

# CAPÍTULO 5

## DISEÑO DEL DISPOSITIVO DE CONTROL DE ILUMINACIÓN

La parte de diseño, es la integración de todos los componentes para resolver el problema que dará origen al dispositivo. Con base en el planteamiento del problema descrito en el capítulo 1, se tienen los parámetros bajo los cuales deberá funcionar el dispositivo.

Para la integración de este prototipo, se utilizaron los elementos descritos en el capítulo 4 como son transistores, relevadores, circuitos integrados, etc. Este capítulo está dividido de acuerdo a cada bloque que compone el dispositivo, los cuales son: fuente de alimentación, circuito para detección del nivel de iluminación, circuito detector de presencia y circuito de transmisión y recepción. La última sección del capítulo es un análisis final sobre el costo, ventajas y desventajas del dispositivo.

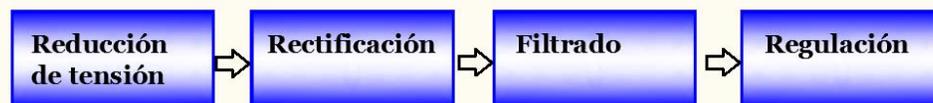
### 5.1 FUENTE DE ALIMENTACIÓN

La fuente de alimentación es una parte esencial en un dispositivo electrónico ya que es la que se encargara de suministrar de manera adecuada, la energía que este requiera. Los aspectos fundamentales que se consideran en el diseño de la fuente son: la tensión de salida y la corriente de salida.

Los circuitos serán alimentados a 5 V y 12 V de CD, por lo que la fuente tendrá como salida esa tensión.

Los dispositivos de mayor consumo de corriente en el dispositivo electrónico son los relevadores, estos tiene un consumo nominal de 70 mA. Tomando como base una corriente de 70 mA para cada relevador; y considerando que el caso de mayor consumo es con 2 relevadores y el consumo de los demás componentes no supera los 5 mA, se considerará que el circuito demandara una corriente máxima de 160 mA los cuales serán regulados a 5 VDC, sin embargo la fuente proporcionara una salida sin regular, la cual alimentará al circuito detector de presencia, para el cual se contemplaran 100 mA.

De acuerdo a lo anterior, la fuente deberá poder entregar 160 mA a 5 V. El diagrama de bloques de la fuente de alimentación que se empleará, se muestra en la siguiente figura.



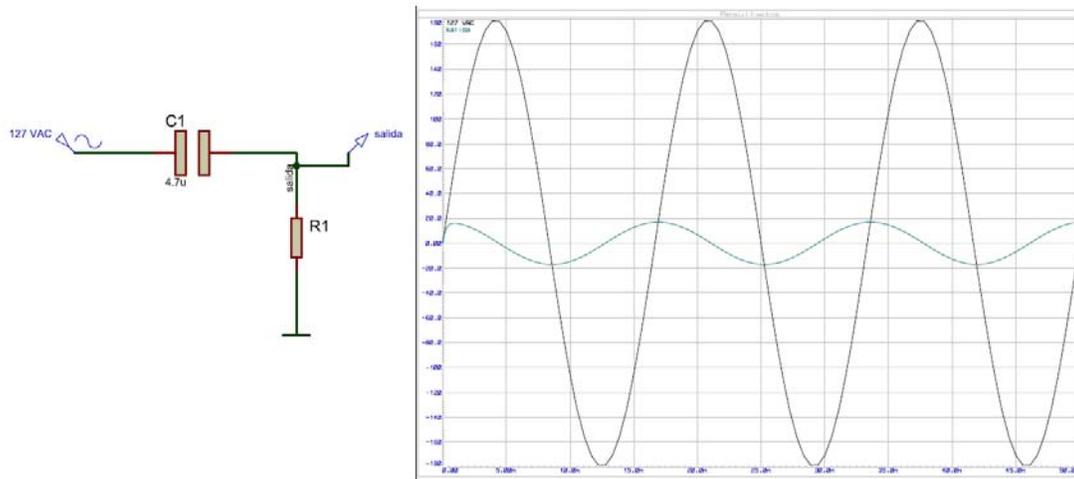
**Figura 5-1.** Diagrama de bloques.



## 5.1.1 REDUCCIÓN DE TENSIÓN

Para la reducción de la tensión de la línea existen varios caminos, solo se consideraron 2 posibilidades: por medio de un transformador y por medio de una impedancia.

Si se utiliza una impedancia, compuesta solo por una reactancia capacitiva, se puede reducir la tensión eligiendo un capacitor de un valor adecuado. Como se observa en la siguiente figura.



**Figura 5-2.** Reducción de tensión utilizando un capacitor.

Utilizar un capacitor para reducir la tensión tiene la desventaja de no aislar el circuito; pero el principal problema aparece cuando la corriente de carga varía. Esto resulta problemático al emplear relevadores, debido a que el circuito funcionara de manera adecuada cuando la fuente proporcione la corriente máxima o cercana a ella. Cuando la corriente demandada sea mínima la tensión en el capacitor se reduce y esto ocasiona que la tensión de salida aumente acercándose a los 127 V RMS. Teniendo en cuenta que esta tensión es rectificadada y posteriormente filtrada y regulada, se requieren capacitores que soporten más de 179 V sin mencionar las adecuaciones necesarias en el regulador.

Una forma de corregir este problema es colocar un resistor entre el filtro y el regulador, pero de esta forma se generaran pérdidas por la energía disipada por el resistor.

La segunda opción es el empleo de un transformador para reducir la tensión, lo cual resulta adecuado considerando la corriente que demandara el circuito. Además en la fuente de alimentación el transformador sirve también para aislar el circuito de la red eléctrica.

La reducción de tensión se llevará a cabo por medio de un transformador, el transformador entregara una tensión de salida de 12 VRMS con una corriente máxima de 300 mA en el secundario. Para limitar la corriente que circula por el primario del transformador, en caso de corto circuito se empleara un fusible.

La corriente nominal bajo la cual operara el circuito será de 160 mA para 5 V y 100 mA para es detector de presencia, que funcionará a 12 V; por lo que la potencia es :



$$P_{SALIDA} = (V_{SALIDA1})(I_{SALIDA1}) + (V_{SALIDA2})(I_{SALIDA2})$$

$$P_{SALIDA} = (5[V])(0.160[A]) + (12[V])(0.100[A]) = 0.8[W] + 1.2[W] = 2[W]$$

Generalmente, las pérdidas desde el transformador hasta la salida del regulador están entre el 5 y 20 %, por lo que la potencia de entrada será:

$$P_{ENTRADA} = (1.2)P_{SALIDA}$$

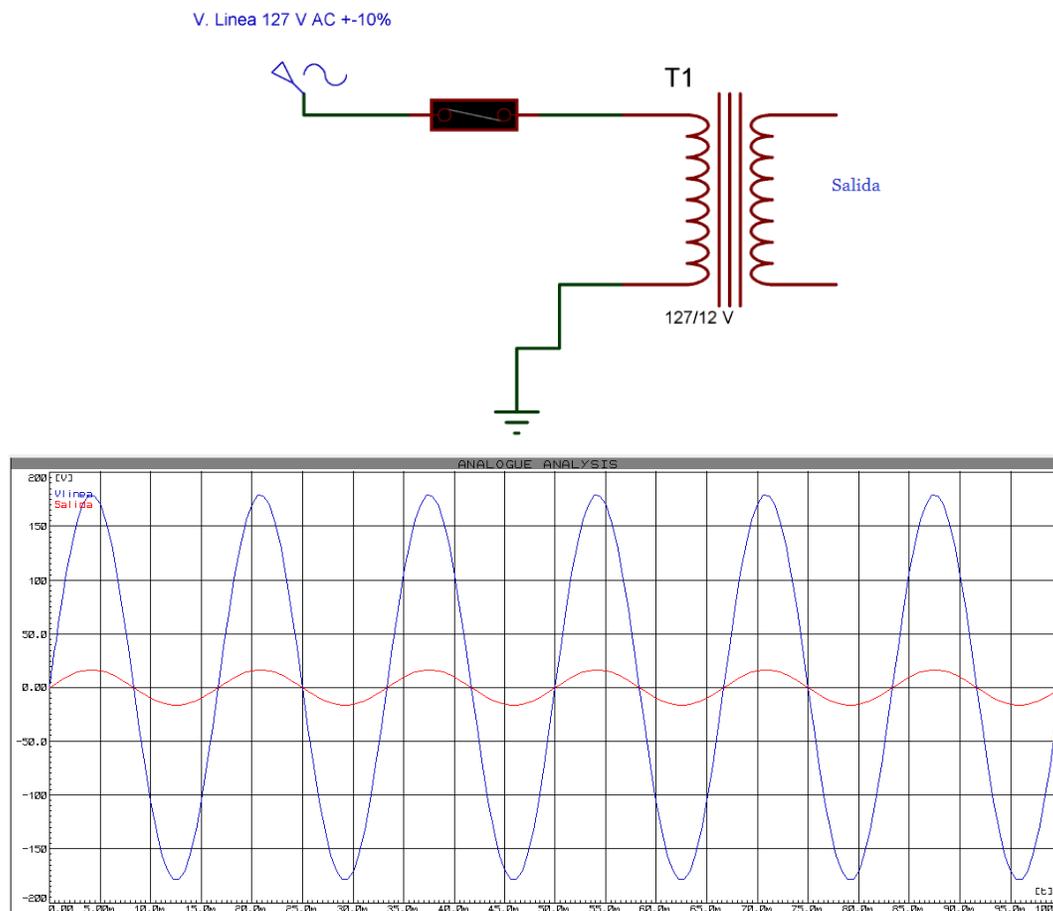
$$P_{ENTRADA} = (1.2)(2[W]) = 2.4[W]$$

Considerando como estándar 127 V de la línea, y un factor de potencia de 1; la corriente en el primario del transformador será:

$$I_{ENTRADA} = \frac{P}{V}$$

$$I_{ENTRADA} = \frac{2.4[W]}{127[V]} = 18.9[mA]$$

El fusible comercial más cercano y adecuado será uno de fundido lento, a 100 mA. El circuito electrónico y las señales de entrada y salida se observan las figuras siguientes.



**Figura 5-3.** Circuito y señales de entrada y salida del bloque de reducción de tensión.



## 5.1.2 RECTIFICACIÓN Y FILTRADO

Para rectificar la señal se empleará un puente rectificador empleando 4 diodos rectificadores y para filtro un capacitor.

La corriente que circula por cada par de diodos es la corriente de CD y la tensión de entrada es la que entrega el transformador, por lo que la tensión en inversa que deben soportar los diodos es  $V_p$ .

$$V_p = \sqrt{2}(V_{RMS})$$

$$V_p = \sqrt{2}(12) = 16.97[V]$$

La corriente de Cd que circulara por cada diodo será:

$$I = 0.5(I_{SALIDA})$$

$$I = 0.5(160) = 80[mA]$$

Por lo anterior, los diodos adecuados deberán soportar corrientes mayores a 80[mA] y una tensión en inversa mayor a 17 [V].

Para la selección del filtro se considera que en la etapa de regulación se utilizará un regulador en circuito integrado, el cual tiene un rechazo de rizo de 68 dB, con lo cual prácticamente cualquier rizado será reducido al orden de los mV. La limitante respecto al rizo, es la tensión mínima que puede recibir el regulador a la entrada, la cual según el fabricante debe estar al menos 3 V encima de la tensión de salida. Para este caso la tensión mínima de entrada debe ser 8 V, por lo tanto, el voltaje de rizo pico a pico máximo debe ser:

$$V_{RPPMAX} = V_{EP} - V_d - 8[V]$$

$V_d$  es la caída de tensión en los diodos, que para un rectificador de onda completa, es debida a 2 diodos por cada ciclo de la señal senoidal, por lo que  $V_d = 2(0.7[V]) = 1.4[V]$  para este caso.

$$V_{RPPMAX} = 16.97 - 1.4 - 8 = 7.57[V]$$

Con base en este voltaje de rizo, se calcula el capacitor necesario para el filtro. De la fórmula para calcular el voltaje de rizo se tiene que:

$$V_{RPP} = \frac{I}{(f)(C)}$$

Si  $V_{RPP}$  es 8.97 [V],  $I = 160$  mA y la frecuencia es 120 [Hz] debido a que se tiene un rectificador de onda completa, entonces:

$$C = \frac{I}{(f)(V_{RPP})}$$

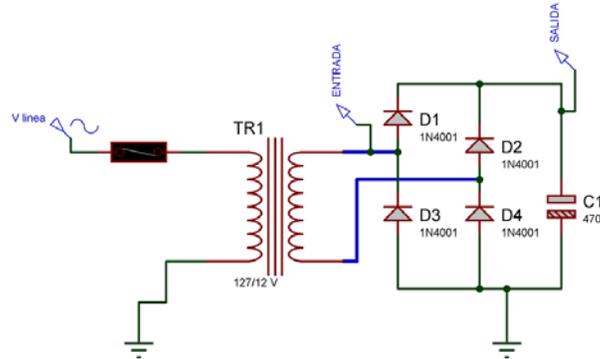
$$C = \frac{0.26[A]}{(120[Hz])(7.57[V])} = 286[\mu F]$$



