

Tecnológico de Costa Rica

Taller de Diseño Analógico

Proyecto de aplicación #1

Profesor

Ing. Juan Carlos Jimenes Robles

Participantes

Fabián Villegas Bonilla

Ronald Duarte Barrantes

Josué Hernández Medina

Semestre 2, 2024

Índice

Diseño de la solución	3
Diseño de rectificador de onda completa y pulsos	3
Diseño del generador de señal de sierra	3
Diseño del comparador	3
Diseño del control	3
Diseño de medidor de luces con ADC	3
Alimentación.....	3
Diseño de la potencia	4
Diseño del botón	4
Captura, simulación y análisis	5
Prototipo	9
PRUEBAS de funcionamiento del prototipo	11
Conclusiones	12
Bibliografías y referencias.....	12
Anexos	13
Circuitos.....	13
Simulaciones	15
Hojas de datos	16
Materiales.....	17

Diseño de la solución

Diseño de rectificador de onda completa y pulsos

En este apartado no hubo problemas en cuanto a la instalación del circuito en la protoboard, pero si hay un margen de mejora en cuanto a los anchos de pulsos generados por el detector del cruce por cero, ya que este tiene un ancho de $600\mu s$, pero no es un cambio importante para implementar, simplemente una observación si se quiere refinar el funcionamiento de este.

Diseño del generador de señal de sierra

Para este circuito se tomó en cuenta el circuito propuesto por Coughlin, R. F., & Driscoll, F. F., 1998, p. 164. A dicho circuito se le eliminó la parte donde se utiliza el amplificador operacional 3018 debido a que este se encarga de generar los pulsos necesarios para conseguir la señal de dientes de sierra. En este caso, los pulsos ya se generaban en el detector de cruce por cero (visto anteriormente). De esta manera, se generó la onda de dientes de sierra para la respectiva generación de la señal PWM.

Diseño del comparador

Para el diseño del comparador se pensó en la amplitud máxima de la señal de sierra, con esto en mente se sacó el voltaje total en la entrada no inversora por medio de un divisor de tensión con un potenciómetro seleccionado de $5k\Omega$ que daría el voltaje máximo de amplitud de la sierra para obtener el valor de la resistencia faltante. Para el divisor de tensión se pensó en utilizar un voltaje de entrada de 12V y para alimentar el amplificador que era el voltaje esperado en la salida del transformado, además de escoger. La ecuación para obtener el V_{max} es el siguiente:

$$8 = \frac{12 * 5k}{R_1 + 5k} \quad (X)$$
$$R_1 = 2.5k \quad (X)$$

Diseño del control

El control funciona correctamente, no se pretende hacer cambio alguno.

Diseño de medidor de luces con ADC

Para el diseño del medidor de luces con ADC se pensó primero en un voltímetro, pero no aplicaba por la falta del ADC, por lo que se buscó un circuito que cumpliera con las necesidades de convertir el voltaje el voltaje que entraba en la fuente de luz. Por lo que se decidió usar un componente ADC0804 que convertiría el voltaje de entrada en bits que aumentaría dependiendo de cuanta luz le entra al sistema visto por Enrique Pacheco (2016).

Primero para que el ADC funcionara necesitaba un circuito que ingresara unos pulsos a una de la entrada para crear el reloj para los cambios de bits, por lo que se usó el NE555P en su forma astable para generar esos pulsos y una frecuencia de 10kHz como se nos pidió. Con esto datos se decidió utilizar un R_a de 1k y un capacitor de 1uF para el cálculo de frecuencia se usó la siguiente ecuación:

$$10k = \frac{1.44}{1uF(1k + R_b)}$$

Después con este valor ya establecido se conectó a las patillas necesarias. A los voltajes de referencia se conectó directamente la salida del fotodiodo de modo que detectara cuanta luz había en el sistema y en las salidas unos diodos que entre más prendido significara que había más luz.

Alimentación

Al principio cuando se intentó conectar todo el sistema se tuvo problemas con el voltaje, ya que se caía la tensión en varias partes del sistema por lo que la solución que tuvimos fueron varios

reguladores de voltaje de 12V y 5V que permitían un valor de voltaje específico para ciertas partes. Con esto se consiguió alimentar correctamente partes que de otro modo no hubiera sido posible. Cabe destacar que el circuito utilizado para cada regulador fue tomado de la aplicación típica brindada por la hoja de datos de los reguladores utilizados. Además, se tomó en cuenta el uso de un capacitor para obtener una señal de corriente directa y así poder usar este valor como entrada para los reguladores. Por otro lado, se consideró un diodo a la entrada del filtro para proteger al transformador de corrientes en la dirección contraria que lo puedan dañar.

