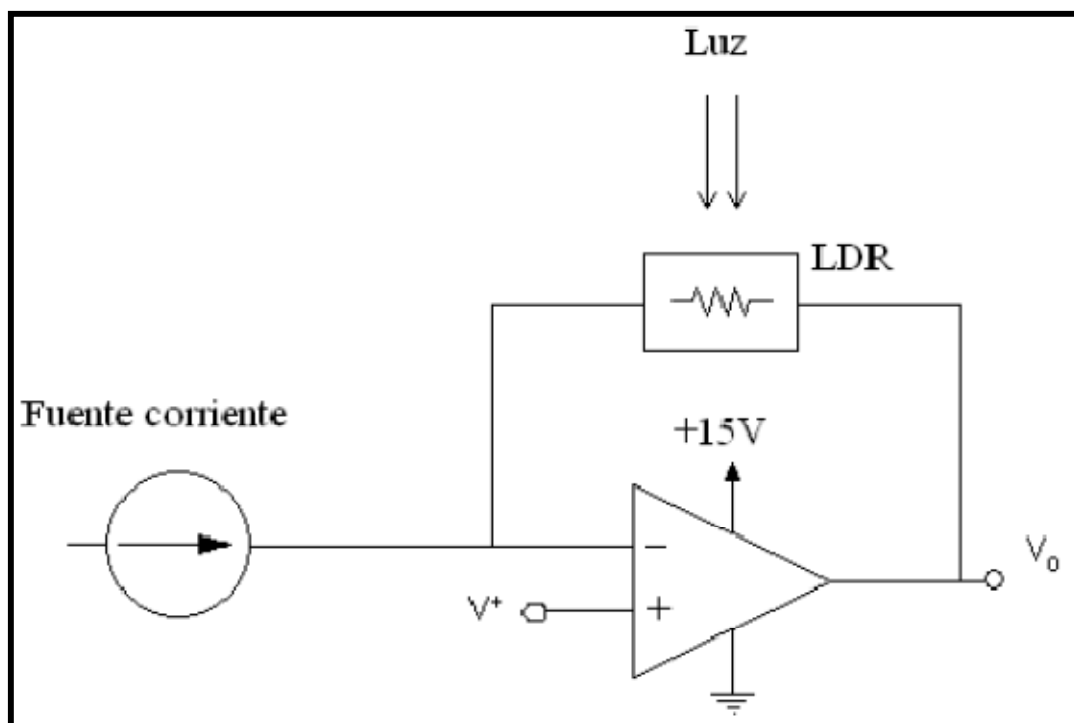


Figura 1

En dicho diseño la expresión de la tensión a la salida puede obtenerse como sigue

$$V^- - V_o = I_{fuente} R_{LDR} \text{ con } V^- = V^+$$

A partir de ella, considerando nula la corriente que entra al amplificador y conociendo el rango de variación de la LDR, obtendremos la corriente que debe proporcionar la fuente. Con tal objetivo debemos tener en cuenta que la salida del sensor (V_o) se conectará al convertidor ADC que incorpora el microcontrolador el cual opera con valores comprendidos entre 0-5V. Si despejamos el valor de V_o

$$V_o = V^+ - I_{fuente} R_{LDR}$$

En el gui3n se especifica $V^+ = 5V$, $V_0 = 5V$ cuando $R_{LDR, min} \sim 0$ y $V_0 = 5V$ para $R_{LDR, max} \sim 150k\Omega$. Esto se hace por dos motivos, el primero adaptar el rango de salida del sensor al de entrada del convertidor ($V \in [0-5]V$). Al imponer las condiciones anteriores, en cuanto al valor m3nimo de resistencia

$$R_{LDR, min} \sim 0 \Rightarrow V_0 = V^+ - 0 = 5V$$

de esta forma fijamos el extremo superior, no obstante, se podr3a fijar a un valor mayor, si bien habr3a que reducir la tensi3n de entrada al convertidor empleando un divisor de tensi3n (el empleo de tensiones inferiores se discute en el siguiente p3rrafo). En cuanto al valor m3ximo de la LDR

$$R_{LDR, max} \sim 150k\Omega \Rightarrow V_0 = V^+ - 5V = 5V - 5V = 0V$$

de esta forma quedar3a fijado el valor inferior del rango.