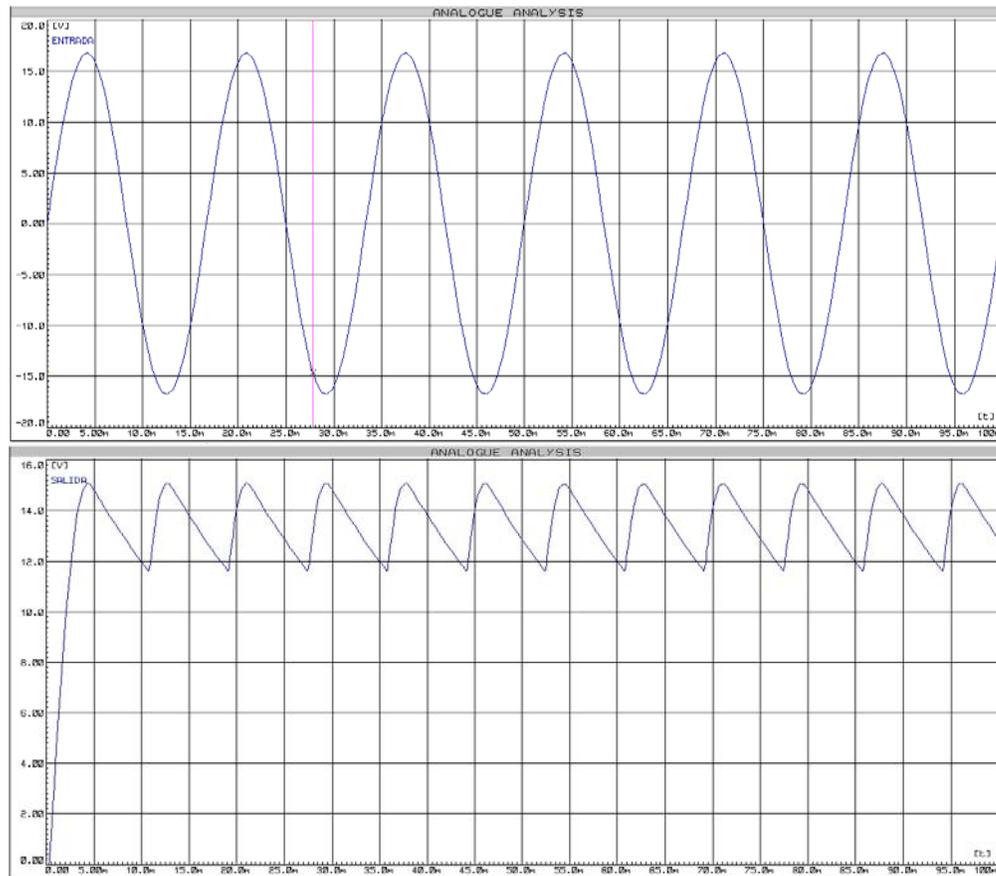
La tensión que debe soportar el capacitor debe ser la de la salida del transformador menos la caída en los diodos, la cual es  $16.97 - 1.4 = 15.57$

Por lo que se puede emplear un capacitor de 220, 330, 390, 470  $[\mu F]$  o mayor, a una tensión de 25 [V] o mayor, la elección dependerá ya solamente del costo. El valor elegido en este caso fue de 470  $[\mu F]$  a 25 V, con el cual se tiene una tensión de rizo pico a pico de:

$$V_{RPP} = \frac{0.26[A]}{(120[Hz])(470 \times 10^{-6}[F])} = 4.61[V]$$



**Figura 5-4.** Circuito rectificador y capacitor de filtrado.



**Figura 5-5.** Señal de entrada al rectificador y rizo presente a la salida del filtro.



### 5.1.3 REGULACIÓN

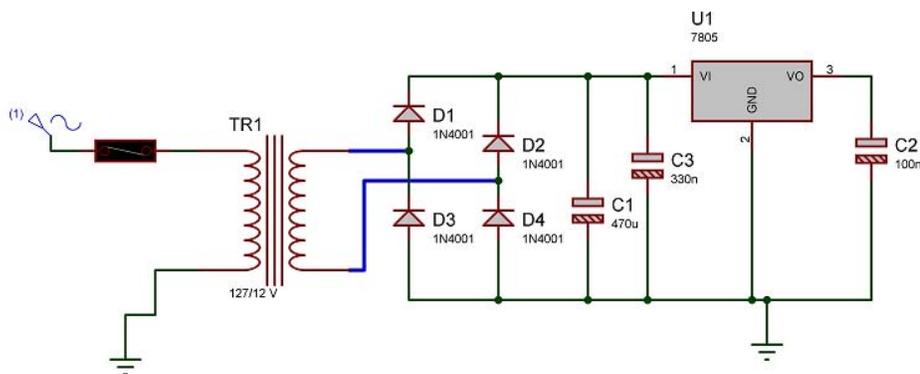
La regulación se será llevada a cabo por un regulador en circuito integrado de la familia 7805, estos reguladores son baratos y requieren solo de dos capacitores como componentes externos. Cuando el regulador está a unos centímetros del filtro capacitivo de la fuente de alimentación, la inductancia de las terminales de conexión puede producir oscilaciones dentro del circuito integrado, por eso se utiliza un capacitor de desacoplo en la entrada del circuito integrado. Mientras que para mejorar la respuesta transitoria de la tensión de salida regulada, se usa un capacitor de desacoplo. Los valores típicos para estos capacitores están entre 0.1 y 1  $\mu\text{F}$ .

De acuerdo con las especificaciones para el regulador L7805CV, este tiene un rechazo de rizo de 68 Db, por lo que el rizo a la salida, cuando se demande la máxima corriente (160 mA), es:

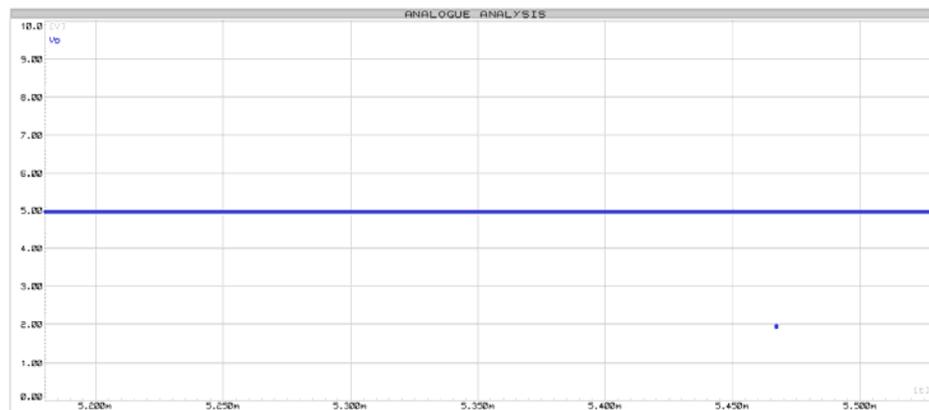
$$RR = \text{anti log} \left( \frac{68\text{Db}}{20} \right) = 2511.82$$

Por lo que el voltaje pico a pico del rizado a la salida será

$$V_{RPPSALIDA} = \frac{V_{RPP}}{RR} = \frac{2.83[V]}{2511} = 1.12[mV]$$



**Figura 5-6.** Circuito final de fuente de alimentación.



**Figura 5-7.** Forma de la señal de salida.

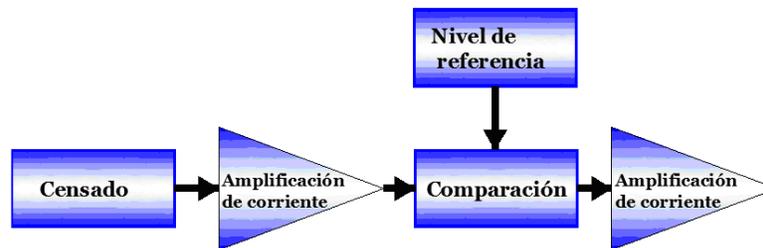


## 5.2 CIRCUITO DE DETECCIÓN DE NIVEL DE ILUMINACIÓN

El circuito para la detección del nivel de iluminación tiene la función de mandar una señal digital como salida, en respuesta a la cantidad de luz que perciba. Para transformar el nivel de iluminación en señal eléctrica se utilizará una fotorresistencia, aprovechando su propiedad de cambio de resistencia de acuerdo con la cantidad de luz que incide en ella.

La variación de resistencia se puede transformar en una variación de tensión, la cual es comparada con un nivel de tensión de referencia que proporcionará el nivel de iluminación deseado, este nivel de tensión se deberá poder ajustar de acuerdo a la necesidad. La señal que sale del comparador entrará en una etapa de ganancia de corriente. El siguiente diagrama muestra los bloques que constituyen este circuito.

### DIAGRAMA DE BLOQUES



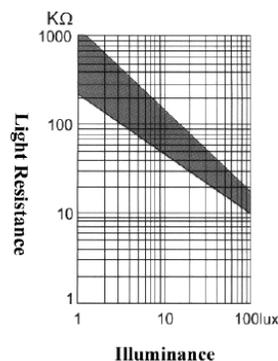
**Figura 5-8.** Diagrama de bloques para el circuito de detección de nivel de iluminación.

### 5.2.1 CENSADO Y AMPLIFICACIÓN DE CORRIENTE

La detección del nivel de iluminación se llevará a cabo por medio de una fotorresistencia. Sabiendo que la expresión que relaciona el nivel de iluminación con la resistencia en estos componentes es:  $R = AE^{-\alpha}$

R y  $\alpha$  dependen del material, se puede apreciar el comportamiento que tendrá la resistencia con la variación de nivel de iluminación no es lineal.

**Iluminance Vs. Photo Resistance**

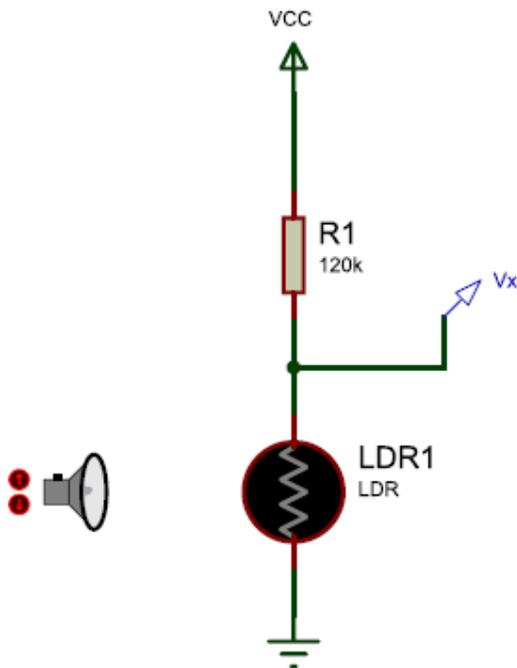


**Figura 5-9.** Comportamiento de la resistencia ante la variación del nivel de iluminación.



Considerando el comportamiento de la resistencia y con base en pruebas realizadas al fotoresistor, con los cuales se observó que la resistencia en el instante donde nos interesa que cambie el sistema de apagado a encendido, tiene un valor entre 70 y 150 [kΩ], resulta adecuado elegir un resistor de un valor cercano a las 120 kΩ para formar un divisor de tensión con valor 0.5 Vcc en el instante de interés.

Con un resistor de 120 kΩ y la fotoresistencia se forma el divisor de tensión.



**Figura 5-10.** Divisor de tensión para la obtención de  $V_x$ .

El voltaje  $V_x$  será:

$$V_x = V_{cc} \frac{LDR}{LDR + R1}$$

De tal forma, para los valores leídos experimentalmente en el punto deseado de operación, se tendrían las siguientes tensiones:

$$LDR = 70 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$V_x = 5[V] \frac{70[\text{k}\Omega]}{70[\text{k}\Omega] + 120[\text{k}\Omega]} = 1.84[V]$$

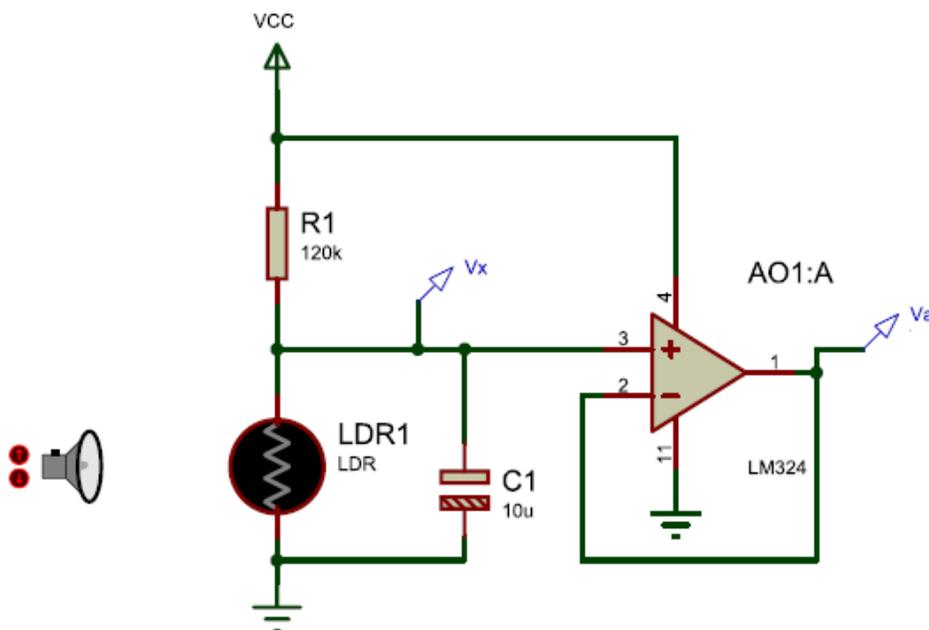


LDR= 150 [kΩ]

$$V_x = 5[V] \frac{150[k\Omega]}{150[k\Omega] + 120[k\Omega]} = 2.77[V]$$

Estos valores muestran la tensión de referencia que debe tener el comparador. La tensión  $V_x$  obtenida del divisor será la entrada a un seguidor de tensión, este seguidor de tensión tiene en su entrada un capacitor de 10  $\mu\text{F}$ , cuya función será eliminar el ruido manteniendo el voltaje en un valor  $V_x$  formando un paso a tierra para altas frecuencias.

El seguidor de tensión está compuesto por un amplificador operacional (LM324) . En el seguidor  $V_+ = V_-$ , y como  $V_+$  está conectado al divisor, entonces  $V_+ = V_x$ , a su vez  $V_+ = V_- = V_a$ , por lo que la tensión a la salida será  $V_a = V_x$ . ( $V_+$  y  $V_-$  son la entrada no inversora e inversora respectivamente).



**Figura 5-11.** Seguidor de tensión.

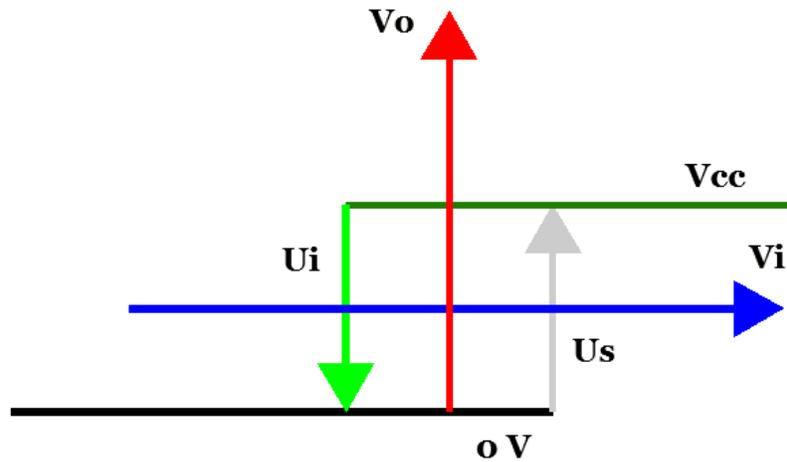
## 5.2.2 COMPARACIÓN

La etapa de comparación es llevada a cabo por un amplificador operacional. Cuando un amplificador operacional no tiene ningún tipo de retroalimentación negativa se considera un circuito comparador. Este circuito compara dos señales presentes en sus entradas inversora y no inversora ( $V_n$  y  $V_p$  respectivamente). Si la diferencia  $V_p - V_n$  es positiva, el circuito tendrá como salida la tensión de alimentación; si la diferencia es negativa el voltaje de salida será 0V (en caso particular de este circuito, alimentado solo con una fuente positiva).