Diseño de la potencia

Para el diseño de este circuito se tomó como base el propuesto por Jara, C. A., 2012, p. 1. Esto se tomó en cuenta debido a que se debía aislar la parte de control de la parte donde estaba el bombillo por la alta potencia. De esta manera, se evitaba que la parte de control sufriera algún daño.

Diseño del botón

Para el botón de apagado del sistema, este se realizó correctamente y el funcionamiento del 74LS76, fue óptimo al momento de realizar la conmutación necesaria encargada de generar las señales que permite el cambio de estado en el relee, por lo cual no hay mejora alguna al momento de realizar el botón.

Captura, simulación y análisis

En cuanto a los resultados experimentales, estos fueron hechos mediante el uso del software de Multisim, generando las siguientes graficas mediante la utilización del osciloscopio.

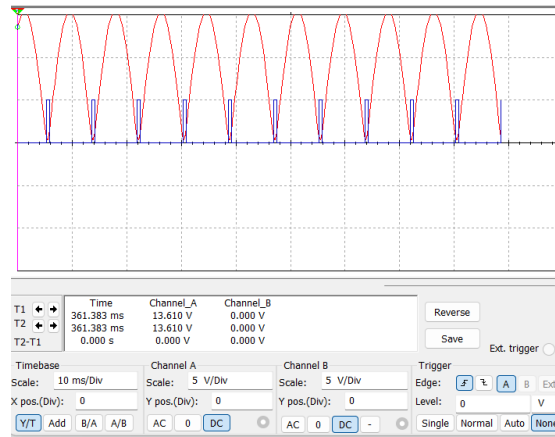


figura 1. Simulación del rectificador de onda completa y detector de cruce por cero

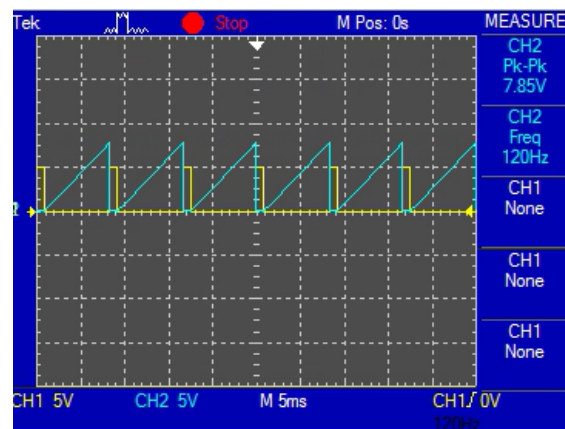


figura 2. Generación de diente de sierra a partir de los pulsos

En primera instancia en la figura 1 con la gráfica de color rojo, se nota el funcionamiento del rectificador a la salida del puente de diodo, en esta grafica se nota que la frecuencia de la onda rectificada es de 120 Hz y presenta una amplitud de $16 V_p$, esto valores son esperados, ya que la frecuencia de una onda rectificada es el doble de la frecuencia de la onda original y como se estaba conectando al tomacorriente, se sabe que esta entrega $120 V_{rms}$ a 60 Hz y al utilizar un transformador se pretende disminuir el voltaje de $12 V_{rms}$, por lo cual los valores en Multism se acercan a los valores teóricos que deberían dar.

En la figura 1 en la gráfica color azul, se puede observar el comportamiento de los pulsos generados por el detector de cruce por cero, el cual tiene un ancho de pulso de $540 \mu s$ y una amplitud de $1.38 V_p$, esto se hizo mediante la utilización de optoacoplador encargado de generar un ciclo de trabajo constante cercano al 100%, pero sin llegar a este valor, posteriormente de utiliza una compuerta lógica Nand que invierte el valor de señal de la salida del cruce por cero, proporcionando los pequeños pulsos que se ven en la fig.1 y las resistencias permiten tener una mayor sensibilidad en con respecto al cruce por cero al aumentarlas en valor.

Por otro lado, en la figura 2 se muestra la generación de la señal de dientes de sierra a partir de los pulsos. Es importante señalar que la distancia entre las rampas dependía del ancho de los pulsos; por ende, estos se diseñaron para que tuvieran el mínimo ancho posible y así conseguir que la distancia entre las rampas no sea elevada. Esta señal fue una de las entradas del comparador que

generaba la señal PWM, donde se manejaba un nivel de referencia por medio del control manual y automático para controlar el ciclo de trabajo de la señal PWM.

Adicionalmente, la rampa generada tenía una frecuencia de 120 Hz y una amplitud de 7,85 V; por lo tanto, el nivel de comparación no debía de superar este valor debido a que se iba a perder la forma usual de una onda PWM. Esto se tomó en cuenta a la hora de finalizar el diseño para cumplir con el requerimiento del ciclo de trabajo establecido.