El segundo motivo que impulsa a fijar estas condiciones de dise1o (quiz3 el principal) es obtener la m3xima sensibilidad del sistema completo (sensor + microcontrolador). Si el rango din3mico de la se1al de salida fuese un subintervalo del intervalo $[0-5]V$ (por ejemplo fijando $V^+ < 5V$), dado que la resoluci3n del convertidor es fija (8 bits), al emplear un rango menor perder3amos sensibilidad puesto que para tener la misma necesitar3amos un mayor n3mero de bits en el convertidor.

De la discusi3n sobre el valor de V^+ se deduce que al fijar esta al valor m3ximo que soporta la entrada del convertidor necesitaremos que esos 5V sean muy estables. Esto lo conseguimos empleando una referencia de tensi3n.

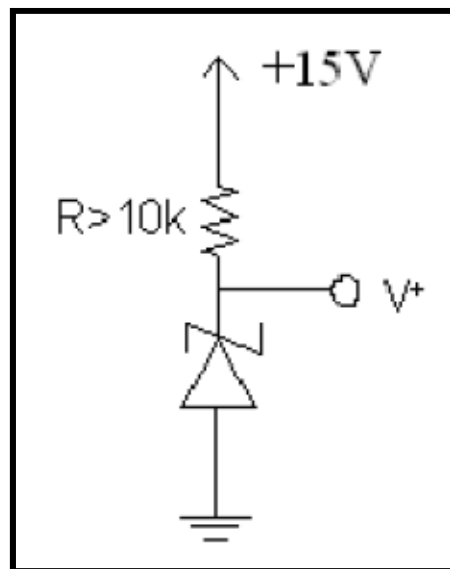


Figura 2

Se nos dice (como se muestra en la imagen) que el valor de la resistencia empleada en la referencia de tensi3n debe ser mayor de $10k\Omega$. Para escoger un valor adecuado e intentar buscar una explicaci3n al hecho de que no se deba tomar la alimentaci3n de los elementos digitales a la salida de dicha referencia consultamos las

hojas de características de la referencia. En ella encontramos que el valor de R debe escogerse de acuerdo a las siguientes condiciones de diseño.

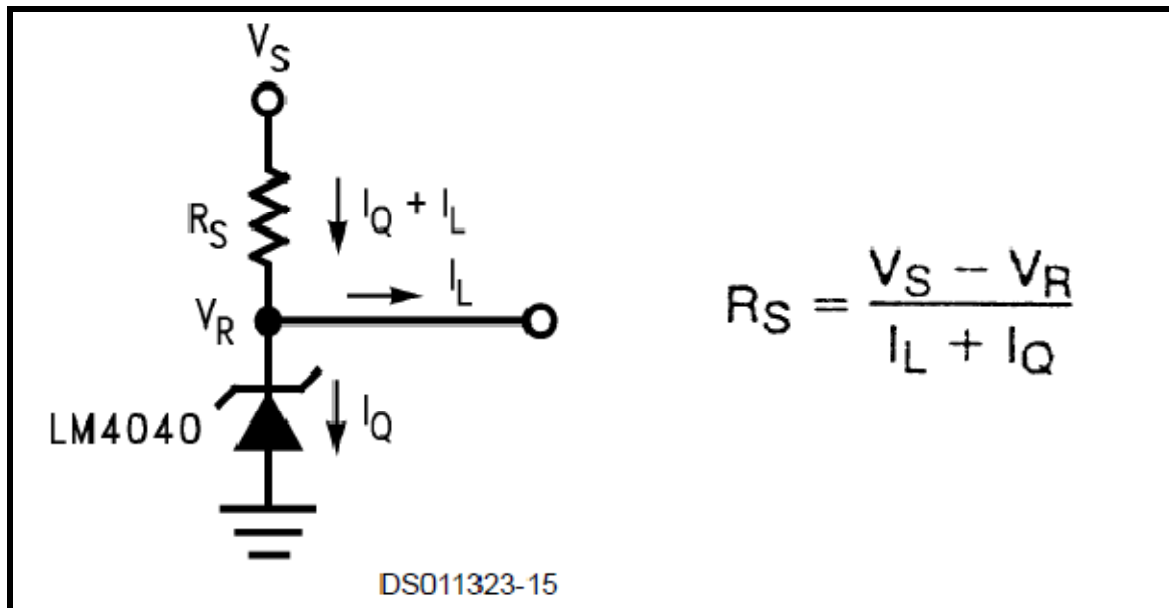


Figura 3

Variable	Valor	Significado
V_S	15 V	Tensión de alimentación
V_R	5 V	En nuestro diseño V^+
I_Q	Máximo 15 mA	Corriente inversa de saturación
I_L	0 A	Corriente de entrada al amplificador.