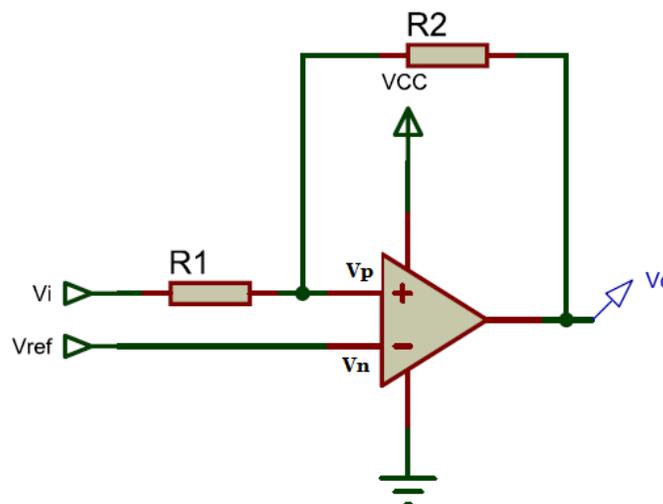
Para reducir los posibles disparos en falso, se utilizan los llamados comparadores con histéresis, la histéresis consiste en que la ruta que sigue el sistema al pasar de un estado inicial a un estado final es distinta a que se sigue al pasar del estado final al estado inicial.

En la siguiente figura se observa el efecto de la histéresis en un comparador;  $U_i$  y  $U_s$  son los umbrales superior e inferior de la señal de entrada  $V_i$ .



**Figura 5-12.** Comportamiento de un comparador con histéresis.

En la figura 5-12 se observa el comportamiento de la histéresis, tomando en cuenta que la tensión de referencia para el comparador es el punto medio entre  $U_i$  y  $U_s$ , se puede observar que mientras el valor de  $V_i$  es menor que la tensión de umbral superior  $U_s$ , el voltaje de salida  $V_o$  será 0 V, una vez que  $V_i$  sea mayor que  $U_s$ ,  $V_o$  tendrá como valor  $V_{cc}$ . Cuando  $V_i$  se vaya reduciendo tendrá el valor de  $V_{cc}$  mientras permanezca  $V_i > U_i$ , cuando  $V_i < U_i$ ,  $V_o$  valdrá 0 V.



**Figura 5-13.** Configuración de un comparador con histéresis.



El circuito de la figura anterior muestra la configuración de un comparador no inversor con histéresis; las expresiones para obtener los voltajes umbrales así como el de la ventana de histéresis ( $V_h = U_s - U_i$ ) son:

$$U_s = V_{ref} \left( \frac{R1 + R2}{R2} \right) + V_{cc} \left( \frac{R1}{R2} \right)$$

$$U_i = V_{ref} \left( \frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

$$V_h = V_{cc} \left( \frac{R1}{R2} \right)$$

Con base en las expresiones anteriores, para la señal proveniente de la fotorresistencia, se tomará como 50 mV el ancho de la ventana de histéresis, por lo tanto los valores de las resistencias serán:

$$V_h = .05[V]$$

$$0.05[V] = 5[V] \left( \frac{R1}{R2} \right) \quad \therefore \quad R1 = 0.01R2$$

Tomando como base  $R2 = 10 [k\Omega]$ .

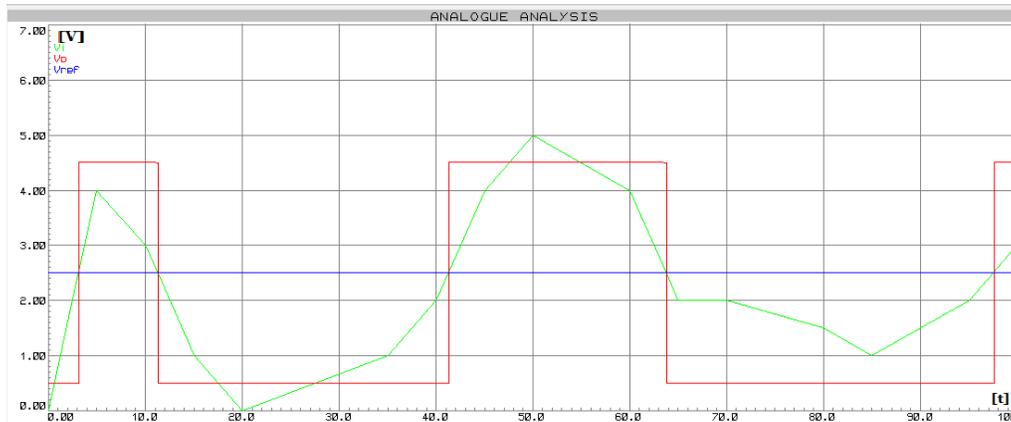
$$R1 = 0.01(10[k\Omega]) \quad \therefore \quad R1 = 100[\Omega]$$

Con estos valores y para un valor de referencia de 2.5[V], los umbrales serian:

$$U_s = 2.5 \left( \frac{100 + 10000}{10000} \right) + 5 \left( \frac{100}{10000} \right) = 2.525 + 0.05 = 2.575[V]$$

$$U_i = 2.5 \left( \frac{50 + 10000}{10000} \right) = 2.525[V]$$

El voltaje de referencia será el que determine a que nivel de iluminación serán activadas las lámparas, para seleccionar el nivel de iluminación, se utilizará un preset de 10 kΩ. Conforme varíe la resistencia también variara el voltaje ya que se forma un divisor de tensión variable.

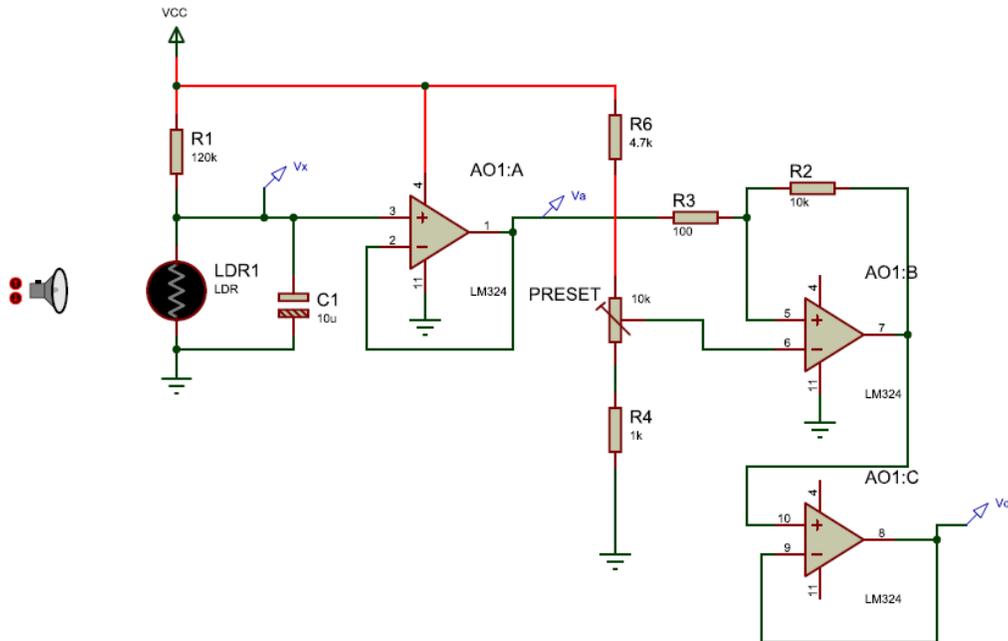


**Figura 5-14.** Gráfica de las señales de entrada, salida y referencia.



En la gráfica anterior aparecen las señales que intervienen en el circuito; en verde se muestra la señal proveniente de la fotorresistencia, en azul esta la señal de referencia, proveniente del preset que para el caso de la gráfica se encuentra justo en el punto central y finalmente en rojo se observa la señal de salida la cual se enviará al circuito central.

En la figura 5-15 se muestra el esquema del circuito final para la detección del nivel de iluminación.

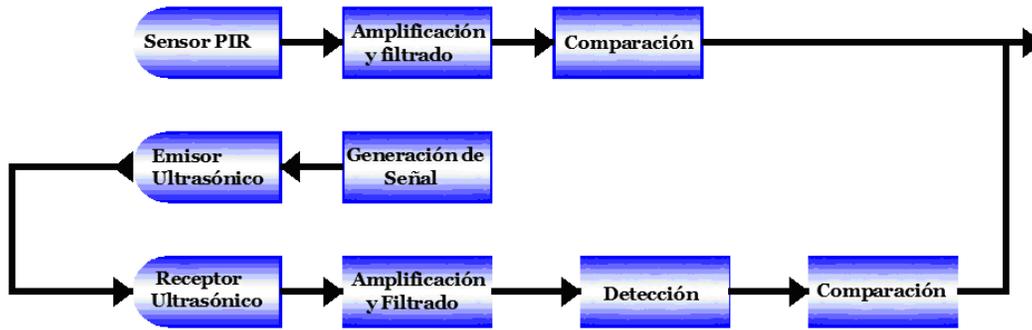


**Figura 5-15.** Circuito final para la detección del nivel de iluminación.



## 5.3 CIRCUITO DETECTOR DE PRESENCIA

El circuito detector de presencia será el encargado de activar las lámparas en cuanto se detecte la presencia de alguien en el área. Para llevar a cabo esta, el sensor conste de dos partes. Una funcionando con un sensor PIR, el cual detectara la presencia al momento de ingresar al área, cuando se realicen desplazamientos. La otra parte funcionará con un sensor ultrasónico, el cual detectará movimientos ligeros solo en una región específica. El diagrama de bloques de este circuito es el siguiente.

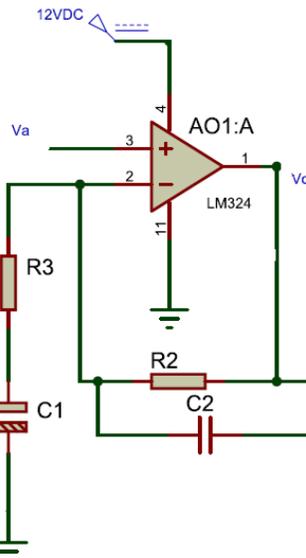


**Figura 5-16.** Diagrama de bloques para el detector de presencia.

### 5.3.1 AMPLIFICACIÓN Y FILTRADO DE LA SEÑAL DEL SENSOR PIR

El sensor PIR genera dos pulsos; uno positivo y uno negativo en cuanto es activado. La señal de salida se encuentra en el pin 2. Se coloca un capacitor entre el pin 2 y tierra para que se eliminen las señales de rf que puedan interferir.

Para acondicionar la señal es necesario amplificar y filtrar la señal antes de que pueda ser comparada, para esto se tiene que considerar que se requiere en primer lugar eliminar altas frecuencias así como señales de dc. La primera etapa de amplificación tendrá la siguiente configuración:



**Figura 5-17.** Circuito de amplificación y filtrado de la señal proveniente del PIR ( $V_a$ ).



En el esquema, el capacitor C1 de desacoplo se utiliza para minimizar la tensión de offset de salida debido a que para las señales de DC la impedancia entre R3 y tierra es alta. De acuerdo a lo anterior se buscara eliminar la frecuencia de 0 Hz, por lo que la frecuencia de corte para esta sección debe ser cercana a 0.

$$F_{c1} = \frac{1}{2\pi R_3 C_1};$$

Si  $R_3 = 10[k\Omega]$  y  $C_1 = 10[\mu F]$

$$F_{c1} = \frac{1}{2\pi R(10[k\Omega])(10[\mu F])} = 1.59[Hz]$$

Con los valores propuestos para R3 y C1 se elimina a componente de CD. Considerando que la señal proveniente del sensor es de frecuencia muy baja, es conveniente filtrar las altas frecuencias, esto se realiza mediante un filtro paso bajas formado por R2 y C2; para encontrar la frecuencia de corte, se dejara  $R_2 = 1 [M\Omega]$ , para tener ganancia de 101, con base en el valor de ese resistor, y proponiendo una frecuencia de corte de 20 [Hz] se tiene:

Ganancia:

$$V_o = V_a \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$$

$$A_v = \left( 1 + \frac{1 \times 10^6}{1 \times 10^3} \right) = 101$$

Capacitor C2:

$$F_{c2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}; \quad C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 F_{c2}}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi (1[M\Omega])(20[Hz])} = 7.9[nF]$$

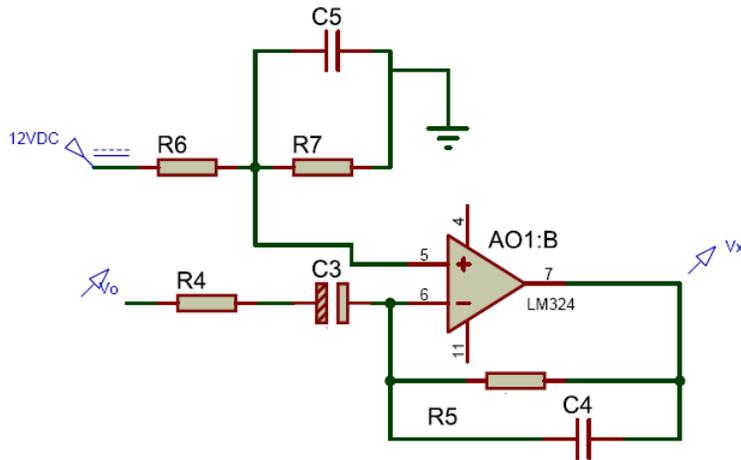
Tomando un capacitor de 10 nF se tiene la frecuencia de corte siguiente:

$$F_{c2} = \frac{1}{2\pi (1 \times 10^6)(10 \times 10^{-9})} = 15.91[Hz]$$

15.9 Hz es una frecuencia de corte adecuada para este caso.

La segunda etapa de amplificación es semejante a la primera, con la diferencia que la configuración del amplificador será inversora y la señal será colocada alrededor de la mitad de Vcc.