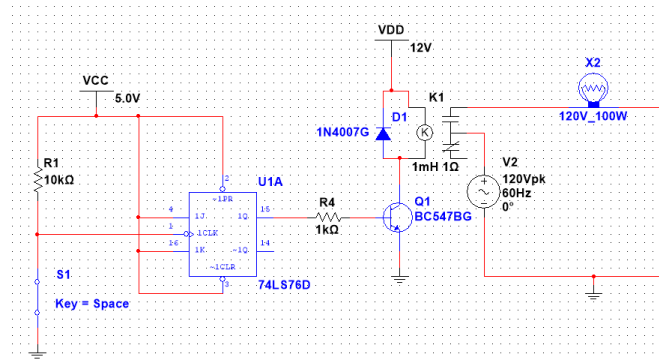


figura 3. Botón de emergencia

En la figura 3 se visualiza el botón de emergencia utilizado, el cual implementa un Flip Flop JK 74LS76D, que permite cambiar el estado en las entradas Q1, ya a su vez acciona el transistor y permite utilizar un relé como conmutador y así poder encender y apagar el circuito en caso de requerirlo.

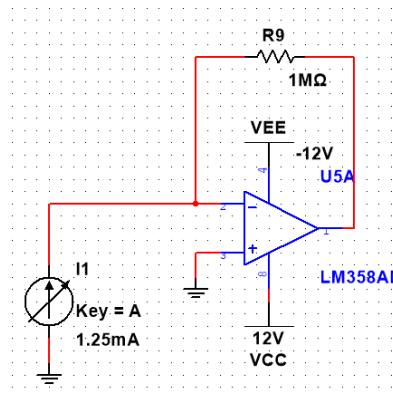


figura 4. Sensor de luz

En la figura 4 se nota el sensor de luz utilizado, en este caso se aproxima el funcionamiento del fotodiodo BPW24R, el funcionamiento radica en amplificar el voltaje que otorga el fotodiodo a la entrada y amplificarlo mediante la resistencia R_9 , teniendo en cuenta la siguiente fórmula $V_{out} = -I_p \cdot R_9$, el menos es debido a la configuración inversora del amplificador operacional.

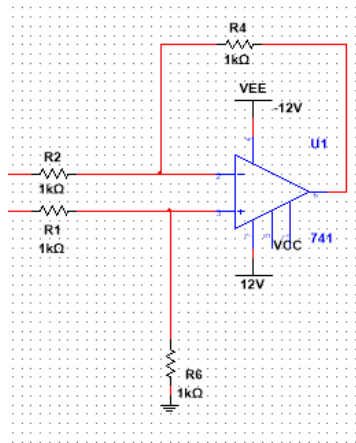


figura 5. Sumador

En la figura 5 se nota en funcionamiento del sumador utilizado para la parte automática del sistema, en donde se suma el voltaje dado por el control manual y el voltaje otorgado por el sensor de luz, que aumenta el voltaje de referencia que se va utilizar en el comparador, haciendo que el PWM disminuya a medida que haya más luz.

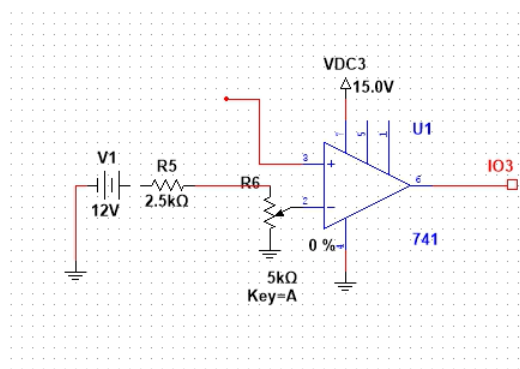


Figura 6. Controlador de voltaje y comparador

En la figura 6 se muestra la simulación que controlara la manera manual el pulso de PWM lo que le cambiará la cantidad de luz que tenga el bombillo y que dará un voltaje de referencia cuando es el sistema este automático.

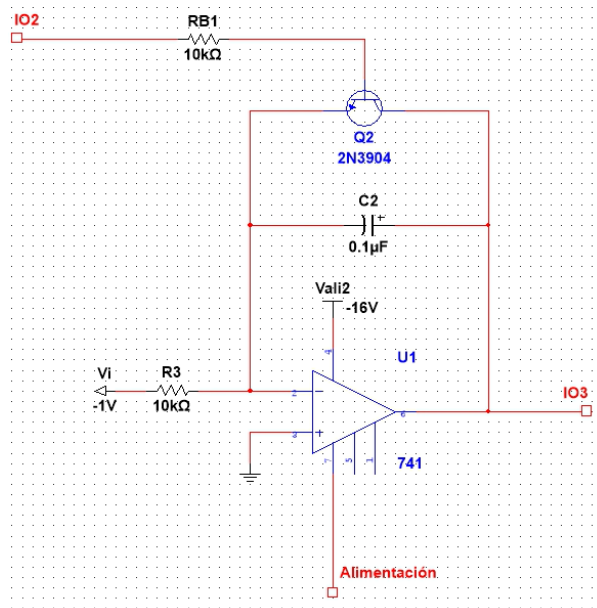


figura 7. Generador de dientes de sierra

En la figura 7 se muestra el circuito simulado que genera la onda de dientes de sierra a partir de la señal de pulsos que ingresan en la entrada denominada como “IO2”. En este caso, como ya se ha mencionado, se debía considerar el ancho de los pulsos ya que este iba a determinar el espacio que hay entre una sierra y la siguiente.