Tabla 1

Sustituyendo estos valores en la expresión de R_S

$$R_S = \frac{(15 - 5)V}{I_Q}$$

así pues, si tomamos un valor de $R_S \geq 10k\Omega \Rightarrow I_Q \leq 1mA$, valor válido de acuerdo a las especificaciones.

Por otro lado, del valor de I_L y su significado podemos deducir por qué no conviene emplear la referencia para alimentar los elementos digitales. La razón es que el diseño se ha realizado para una corriente $I_L = 0$ porque la corriente de entrada al amplificador operacional se supone nula. Por otra parte si se alimenta cualquier elemento con esta referencia de tensión, $I_L > 0$, lo que provocaría que el valor de R escogido no fuese adecuado a la nueva situación invalidando el diseño.

Para finalizar con el sensor de luz nos falta obtener el valor de la fuente de corriente. Imponiendo la condición de máximo valor de resistancia en la LDR, el valor de de la corriente que debe proporcionar la fuente de tensión se obtiene como

$$I_{fuente} = \frac{V^+}{R_{LDR, max}} = \frac{5}{1.5} 10^{-5} = 3.33 \cdot 10^{-7} = 33.3 \mu V$$

Dicho valor, como ocurría con el de V^+ , debe ser muy estable. Por esta razón empleamos una fuente de corriente cuya topología se muestra en la siguiente imagen

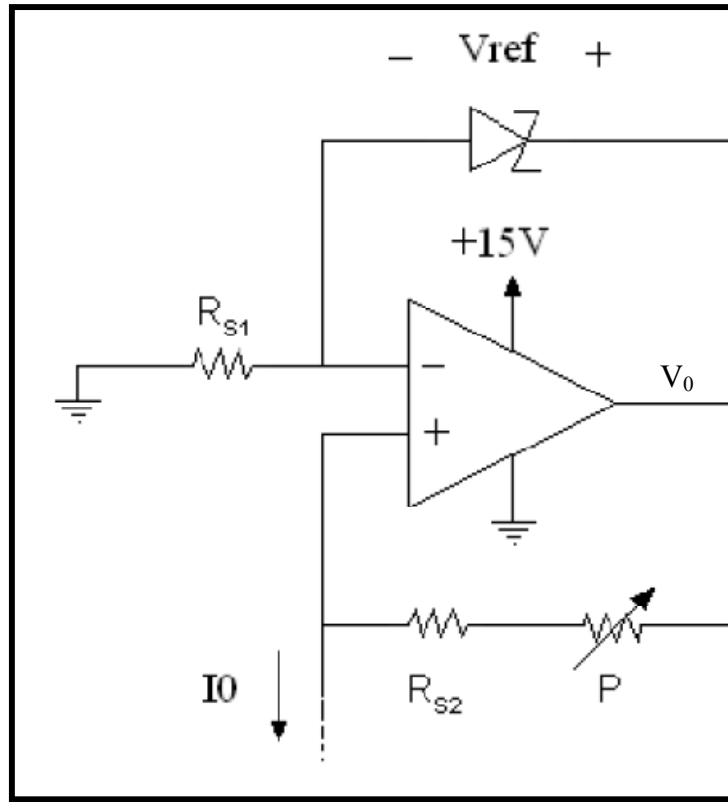


Figura 4

La resistencia equivalente en la rama que contiene al potenciómetro puede obtenerse como

$$V_{ref} = V_0 - V^- = I_0(R_{S2} + P) = I_0 R_{eq}$$

Según las condiciones de diseño, se debe cumplir que $V_{ref} = 1.23V$ y atendiendo a los cálculos anteriores $I_0 = I_{fuente} = 33.3 \mu A$. Sabemos que la intensidad de corriente que circula por la entrada del amplificador operacional se puede suponer despreciable, mientras que $V^+ = V^-$. El terminal no inversor de la fuente de alimentación se conecta directamente al inversor del transductor de luz y éste punto del circuito tiene una tensión de 5V, por lo que $V^- = V^+ = V_{transductor} = 5V$.