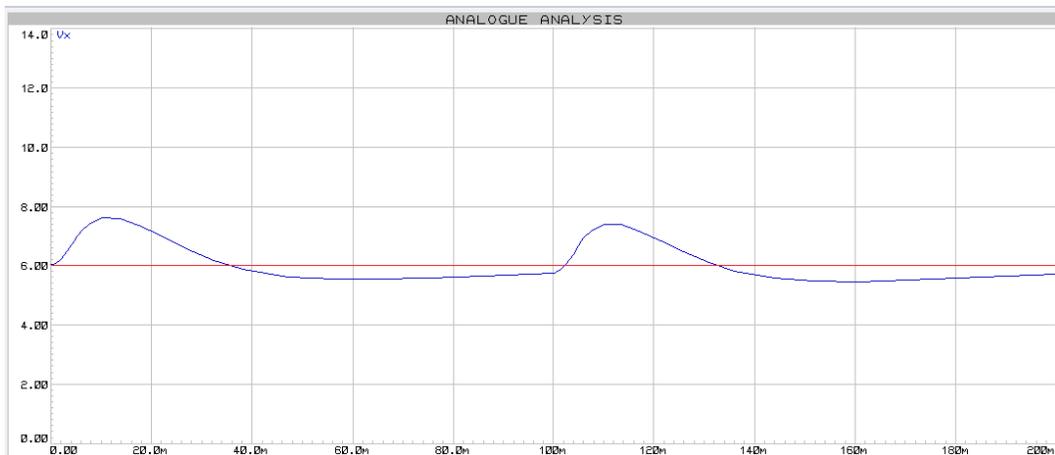
**Figura 5-18.** Segunda etapa de amplificación.

En esta etapa, para filtrar las señales de dc se utiliza la combinación de R4 con C3, los cuales tendrán los mismos valores que R3 y C1 para que la frecuencia de corte sea 1.59 Hz. C4 y R5 tienen los mismos valores que R2 y C2 para tener la misma frecuencia de corte que en la etapa anterior.

Los resistores R6 y R7 son del mismo valor para poder tener un divisor de tensión con  $V_p = 6$  V. El capacitor C5 tiene la función de reducir el posible ruido proveniente de la etapa de alimentación, para esto, su frecuencia de corte de este circuito de desacoplo debe ser mucho menor a 120 Hz, de tal forma, si  $R7 = R6 = 1 \text{ M}\Omega$  y  $C5 = 0.1 \mu$ :

$$F_{c3} = \frac{1}{\pi(1[M])(.1[\mu F])} = 3.18[Hz]$$

La ganancia depende solamente del valor de R5 y R4, que para este caso será variable ya que R4 es un potenciómetro para ajustar la sensibilidad.



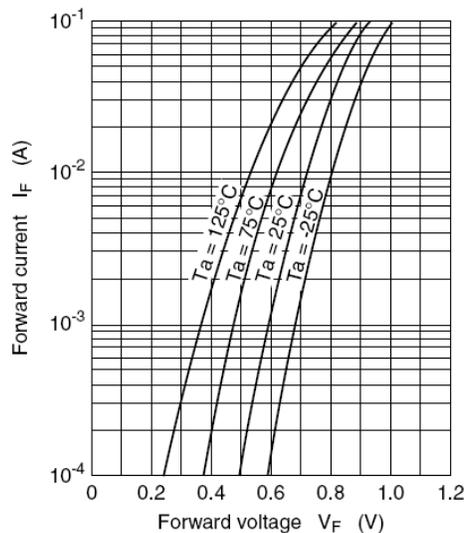
**Figura 5-19.** La señal de salida Vx se representa en azul, la señal en rojo es la presente en la entrada no inversora del amplificador operacional.



### 5.3.2 COMPARACIÓN DE LA SEÑAL DEL PIR

Una vez amplificada la señal, esta será comparada con un valor de referencia. Como la señal proveniente del amplificador tiene una tensión de  $0.5 V_{CC}$  en la entrada no inversora, varía ligeramente alrededor de  $0.5 V_{CC}$ , estas variaciones son de aproximadamente  $1 V$ . Para detectar solo cuando la tensión este dentro de estas variaciones, se utiliza un comparador de ventana, la ventana estará formada por la caída de tensión en dos diodos 1N 4148, aproximadamente de  $1.2 V$ .

Mediante un divisor de tensión con dos resistencias iguales se obtiene  $0.5 V_{CC}$  para que este al mismo nivel que la señal de entrada; para que los diodos funcionen con la menor tensión posible el valor de estas resistencias debe ser tal que circule muy poca corriente.



**Figura 5-20.** Tensión en conducción y corriente de conducción para el diodo 1N 4148.

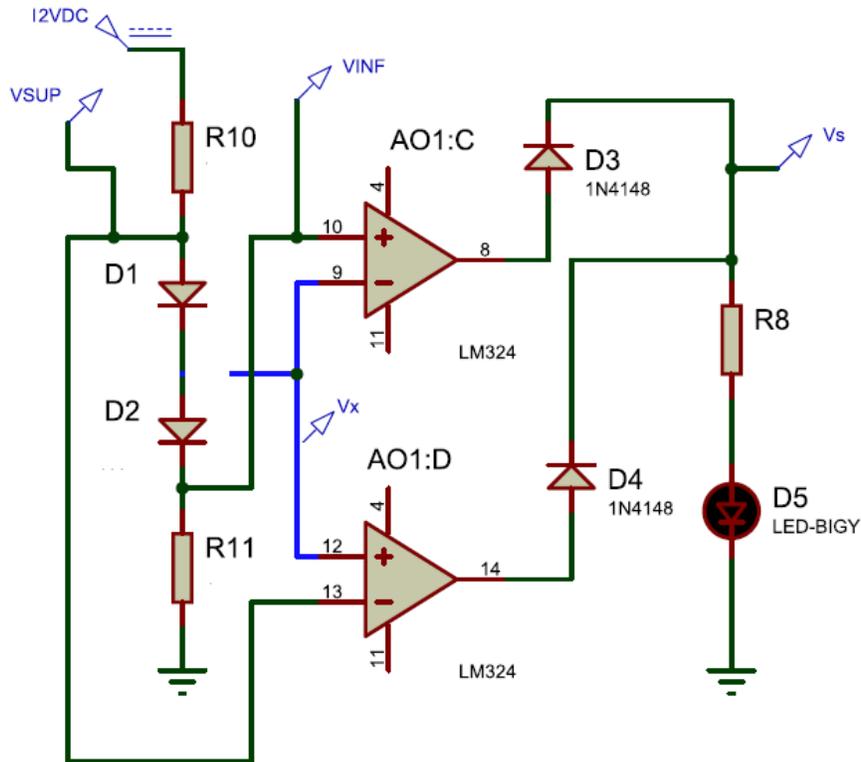
De acuerdo a la figura, para tener una tensión en directa de  $0.5V$ , se requiere que circule por cada diodo menos de  $10^{-4}$  A. Con dos resistencias de  $100\text{ k}\Omega$  y suponiendo en un principio que no están los diodos, se tendría la siguiente corriente:

$$I = \frac{V_{CC}}{R} \quad I = \frac{12[V]}{200[k\Omega]} = 60[\mu A]$$

Al poner los diodos, la corriente será menor aun, ya que la tensión sería menor además la corriente que fluye hacia el amplificador operacional es mínima debido a su alta impedancia.

Agregando los diodos al divisor de tensión, es posible tener el límite superior y el límite inferior, los cuales serán  $6.5$  y  $5.5 V$  respectivamente, considerando la caída de tensión de  $0.5 V$  en cada diodo.





**Figura 5-21.** Circuito comparador de ventana. A la salida se encuentra un LED para indicar cuando  $V_x$  salga de los límites.

De esta forma, cuando la señal proveniente del amplificador sea menor que el límite inferior o mayor que el límite superior, el nivel de salida estará en alto. Cuando no exista señal, la señal de entrada tendrá un valor de  $0.5 V_{CC}$  y la salida permanecerá en bajo.

Finalmente para el LED indicador es necesaria una resistencia para limitar la corriente. La corriente nominal para este LED es de 10 mA y su tensión nominal de 2.1 V. considerando estos valores se tiene:

$$V = V_{CC} - V_{LED}$$

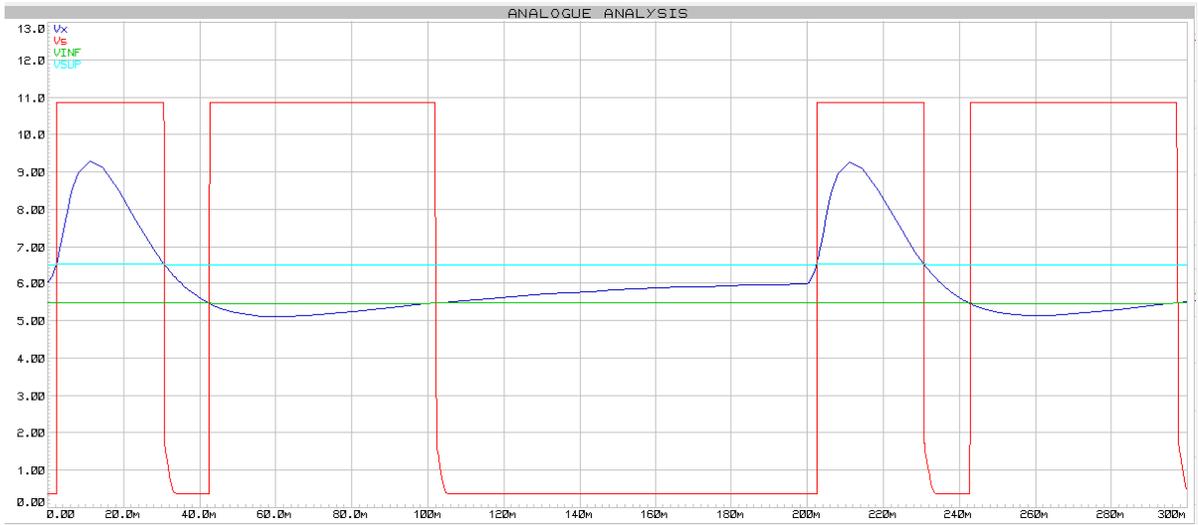
$$V = 12 - 2.1 = 9.9[V]$$

Para 15 mA:

$$R = \frac{V}{I_{LED}}; \quad R = \frac{9.9[V]}{10[mA]} = 990[\Omega]$$

Por lo que el valor para R8 será de 1 k $\Omega$ .





**Figura 5-22.** La señal en rojo es la salida del comparador de ventana. La ventana está formada por las tensiones  $V_{inf}$  y  $V_{sup}$ .

### 5.3.3 EMISOR ULTRASÓNICO

El sensor ultrasónico UCM-R4OK1 está compuesto por un transmisor y un receptor. Para que se pueda emitir una señal por el transmisor es necesario que se mande una señal a 40 kHz. Para conseguir esto se utilizara el circuito integrado Ne 555.

Para determinar el tiempo en alto y en bajo de la señal obtenida del circuito se tiene:

$$t_A = 0.693(R1 + R2)C1$$

$$t_B = 0.693(R2)C1$$

$$F = \frac{1.44}{(R1 + 2R2)C1}$$

Tomando como valores base un valor de 1 kΩ para R1 y de 1 nF para C1:

$$F = \frac{1.44}{(R1 + 2R2)C1}$$

$$R2 = \frac{1.44 - FC1R1}{2FC1}$$

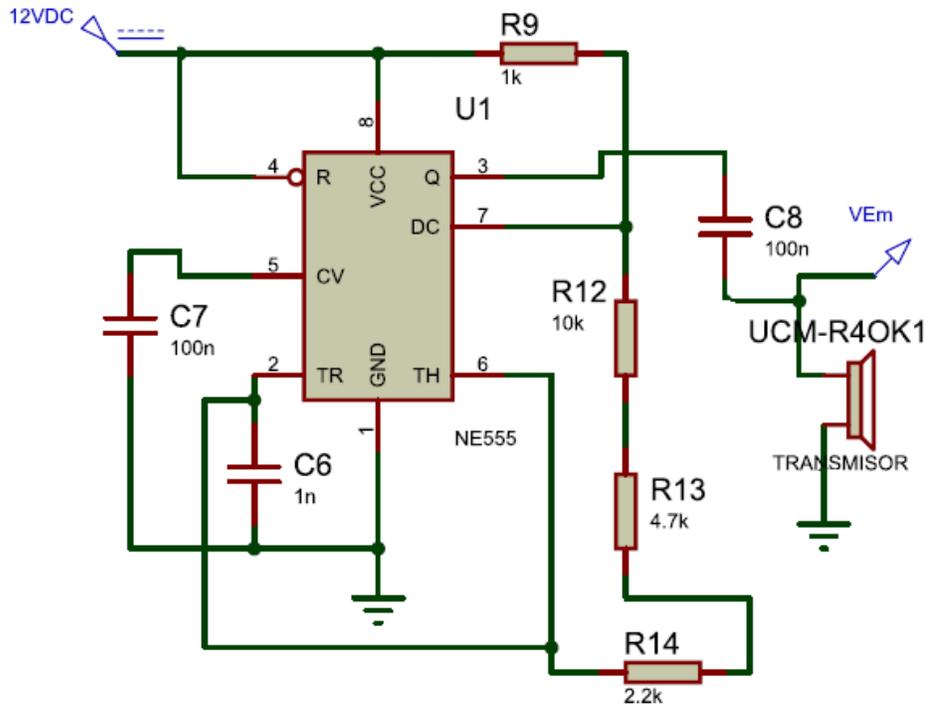
$$R2 = \frac{1.44 - (40[kHz])(1[nF])(1[kΩ])}{2(40[kHz])(1[nF])} = 17.5[kΩ]$$

Formando un arreglo de resistores se obtiene un valor de 16.9 kΩ, para el cual la frecuencia será:

$$F = \frac{1.44}{(1[kΩ] + 2(16.9[kΩ]))(1[nF])} = 41.33[kHz]$$



La cual es una frecuencia adecuada para la operación del emisor ultrasónico. Finalmente en la salida del 555 se encuentra un capacitor de acoplamiento de  $0.1\mu\text{F}$ .



**Figura 5-23.** Configuración del emisor ultrasónico, la señal de salida está a 41.33 kHz.

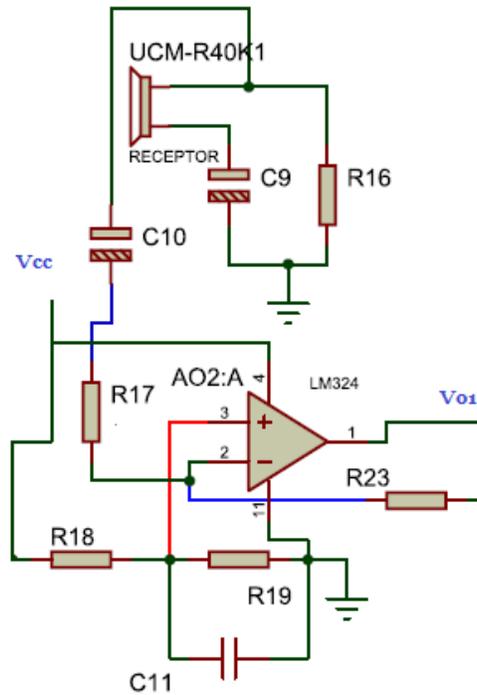
### 5.3.4 RECEPTOR ULTRASÓNICO

Para recibir la señal ultrasónica se utiliza el receptor del UCM-R40K1. La frecuencia de la señal recibida es cerca de 40 kHz.

La función de este circuito será detectar tanto cambios de tensión como de frecuencia cuando se detecte un objeto en el área por donde viajen las señales ultrasónicas. De acuerdo al nivel de tensión recibido se activará un estado alto o bajo a la salida del circuito.

A la entrada del amplificador operacional se coloca un capacitor para eliminar las bajas frecuencias, con una frecuencia de corte baja.





**Figura 5-24.** Etapa de amplificación y filtrado para el receptor ultrasónico.

Con  $C_{10}=0.47 \mu F$  Y  $R_{17}= 10 k\Omega$ .

$$F_c = \frac{1}{2\pi R_{17} C_{10}};$$

$$F_c = \frac{1}{2\pi(0.47[\mu F])(10[k\Omega])} = 33.86[Hz]$$

Mientras que la frecuencia de corte para el divisor de tensión es:

$$F_{c2} = \frac{1}{2\pi R_{19} C_{11}};$$

Con  $C_{11}= 100[nF]$  y  $R_{19}= R_{18}=100[k\Omega]$

$$F_{c2} = \frac{1}{2\pi(0.1[\mu F])(100[k\Omega])} = 15.91[Hz]$$

La ganancia para esta etapa es:



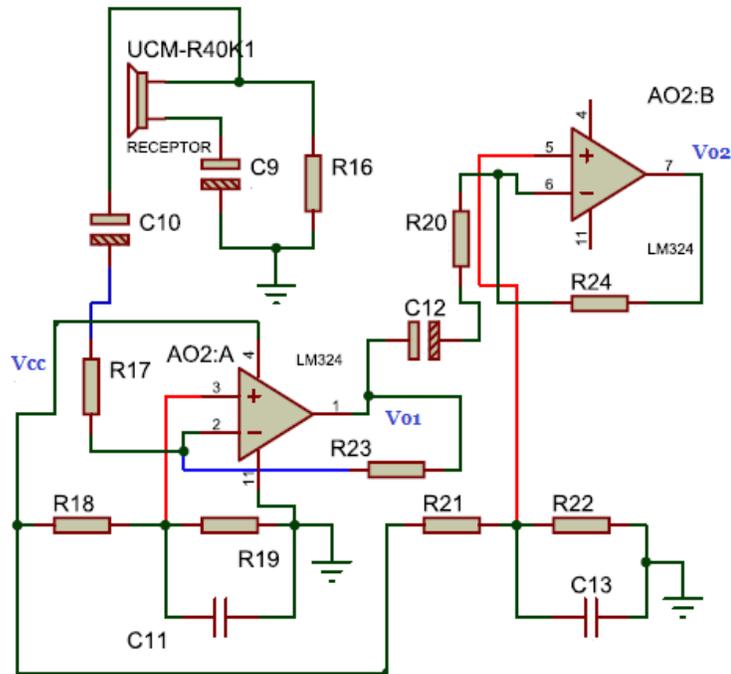
$$A_v = \frac{R_{23}}{R_{27}} = \frac{2.2[M\Omega]}{10[k\Omega]} = 220$$

La siguiente etapa consta de los mismos componentes con excepción de la resistencia de retroalimentación, la cual será de 1[MΩ], con lo que la ganancia será de 100.

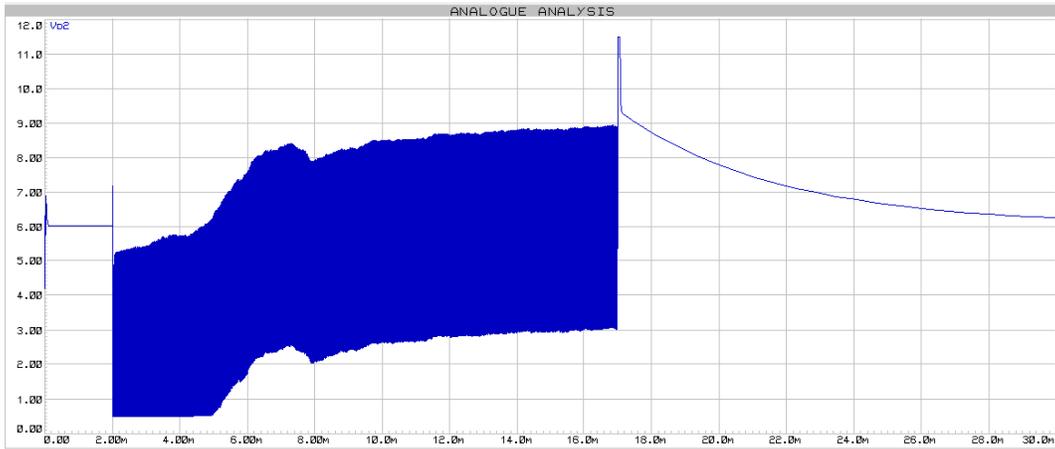
Por tanto, la ganancia será:

$$A_v = \frac{R_{24}}{R_{20}} = \frac{1[M\Omega]}{10[k\Omega]} = 100$$

Los valores de los demás componentes serán: C12=0.47 μF, C13= 0.1μF, R21=R22= 100 kΩ.



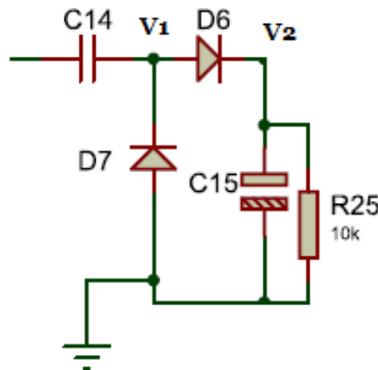
**Figura 5-25.** Circuito con las dos etapas de amplificación para el receptor ultrasónico.



**Figura 5-26.** Señal de salida Vo2 al detectarse presencia. Se ve como si fuera continua debido a que la señal es a alta frecuencia.

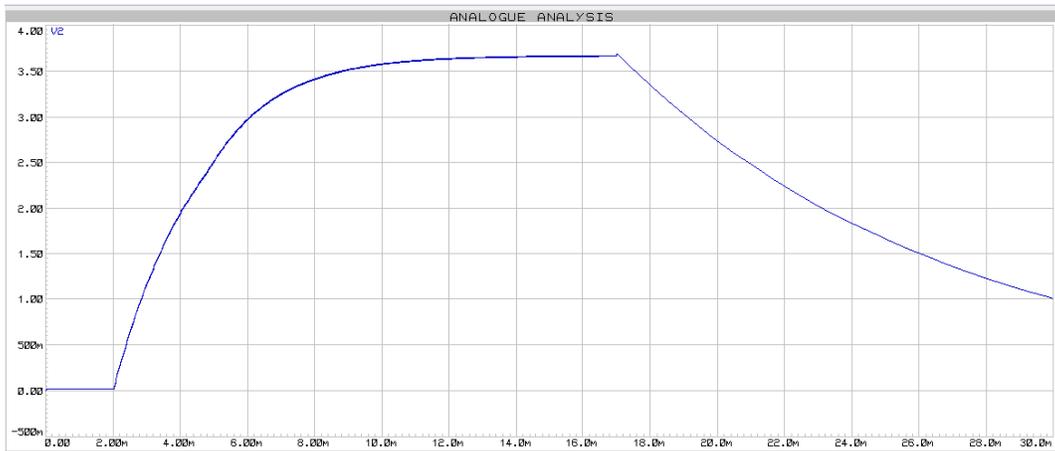
### 5.3.5 DETECCIÓN

La señal ya amplificada pasará por un detector, para esto se colocaran un diodo a la salida y otro a tierra, el objetivo de estos diodos, junto con un capacitor y un resistor es eliminar la señal de alta frecuencia y solo mantener el “contorno” o envoltente para que pueda ser detectado por un comparador.



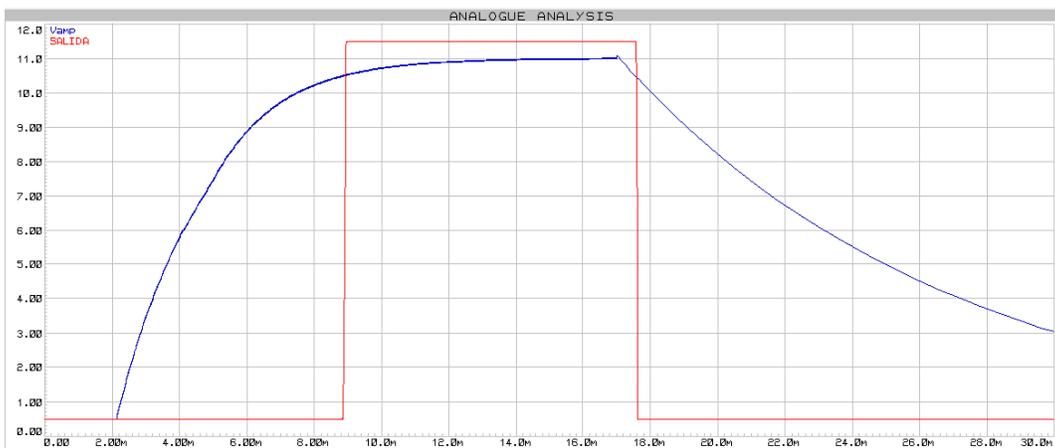
**Figura 5-27.** Circuito detector.

Mientras la tensión  $V1$  sea mayor que  $V2+0.5V$  el diodo D6 conducirá, entonces el capacitor C15 se cargara, cuando la tensión  $V1$  sea menor que la tensión  $V2+0.5V$  (capacitor cargado), el diodo D6 no conducirá, entonces el capacitor se descargará a través de R25. La forma de  $V2$  sería la mostrada en la siguiente gráfica.



**Figura 5-28.** Señal de salida del detector (V2).

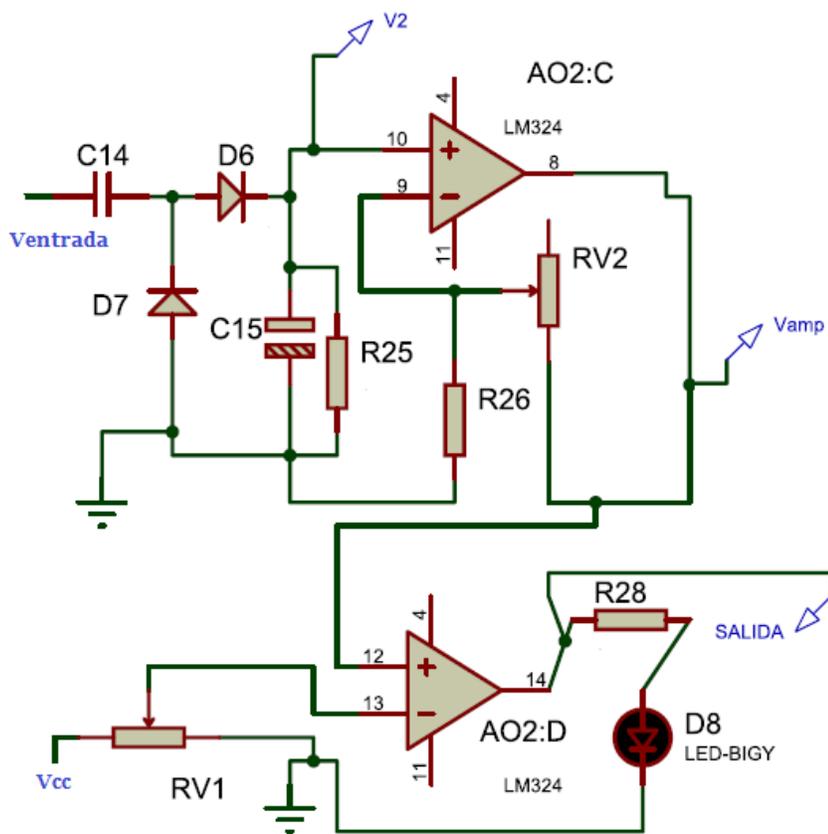
La señal mostrada en la figura anterior se amplificara con ganancia variable entre 1 y 5 para posteriormente compararla con un nivel de referencia. Este nivel de referencia es variable y su valor dependerá de que tan cerca se desee detectar la presencia. Dependiendo del nivel de tensión de referencia se podrá detectar a mayor o menor distancia, esto es debido a que al variar la distancia entre algún objeto y el sensor, la tensión Vamp (salida del amplificador) será variable también.



**Figura 5-29.** Señal amplificada Vamp (azul) y salida del comparador (rojo).

El comparador tendrá su salida en estado alto cada vez que la tensión de entrada sea mayor que la de referencia; y estará en estado bajo cuando la tensión de entrada sea menor que la de referencia. Finalmente a la salida se encuentra un LED indicador con las mismas características que el del detector PIR, por lo que el valor del resistor limitador de corriente será de 1 k $\Omega$ .





**Figura 5-30.** Circuito amplificador final con ganancia variable (AO2:C) y comparador.

### 5.3.6 CIRCUITO COMPLETO

El circuito final es el mostrado en la siguiente figura, la tensión no regulada proviene del filtro de rizado del circuito central y es regulado mediante un regulador de 12 V.