Sustituyendo en la ecuación anterior

$$1.23V = 33.3 \mu A \cdot R_{eq} \Rightarrow R_{eq} = \frac{1.23V}{33.3 \mu A} = 36.94 k\Omega$$

Observamos que el valor de la resistencia equivalente al paralelo R_{S2} y el potenciómetro sería difícil de conseguir con resistencias comerciales. Sin embargo, para conseguir la intensidad de corriente especificada es necesario ajustar el valor de la resistencia con la mayor precisión posible y, debido a las limitaciones de las resistencias

comerciales, la manera de obtener valores de resistencias específicos es mediante la incorporación del potenciómetro.

Considerando valores comerciales,

	Valor nominal	Valor práctico
R_{S2}	33 k Ω	33.1 k Ω
P	0-4.7 k Ω	0-10 k Ω

Tabla 2

Para concluir el diseño necesitamos escoger el valor de la resistencia R_{S1} . Para ello, dado que la corriente que circula por la rama que contiene al potenciómetro esta fija a un valor de 33,3 μ V, se ha realizado la suposición de que aproximadamente toda la corriente de salida del amplificador operacional, que según la hoja de características es $I_{0,LM358} = 8$ mA, circula por la rama de realimentación superior. Con esta aproximación y debido a que la corriente de entrada del operacional es 0, la corriente que circulará por la resistencia será $I_{RS1} = 8$ mA y como $V^- = 5$ V.

$$R_{S1} = \frac{V^-}{I_{RS1}} = \frac{5V}{8 \text{ mA}} = 625\Omega$$

Empleando valores comerciales

	Valor nominal	Valor práctico
R_{S1}	680 Ω	668 k Ω

Tabla 3

Y con esto concluye el diseño de la parte analógica del sistema. El trabajo a realizar en la parte digital es más simple y, por tanto, no se explicará en detalle.

3. Parte analógica

3.1 Circuito completo

El circuito implementando, así como la asignación de pines se muestra en la siguiente imagen.