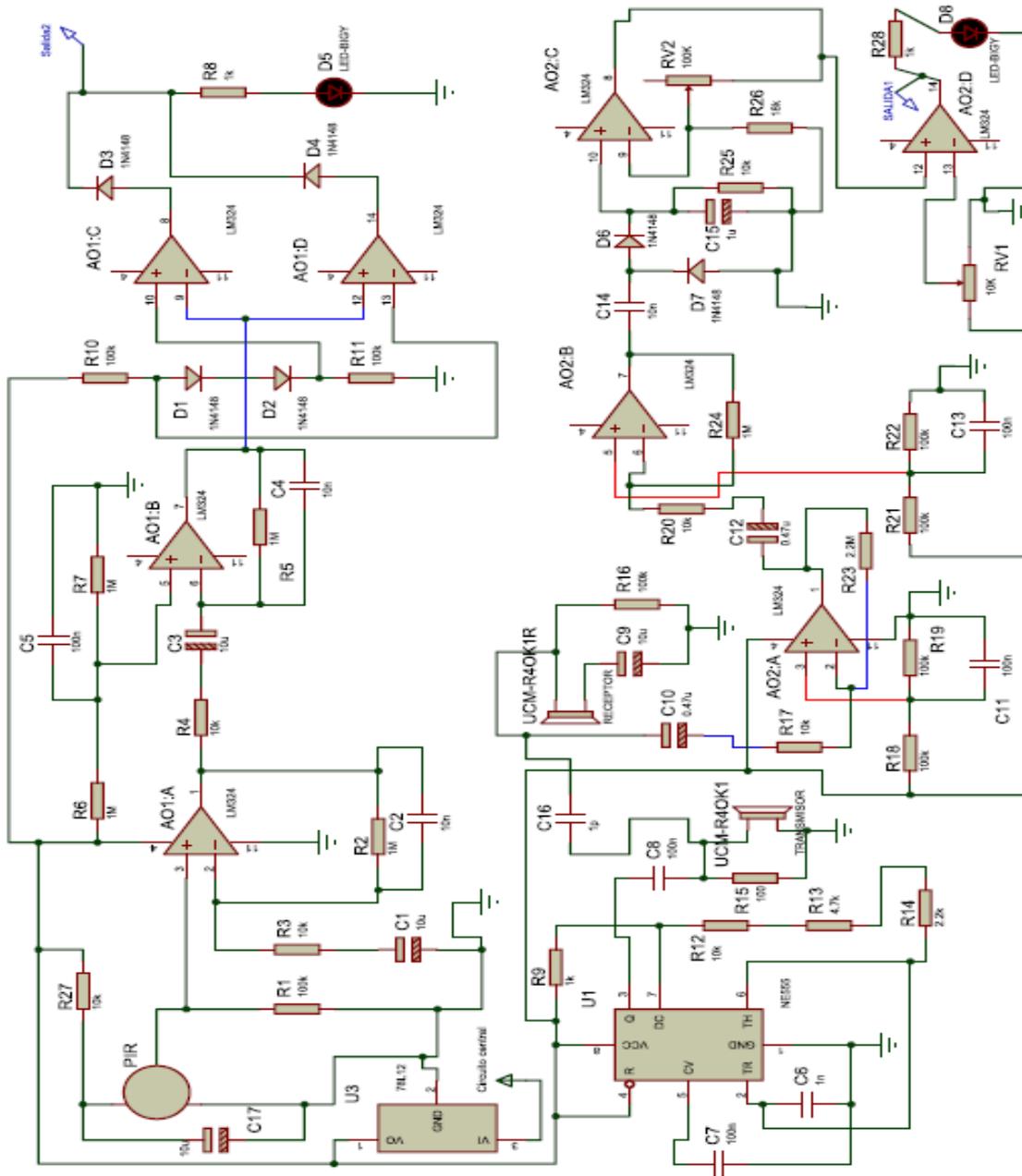


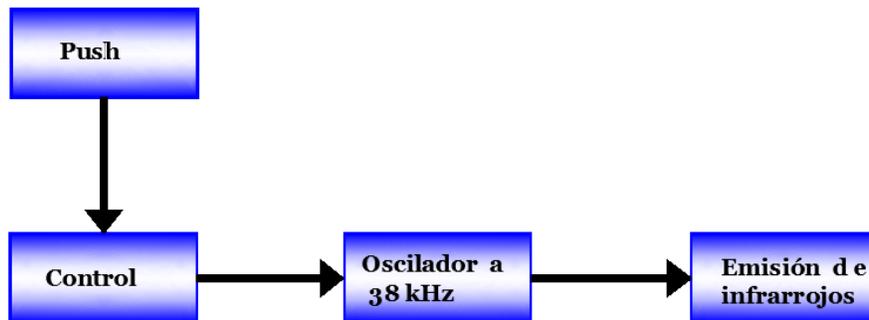
Figura 5-31. Circuito completo para el detector de presencia.



## 5.4 CIRCUITO DE TRANSMISION

Para controlar las lámparas por un medio inalámbrico, se requiere un dispositivo de transmisión ya sea con infrarrojos o RF. En este caso en particular se empleó la transmisión mediante infrarrojos debido al bajo costo de los componentes y para la aplicación en cuestión resulta adecuada.

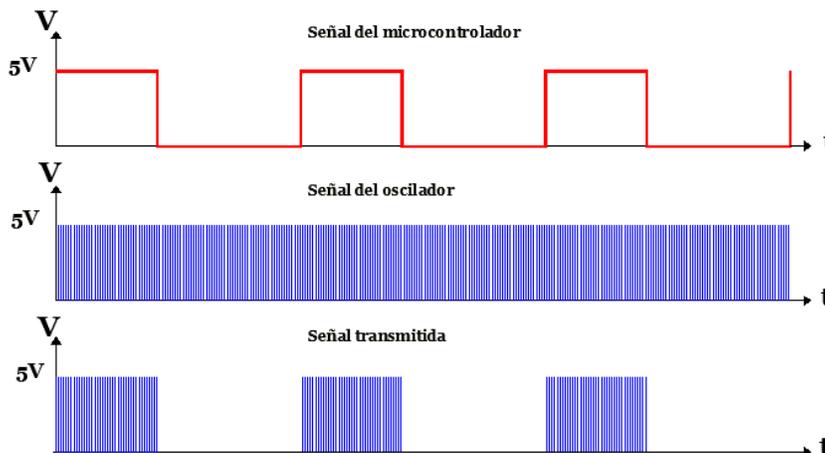
Las señales transmitidas tienen que estar moduladas a 38 kHz debido a que el circuito receptor tiene un filtro pasa banda, que solo permite el paso de señales alrededor de esta frecuencia. Esta señal será transmitida mediante un fotodiodo.



**Figura 5-32.** Diagrama de bloques para el transmisor.

### 5.4.1 CONTROL

El control será llevado a cabo por un microcontrolador Pic 12 F683, con firmware cargado como Picaxe 08 m. El microcontrolador estará encargado de recibir la orden por medio de tres push, una vez recibida la orden de activación el microcontrolador mandará el dato, solo se puede presionar un push a la vez. La forma de transmitir los datos será habilitando y deshabilitando el oscilador, de esta forma se obtiene la señal modulada a 38 kHz como se aprecia en la siguiente figura.

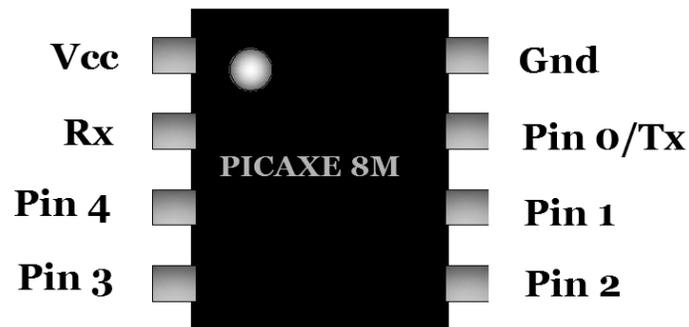


**Figura 5-33.** Señal de salida del microcontrolador, señal producida por el oscilador y señal transmitida a través del diodo.



La codificación empleada para transmitir los datos es por medio del ancho de pulso, así para al mandar una instrucción se enviaran pulsos de un ancho determinado de acuerdo a la señal enviada. Los anchos de pulso manejados son 3, 50 y 100 ms con lo que se podrán manejar 3 instrucciones. Estos pulsos serán transmitidos varias veces para que sean recibidos de manera adecuada por el receptor.

El programa se realizó en lenguaje basic, el cual es un lenguaje sencillo y práctico para programar estos microcontroladores. El utilizar estos microcontroladores tiene la ventaja de su sencillez, sin embargo la principal desventaja es la limitación en cuanto a memoria debido a que la mayor parte ya está ocupada por el firmware del fabricante. Para aplicaciones más complejas resulta más útil otro tipo de microcontrolador como puede ser el caso de los PIC. La configuración de los pines del Picaxe se muestra en la siguiente figura.



**Figura 5-34.** Configuración del Picaxe.

Los microcontroladores Picaxe no requieren un cargador para grabarles los programas, solo se requiere reducir la tensión proveniente del puerto serie mediante un resistor de 22 kΩ.

El programa grabado en el microcontrolador para transmitir las instrucciones es el siguiente:

```

INICIO: LET B0=0                                SE INICIALIZA B0 CON 0
        IF PIN1=1 THEN MODO                     SE REVISAS EL ESTADO DE LOS PINES
        IF PIN2=1 THEN LAMPARA1
        IF PIN4=1 THEN LAMPARA2
        GOTO INICIO

MODO:   FOR B2=0 TO 10                          SE REPITE EL CICLO HASTA QUE B2 SEA 10
        PULSOUT 0,3                             SE ENVIA UN PULSO CON ANCHO DE 3 ms POR EL PIN 0
        PAUSE 2                                 RETRASO DE 2 ms
        NEXT B2
        GOTO INICIO

LAMPARA1: FOR B2=0 TO 10
        PULSOUT 0,50                            SE ENVIA UN PULSO CON ANCHO DE 50 ms POR EL PIN 0
        PAUSE 2
        NEXT B2
        GOTO INICIO

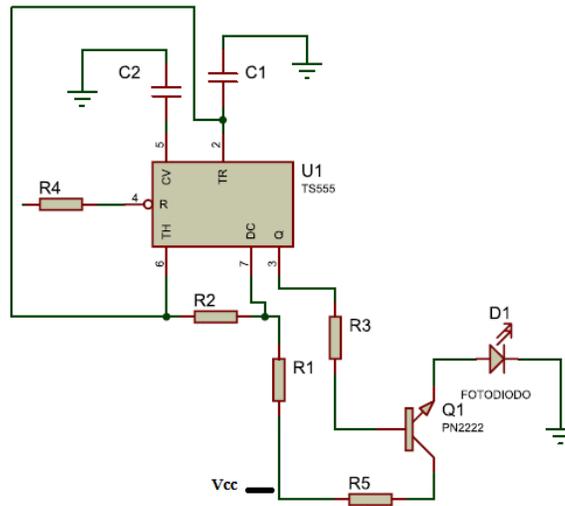
LAMPARA2: FOR B2=0 TO 10

```





Para transmitir las señales provenientes del picaxe se utiliza un Ne 555. El Ne 555 generará una señal cuadrada cercana a 38 kHz. EL circuito 555 tiene un pin para habilitación (4), este pin conectado a la salida pin 0 del Picaxe permite que la señal cuadrada de 38 kHz solo este presente cuando el Picaxe mande señal de activación.



**Figura 5-36.** Configuración para obtener la señal deseada y circuito de activación del fotodiodo.

Para el cálculo de la frecuencia se tiene:

$$t_A = 0.693(R1 + R2)C1$$

$$t_B = 0.693(R2)C1$$

$$F = \frac{1.44}{(R1 + 2R2)C1}$$

Si  $R2 = 18 \text{ k}\Omega$  y  $C1 = 1 \text{ nF}$

$$F = \frac{1.44}{(R1 + 2R2)C1}; \quad R1 = \frac{1.44}{f1(C1)} - 2R2;$$

$$R1 = \frac{1.44}{38 \times 10^3 (1 \times 10^{-9})} - 2(18 \times 10^3) = 1.89 [\text{k}\Omega]$$

Escogiendo un valor de  $1.5 \text{ k}\Omega$  se tiene la frecuencia:

$$F = \frac{1.44}{(1.5 [\text{k}\Omega] + 2(18 [\text{k}\Omega])) [1 \text{ nF}]} = 38.4 [\text{kHz}]$$



La salida del oscilador se conecta con un transistor para poder hacer circular corriente suficiente al fotodiodo para que pueda alcanzar la distancia deseada. De las especificaciones para el fotodiodo IR 383, se sabe que la corriente máxima que soporta son 100 mA y la tensión es de 1.5 V.

En la figura anterior se observa la configuración del transistor PN 2222, el cual funcionará como interruptor. Considerando que la tensión de salida del 555 es de 5 V y con base en las especificaciones del fotodiodo, se calcularán los valores de R5 y R3.

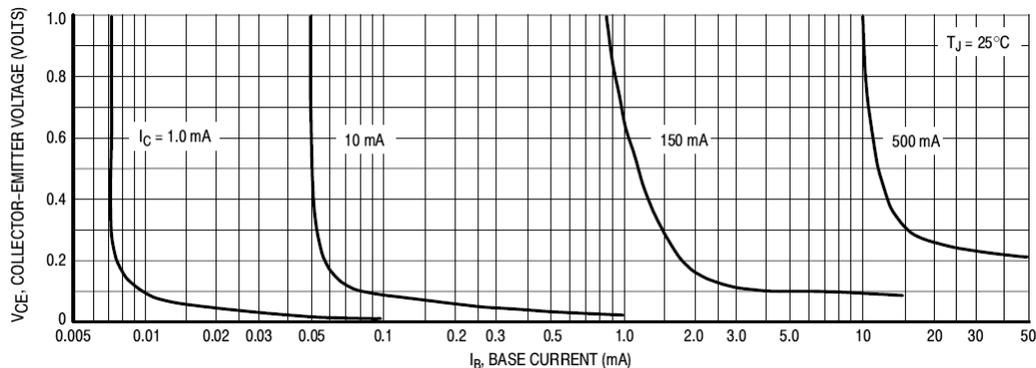
El comportamiento del transistor en la zona de saturación para el transistor pn2222 se muestra en la 5-36. De acuerdo a la figura, para el punto de saturación y considerando la corriente máxima del fotodiodo (100 mA), se tiene aproximadamente 0.1 V, con lo que se tiene:

$$V_{CC} = V_{R5} + V_{CE} + V_{D1}$$

$$V_{R5} = V_{CC} - V_{CE} - V_{D1} = 5 - 0.1 - 1.5 = 3.4[V]$$

Si la corriente máxima que puede circular por el fotodiodo es 100 mA, entonces el valor mínimo para R5 será:

$$R_5 = \frac{V_{R5}}{I}; \quad R_5 = \frac{3.4[V]}{100[mA]} = 34[\Omega]$$



**Figura 5-37. Comportamiento del PN 2222 en la región de saturación.**

Sin embargo, la corriente que circularía con el resistor de 34  $\Omega$  no sería 100 mA debido a que la forma de la señal de corriente es cuadrada. La corriente que circula por el resistor y por tanto por el fotodiodo durante todo el periodo de la señal cuadrada es la corriente RMS.