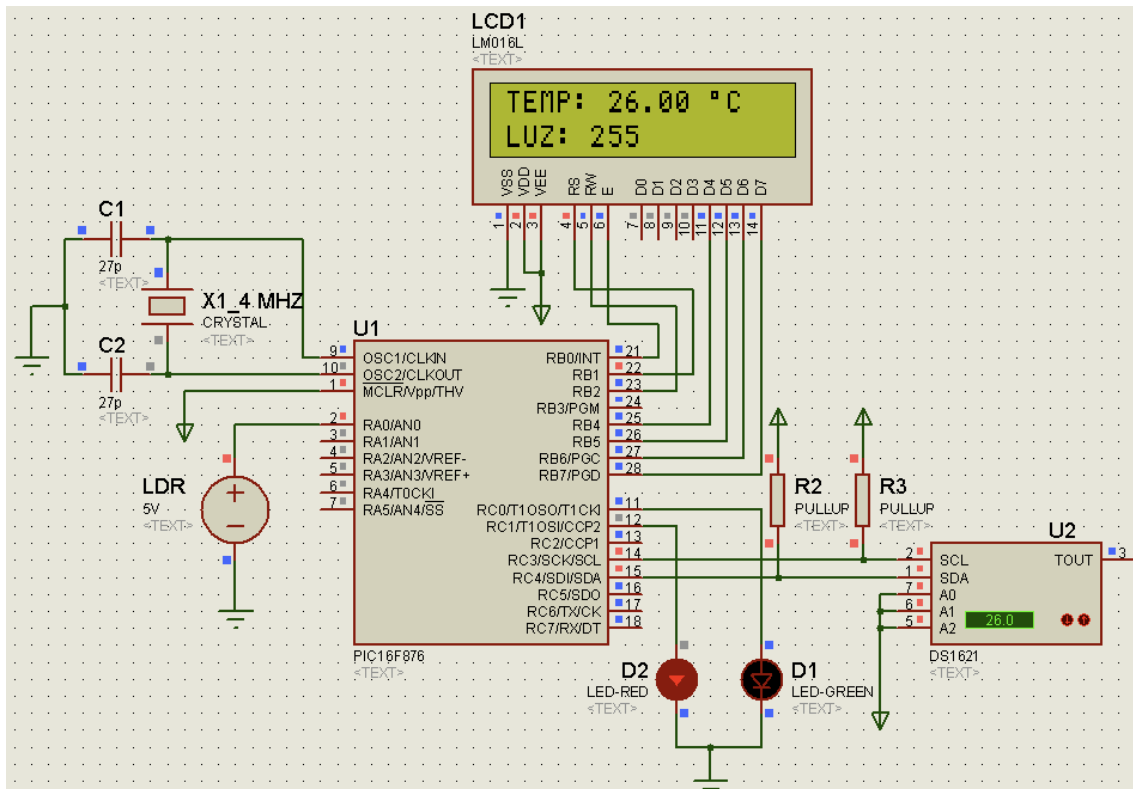


Figura 5

- LCD y Cristal de cuarzo. Conectados al microprocesador tal y como se indica en el enunciado del guión de prácticas.
- Sensor de luz. Requiere conversión A/D por lo que ha de conectarse a una de las patillas que den acceso al convertidor. A sugerencia del guión hemos empleado la patilla RA0. En el esquema se ha representado por una fuente de tensión constante en serie con un potenciómetro, para poder simular cambios de luz.
- Sensor de temperatura. La selección de patillas obedece a la necesidad de emplear el protocolo I2C, esto obliga a conectar RC3↔SCL y RC4↔SDA. Por otra parte, la dirección del dispositivo I2C se ha fijado a 7 (A0, A1 y A2 fijadas a 1).
- LED'S. Se ha seleccionado la patilla RC0 para el LED verde y la patilla RC1 para el LED rojo.

3.2 Drivers para el control de los componentes

- LCD_B.c. Esta es la librería que controla la pantalla LCD. Contiene unas modificaciones respecto de la librería original del CCS para acomodar los pines a los asignados en el circuito.
- DS1624.c. Driver del sensor de temperatura. Ha sido necesario realizar algunas modificaciones la librería incluida en CCS. En primer lugar se han creado las constantes `write_address` y `read_address`, con los nuevos valores de acuerdo a la dirección del dispositivo utilizada (y según la especificación de la hoja de características para el correcto funcionamiento de I2C). Por otra parte también hemos cambiado el valor devuelto por la función `read_temp()`, ya que inicialmente proporcionaba el resultado en grados Fahrenheit. Para obtener

el resultado en grados Celsius con precisión 0.1°, simplemente se dividen los 8 bits menos significativos por $2^8 = 256$ para obtener la parte decimal.

3.3 Declaración de constantes y variables globales

- `#define PERIODOTEMPERATURA`. Define el número de segundos que tienen que transcurrir para obtener una nueva medida de temperatura.
- `#define PRECARGATIMER1`. Valor inicial (numero de ciclos) que debe tomar el contador del TIMER1 para que se desborde cada medio segundo. Se obtiene de aplicar la siguiente fórmula:

$$T_{desbordamiento} = N_{ciclos} \cdot \frac{1}{f_{osc}} \cdot Preescaler$$

- `#define UMBRALTEMPERATURA`. Umbral superior de temperatura para encender el led rojo (25° C).
- `#define UMBRALLUZ`: umbral inferior de luz para encender el led verde (50).
- `Boolean flagLuz`: flag para activar la conversión de la señal proporcionada por el sensor de luz.
- `Boolean flagTemperatura`: flag para obtener la medida del sensor de temperatura.
- `int contadorSegundos`: variable para controlar el transcurso de los segundos necesarios antes de medir la temperatura.
- `int contadorDesborde`: Controla los desbordamientos del TIMER1. Así cuando esta variable vale 2, ha transcurrido un segundo.

3.4 Declaración e implementación de funciones

- `float medirTemperatura()`. Contiene las sentencias necesarias para obtener la medida del sensor de temperatura y devolverla.
- `int medirLuz()`. Análoga a la función anterior. Convierte el valor proporcionado por el sensor de luz y lo devuelve en un entero.
- `void mostrarLuz(int)`. Muestra en la línea inferior de la LCD el valor de LUZ pasado como parámetro.
- `void mostrarTemperatura (float)`. Muestra en la línea superior de la LCD del valor de temperatura pasado como parámetro.

3.5 Interrupción del TIMER1

El tratamiento de las interrupciones para el TIMER1 se basa en dos variables, una de ellas se incrementa cada vez que se desborda el contador (0.5s). De esta forma cuando se desborde dos veces habrá pasado un segundo y cuando esto suceda activaremos el flag correspondiente para medir la luz.

La otra variable se incrementa cada segundo (cuando la variable anterior ha alcanzado el valor 2), de tal forma que cuando alcanza el valor 3 habrán pasado tres segundos y activaremos el flag que habilita la medida de la temperatura.

3.6 Función main

Inicialmente aparecen sentencias para iniciar los componentes externos (por ejemplo el encendido de la LCD), para configurar los puertos, el convertidor del PIC, el TIMER1 y su preescaler y la habilitación de las interrupciones. También declaramos las

variables locales luz y temperatura, que nos servirán para almacenar los valores medidos así como para controlar el encendido de los LED'S.

A continuación aparece el bucle principal. El siguiente diagrama de estados muestra el funcionamiento:

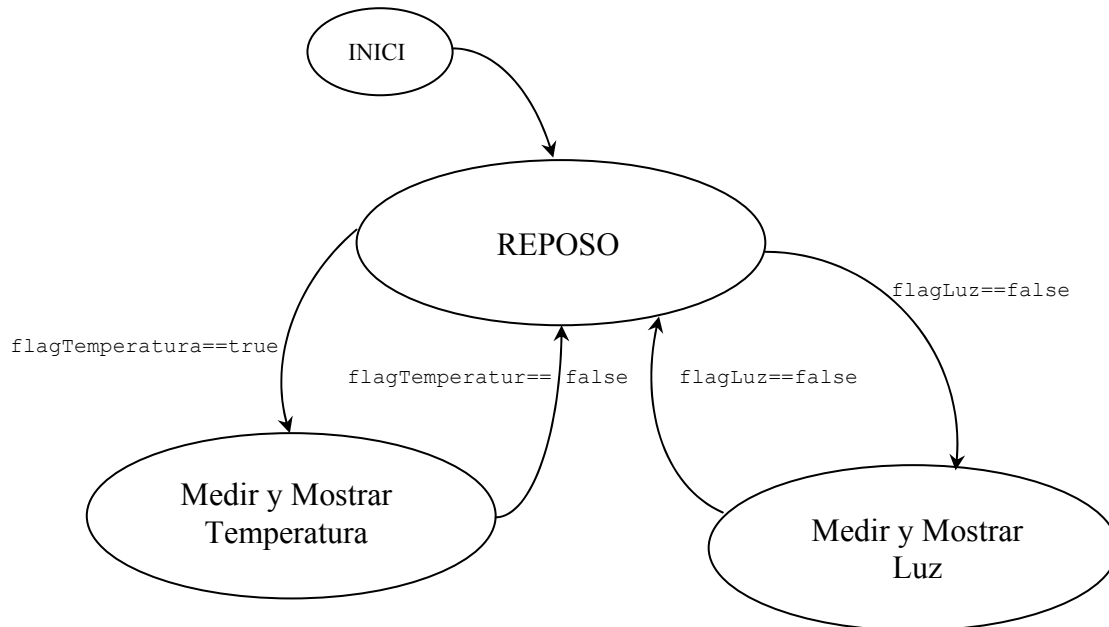


Figura 6

El funcionamiento es muy sencillo y por ello nos basta con tres estados. El estado de REPOSO es un estado nulo puesto que el sistema no hace nada; simplemente se espera a que se produzca la interrupción del TIMER1.

Por otra parte tenemos:

- Medir y Mostrar Luz: cuando el `flagLuz` se activa se procede a la conversión de la señal procedente del LDR así como su escritura en la pantalla. Además también se comprueba si la medida de luz está por debajo del umbral definido para encender el LED correspondiente
- Medir y Mostrar Temperatura: es un estado análogo al anterior. Se accede al sensor de temperatura y se obtiene la medida cuando el `flagTemperatura` se activa. Igualmente se controla el encendido o apagado del LED correspondiente. Con esto queda descrito totalmente el diseño software del sistema.