La forma de la señal de corriente máxima es:  $i(t) = 0.1[A]$  para  $0 < t < t_a$ ;  $0$  para  $t_a < t < T$

Por lo tanto  $I_{RMS}$ , a partir de su definición será :

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$$



$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{t_A + t_B} \left[ \int_0^{t_A} (0.1)^2 dt + \int_{t_A}^{t_B} (0)^2 dt \right]}$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{t_A + t_B} [(0.1)^2 t_A]}; \quad t_A + t_B = \frac{1}{F} = \frac{1}{38.4[kHz]} = 26.04[\mu s]$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{t_A + t_B} [(0.1)^2 0.693(R1 + R2)C1]}$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{26.04[\mu s]} [(0.1)^2 0.693(1.5[k\Omega] + 18[k\Omega])1[nF]]} = 72.038[mA]$$

Si se considera la corriente máxima de 100 [mA] , pero en este caso RMS se tiene:

$$i = \sqrt{\frac{t_A + t_B}{t_A} [I_{RMS}^2]}$$

$$i = \sqrt{\frac{26.04[\mu s]}{13.513[\mu s]} [100[mA]^2]} = 138.81[mA]$$

Por lo que el valor mínimo para R5 es:

$$R_5 = \frac{3.4[V]}{138[mA]} = 24.63[\Omega]$$

Por lo tanto un valor de 33  $\Omega$  para R5 resulta adecuado.

Mientras que para R3 se tiene lo siguiente:

Para la saturación se tiene que cumplir la condición:  $I_B > \frac{I_{CSAT}}{\beta_{DC}}$

$$I_B > \frac{138[mA]}{100}; \quad I_B > 1.38[mA]$$

De la rama de la base se tiene:

$$5[V] = I_B R_3 + V_{BE} + V_{D1}$$

$$R_3 = \frac{5 - V_{BE} - V_{D1}}{I_B}$$

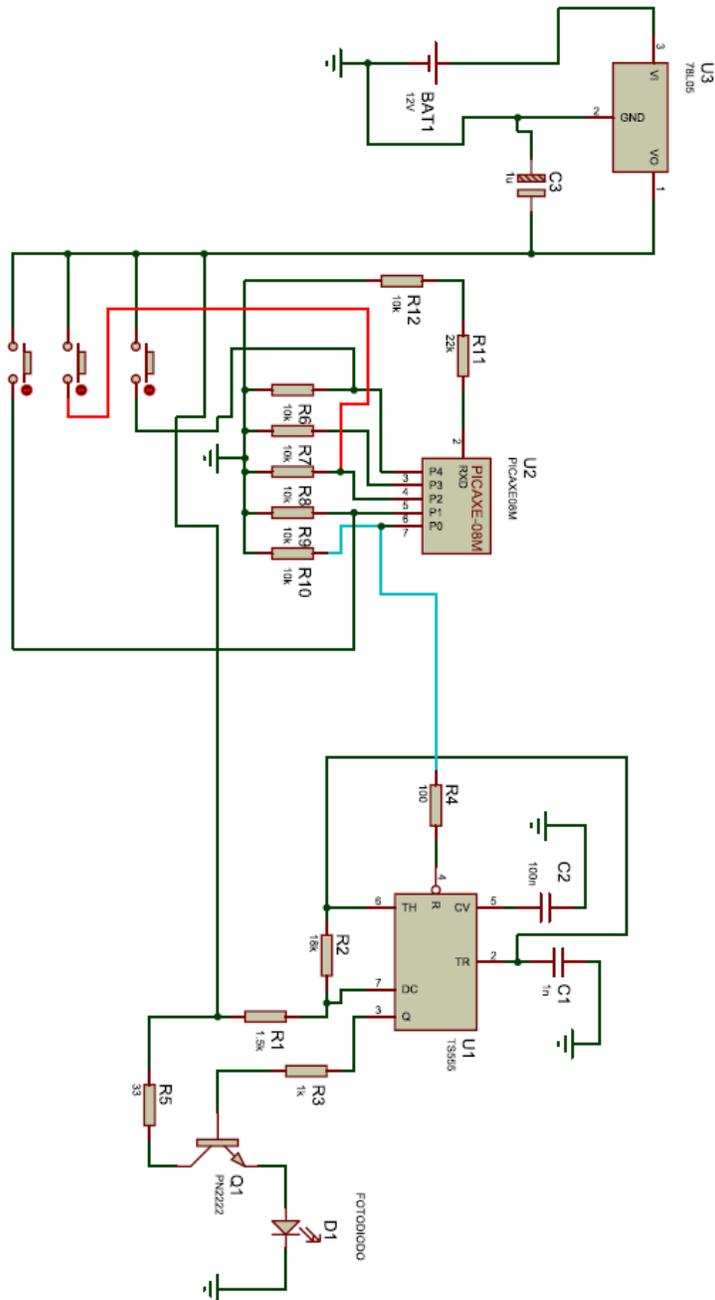
$$R_3 = \frac{5[V] - 0.6[V] - 1.5[V]}{1.38[mA]} = 2.1[k\Omega]$$



Con ese valor se encontraría en el límite; para un resistor de 1 kΩ se tiene la corriente en la base del transistor siguiente:

$$I_B = \frac{2.9[V]}{1[k\Omega]} = 2.9[mA]$$

El circuito completo del control remoto se muestra en la siguiente figura



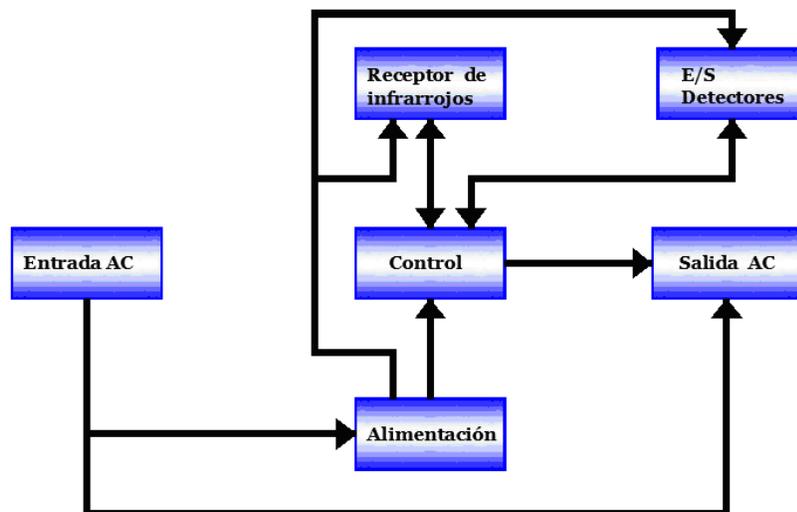
**Figura 5-38.** Circuito completo para el transmisor.



## 5.5 CIRCUITO CENTRAL

El circuito central será el encargado de recibir las señales provenientes del sensor de presencia y el detector de nivel de iluminación. El circuito de la fuente de alimentación serán integrado junto con este en una misma tarjeta, y de aquí se alimentarán los demás circuitos.

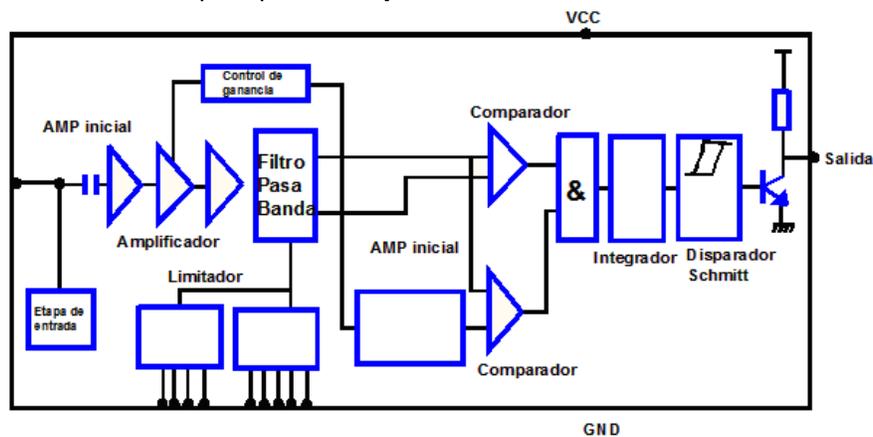
La parte fundamental de este circuito es la etapa de control, la cual será el cerebro de todo el dispositivo para lo cual se utiliza un microcontrolador con las mismas características del empleado en el transmisor. El circuito central además de estar compuesto por la fuente de alimentación, se compone del receptor de infrarrojos, etapa de control y etapa de potencia.



**Figura 5-39.** Diagrama de bloques para el circuito central.

### 5.5.1 RECEPTOR DE INFRARROJOS

La base para esta etapa es el circuito es el receptor de infrarrojos LF 1838B. En la siguiente figura se observan los bloques que constituyen este circuito.

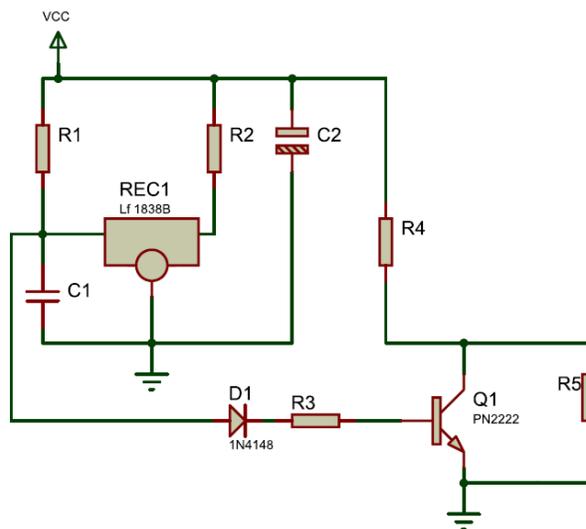


**Figura 5-40.** Diagramas de bloques del LF 1838b.



Como se observa en el diagrama de bloques, el circuito Lf 1838b tiene los elementos necesarios para acondicionar la señal. La función del circuito es recibir la señal proveniente de un transmisor infrarrojo, la cual tiene que estar a 38 KHz para que pase a través del filtro paso banda, ya que este tiene una frecuencia central de 38 kHz. Posteriormente tiene un demodulador, la función es recuperar la señal original que se envía con una portadora de frecuencia de 38 k Hz. La importancia de recibir señales solo a esta frecuencia es porque así se eliminan las señales indeseadas como podría ser la luz.

Viendo el circuito como un bloque se tiene que mientras se reciba señal a 38 kHz, a la salida del circuito receptor se tendrá un estado alto; cuando no se reciba señal a 38 kHz, la salida del receptor infrarrojo estará en estado bajo.



**Figura 5-41.** Circuito receptor de infrarrojos.

En la figura 5-40 muestra la configuración del receptor de infrarrojos. Cuando la salida del Lf 1838 no reciba señal infrarroja, en la salida habrá una tensión cercana a Vcc, cuando no se reciba señal el transistor interno del Lf 1838 estará en saturación con lo que la salida será cercana a 0 V. Con el diodo D1 se obliga a que la tensión para que circule corriente a través de D1 sea mayor a 0.6 V.

En lo que respecta al arreglo con el transistor de conmutación, cuando no circule corriente por R3, en el colector existirá una tensión  $V_x$  formada por el divisor de tensión de R4 y R5.

$$V_x = V_{CC} \frac{R5}{R4 + R5}$$

Para asegurar que la tensión sea suficiente para ser leída como un 1 lógico por el microcontrolador se escoge una R5 10 veces mayor que R4, de tal forma:

$$V_x = 5[V] \frac{10}{1+10} = 4.545[V] ; \text{ y } R4 = 1k\Omega, R5 = 10k\Omega$$



Para que el transistor se sature se tiene la condición  $I_B > \frac{I_{CSAT}}{\beta_{DC}}$ , en este caso la corriente de saturación es la que circula por R4. Por R5 prácticamente no circulara corriente debido a que la resistencia es mucho mayor que la que existe entre el colector y emisor del transistor.

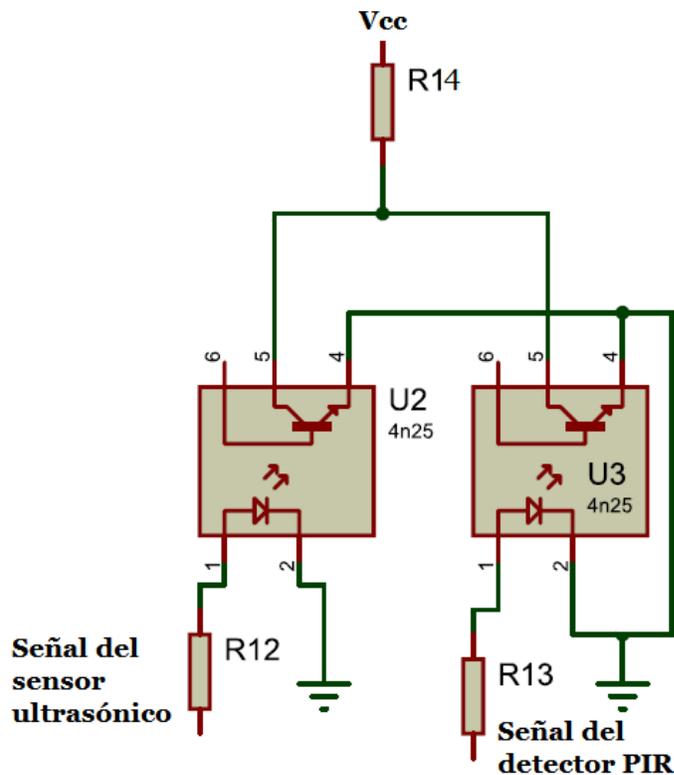
$$I_{CSAT} = \frac{V_{CC}}{R4}$$

$$I_{CSAT} = \frac{5[V]}{1[k\Omega]} = 5[mA]$$

Como la beta del transistor es aproximadamente 100, entonces la corriente necesaria para que se sature el transistor es de 50[μA]. Con un resistor de 10 [kΩ] se obtiene una corriente mayor a 50[μA] con lo que asegura la saturación.

## 5.5.2 CONTROL

El control será llevado a cabo por el mismo microcontrolador utilizado en el circuito transmisor. Este circuito controlara tanto entradas como salidas. Las entradas son las provenientes de los sensores, para el caso del sensor de movimiento se utilizarán opto acopladores para poder introducir sin problemas señales mayores a 5 V. Las salidas son las señales para la actuación de los relevadores.



**Figura 5-42.** Circuito para la recepción de las señales provenientes de los sensores.



En la figura 5-41 se muestra la configuración de los opto acopladores. De las hojas de especificaciones, la tensión del diodo emisor es 1.18 V y la máxima corriente de entrada 60 mA, con base en estos datos y sabiendo que la señal proveniente de los detectores es de 12 V se tiene:

$$12[V] = I(R12) + Vd$$

$$R12 = \frac{12[V] - 1.18[V]}{60[mA]} = 180[\Omega]$$

Este valor es el valor mínimo que debe tener el resistor, por lo que resulta adecuado utilizar uno de 1 k $\Omega$ , para la cual se tendría la siguiente corriente de entrada:

$$I = \frac{12[V] - 1.18[V]}{1[k\Omega]} = 10.82[mA]$$

Esta corriente es adecuada para activar el diodo emisor del opto acoplador.

Referente a R14 tiene el mismo valor que R1 calculado anteriormente debido a que tienen la misma función. Las señales tomadas por medio de los sensores son recibidas por el microcontrolador, en base a los parámetros programados se efectuara una determinada acción.

Las principales características que deberá tener el funcionamiento del microcontrolador serán:

- Una vez recibida la señal del detector de presencia y si el sensor de nivel de iluminación manda una señal en alto, deberá existir un retardo para que no se estén prendiendo y apagando las lámparas frecuentemente.
- Cuando se controlen las lámparas por medio del control remoto, deberán ser ignoradas las señales de los sensores.
- Cuando se esté utilizando el control, deberá existir una opción para que el dispositivo funcione de manera automática.
- Para el caso del detector de nivel de iluminación, antes de ser tomada en cuenta la señal proveniente de él, se deberá tener un retraso y posteriormente, verificar si la señal inicial del sensor sigue siendo la misma, esto es con el fin de evitar la activación por sombras o nubes pasajeras.
- En el pin 0 y pin 1 estarán las salidas, en el pin 2 llega la señal del sensor de nivel de iluminación, en el pin 3 llega la señal del control remoto y finalmente en el pin 4 llega la señal del detector de presencia.

El programa grabado en el microcontrolador para la función del control y que cumplirá con las características antes descritas es el siguiente:

```
INICIO:      LET W0=0  →  INICIALIZACIÓN DE VARIABLES
             LET W1=0
             LET W2=0
             LET B7=0
             LET B8=0
```



```

AUTOMATICO:  LOW 1  → INICIALMENTE LAS LÁMPARAS ESTAN APAGADAS
              LOW 0
              GOSUB PASO → IR A SUBROUTINA PASO
              IF PIN2=1 THEN ACTIVAR → PIN2 ES 1 CUANDO HAY SEÑAL DE LA
              GOTO AUTOMATICO          FOTOCELDA

ACTIVAR:     INC W0
              IF W0 =20000 THEN PRESENCIA→1 MINUTO(POR RETRASO DE
              INSTRUCCIONES Y RETRASO DE DE 1 ms)
              PAUSE 1
              GOSUB PASO →PARA VER SI HAY SEÑAL DEL CONTROL REMOTO
              GOTO AUTOMATICO

PRESENCIA:   IF PIN4= 0 THEN ACPRESENCIA → VERIFICA QUE EXISTA SEÑAL DE
              IF PIN2=0 THEN INICIO      SENSOR DE PRESENCIA
              GOSUB PASO
              GOTO PRESENCIA

ACPRESENCIA: HIGH 1  → SI SE DETECTA PRESENCIA, SE ACTIVAN LAMPARAS
              HIGH 0  PONIENDO LAS SALIDAS EN ALTO
              IF PIN2=0 THEN INICIO → REGRESO A INICIO SI NO HAY SEÑAL
              IF PIN4=0 THEN ACPRESENCIA
              GOSUB PASO
              FOR B7=1 TO 14 → PARA GENERAR UN RETRASO 16 MINUTOS
              HIGH 1  → SALIDAS 0 Y 1 EN ALTO
              HIGH 0
              GOSUB PASO
              IF PIN2 =0 THEN INICIO
              IF PIN4=0 THEN ACPRESENCIA
              FOR W1 =1 TO 20000 →ESTE CICLO ANIDADO EN EL ANTERIOR DA COMO
              HIGH 1            RESULTADO LOS 16 MINUTOS
              HIGH 0            → MIENTRAS TRANSCURREN LOS CICLOS SE CONTINUAN
              IF PIN2 =0 THEN INICIO VERIFICANDO LAS SEÑALES DE SENSORES
              IF PIN4=0 THEN ACPRESENCIA Y DEL CONTROL REMOTO
              GOSUB PASO
              PAUSE 1
              NEXT W1 →SE INCREMENTA W1 Y SE REGRESA AL PRINCIPIO DEL CICLO
              NEXT B7 →SE INCREMENTA B7 Y SE REGRESA AL PRINCIPIO DEL CICLO
              LOW 1  →CUANDO TERMINAN LOS CICLOS LAS SALIDAS SE PONEN EN
              LOW 0  ESTADO BAJO (LÁMPARAS APAGADAS)
              GOTO INICIO

PASO:        IF PIN3=1 THEN MANUAL →ESTA SUBROUTINA VERIFICA SI SE PRESIONA
              RETURN              ALGUNA TECLA DEL CONTROL

MANUAL:      PULSIN 3,1,W2 → RECIBIR UN PULSO EN ESTADO ALTO POR PIN 3
              IF B8=1 THEN APAGAR Y SE ALMACENA EN W2 EL ANCHO DEL PULSO
              SELECT CASE W2      → SE VE LA LONGITUD DEL ANCHO DE PULSO
              CASE 80 TO 130      → SI EL ANCHO DE PULSO ESTA ENTRE 80 Y 130
              LET B8=1            B8 TOMA EL VALOR DE 1 Y SE PONE EN
              HIGH 0              → SE PONE EN ALTO LA EL PIN 0
              WAIT 1
              GOTO MANUAL
              CASE 35 TO 70
              LET B8=1
              HIGH 1
              WAIT 1
              GOTO MANUAL
              CASE 10 TO 20
              GOTO INICIO → CON ESTA INSTRUCCIÓN SE REGRESA AL INICIO(SE
              ELSE          ENTRA EN MODO AUTOMÁTICO)
              GOTO MANUAL
              END SELECT

APAGAR:      SELECT CASE W2
              CASE 80 TO 130      DE ACUERDO AL ESTADO DE B8 SE DECIDE SI SE
              LET B8=0            → ACTIVAN O DESACTIVAN LAS SALIDAS
              LOW 0
              WAIT 1

```



```

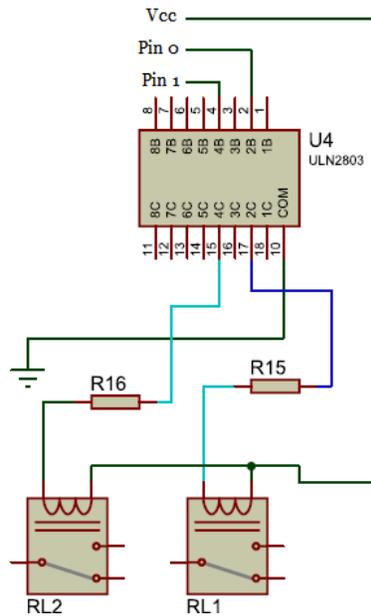
GOTO MANUAL
CASE 35 TO 70
LET B8=0
LOW 1
WAIT 1
GOTO MANUAL
CASE 10 TO 20
GOTO INICIO
ELSE
GOTO MANUAL
END SELECT

```

### 5.5.3 ACOPLAMIENTO CON AC

Las salidas del microcontrolador solo proporcionan tensiones continuas y de 5 V. Para activar las lámparas fluorescentes se requiere alimentación de corriente alterna a 127 VRMS. Para realizar este acoplamiento se utilizarán relevadores los cuales son dispositivos electromecánicos que son activados con señales de CD y actúan sobre sistemas con otro nivel de tensión. Los relevadores utilizados soportan 10 A a 127 VRMS. Mientras que para la activación se requiere una corriente nominal de 72 mA.

Para proporcionar esta corriente se utilizará un circuito integrado que contiene arreglos Darlington con lo cual se incrementa la corriente que proporciona el microcontrolador.



**Figura 5-43.** Circuito para la activación de los relevadores.

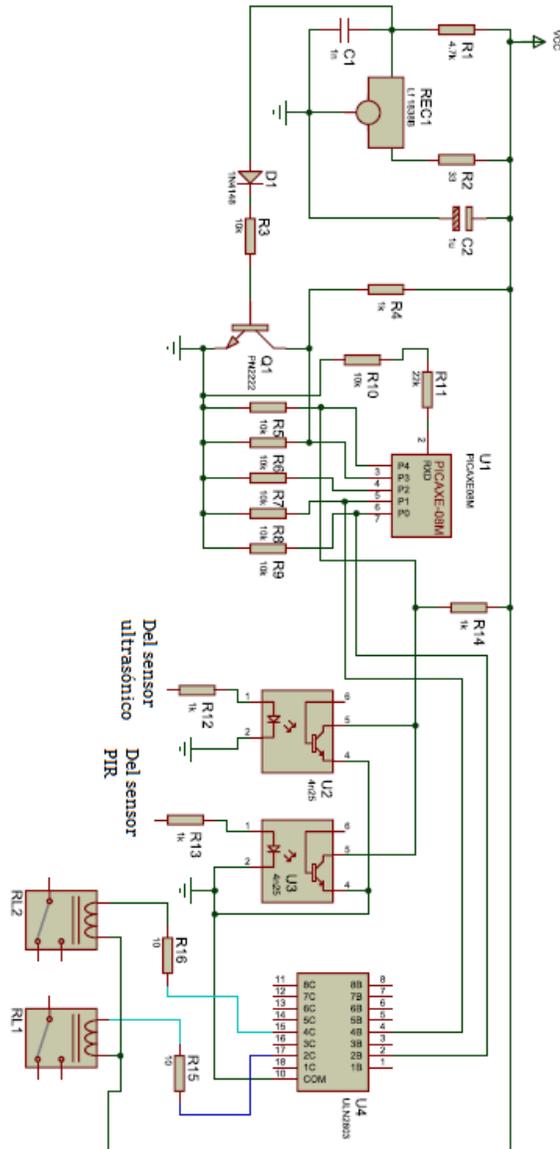
R16 y R17 se utilizan para reducir al mínimo la corriente suministrada al relevador; el relevador funciona adecuadamente hasta con 60 mA. La resistencia de la bobina es de 69  $\Omega$ , con valores de 10  $\Omega$  para R16 y R17 la resistencia se aumenta a 79  $\Omega$ . Para este valor, y con la tensión de entrada de 5 V se tiene la siguiente corriente:

$$I = \frac{5[V]}{79[\Omega]} = 63.29[mA]$$



La parte de Ac se conectara en el pin normalmente abierto, de tal forma cuando el relevador sea activado, el circuito de AC, que será conectado a los balastros, quedará cerrado.

El circuito completo del control central se muestra en la siguiente figura.



**Figura 5-44.** Circuito completo para el circuito central.

## 5.6 CARACTERÍSTICAS Y ESPECIFICACIONES

El dispositivo de control para su funcionamiento requiere que se cumplan ciertas características tanto en lo referente a su alimentación para su funcionamiento, como para el manejo de cargas conectadas. Dichas características se muestran en la siguiente tabla.



ALIMENTACIÓN	
TENSIÓN DE OPERACIÓN	127 [V AC ]
FRECUENCIA	60 [Hz]
CONSUMO CON OPERACIÓN DE LÁMPARAS	5 [W]
CONSUMO SIN OPERACIÓN DE LÁMPARAS	3 [W]

CARGA	
CORRIENTE MAXIMA	9 [A]

SENSOR DE PRESENCIA TECNOLOGIA DUAL	
FRECUENCIA DE OPERACIÓN	40 [KhZ]
DISTANCIA MÁXIMA	3[m]
ÁNGULO DE COVERTURA	60°
DISTANCIA MÁXIMA PARA DETECTAR MOVIMIENTOS LIGEROS	1[m]
SEÑAL DE SALIDA	12 [V]

DETECTOR DE NIVEL DE ILUMINACIÓN	
SEÑAL DE SALIDA	5[V]

CONTROL REMOTO	
DISTANCIA MÁXIMA (EN LUGARES CERRADOS)	5 [m]
TENSIÓN DE OPERACIÓN	9 [VDC]
FRECUENCIA DE OPERACIÓN	38 [KhZ]

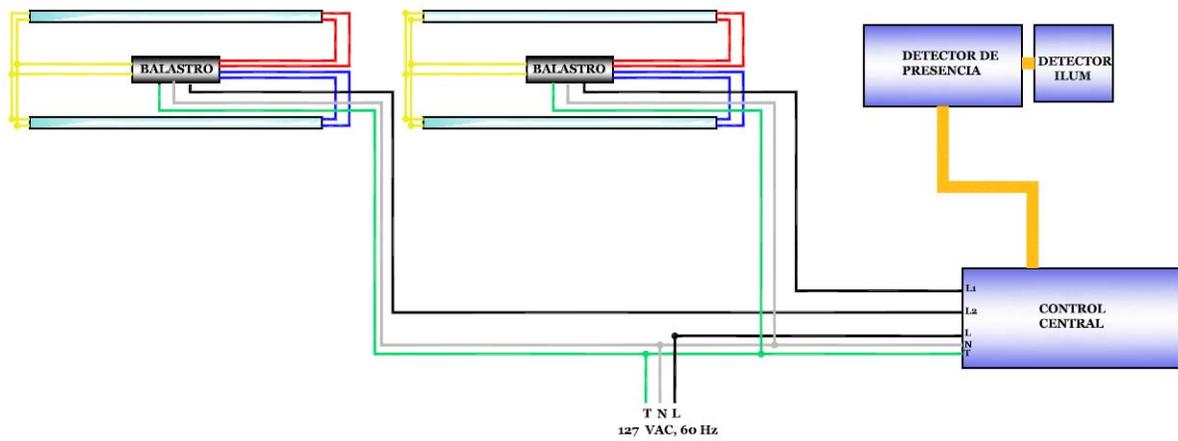
**Tabla 5-1. Especificaciones del circuito de control.**

La forma en que se debe conectar el dispositivo de control al sistema de iluminación se muestra en la figura 5-44. La conexión del balastro a las lámparas puede variar dependiendo del tipo de lámpara y/o balastro utilizado, de cualquier forma en las terminales indicadas como L1 y L2 siempre va el conductor de fase del balastro.

La precaución que se debe tener en cuenta siempre es no utilizar el dispositivo de control para interrumpir la señal entre el balastro y la lámpara, ya que no fue diseñado para ese fin y ocasionaría problemas en el balastro.

En el dispositivo de control es posible conectar otros tipos de cargas, en cuyo caso el conductor a interrumpir debe ser siempre el de fase, nunca de deberá interrumpir con el conductor neutro.





**Figura 5-44.** Diagrama de conexión del dispositivo de control.