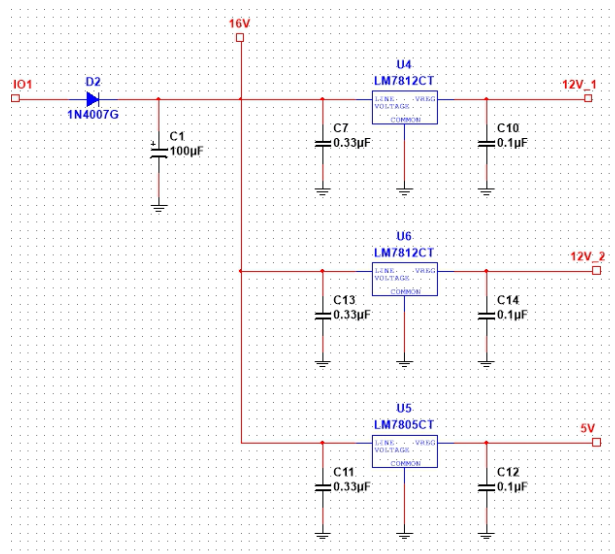


figura 8. Circuito de filtro simulado

En la figura 8 se muestra la simulación del circuito de filtro que se encarga de alimentar los diferentes circuitos que se utilizaron. En este caso la señal rectificada de onda completa entra por el pin denominado “IO1” y de ahí, por medio del capacitor, se obtiene una señal de corriente directa de 16 V. Posteriormente, se utilizó este valor como entrada de los reguladores para obtener las alimentaciones necesarias de 12 y 5 V.

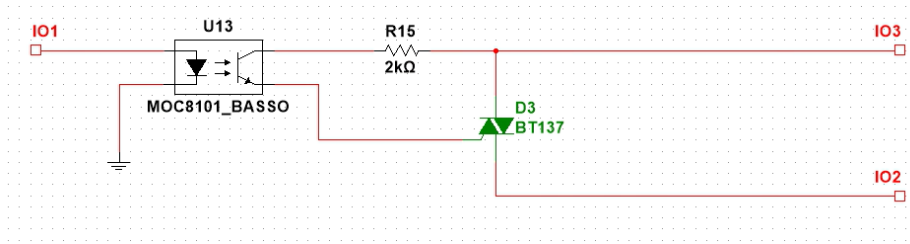


figura 9. Circuito simulado del control de potencia

En la figura 9 se muestra el circuito simulado del control de potencia que se encargaba de separar el control de la parte de alta potencia. Con esto se evitaba que la parte de control sufriera algún daño si esta se conectaba directamente a la siguiente etapa. Cabe destacar que el modelo del optotriac que se colocó en la simulación no fue el que se utilizó en la implementación física, debido a que el modelo SPICE del componente utilizado (MOC3021) no fue encontrado.

Prototipo

La figura 3 es como se ve todo el sistema generador de pulsos, que controla la luz, además la parte de potencia y las figuras 10, 11, 12, 13, 14, 15 y 16 son las partes del circuito ya instalados en una protoboard y probados en laboratorio.

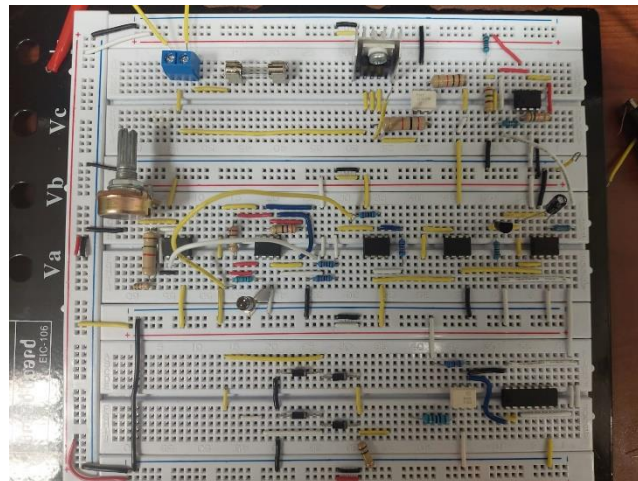


figura 10: Circuito generador PWM, control y potencia

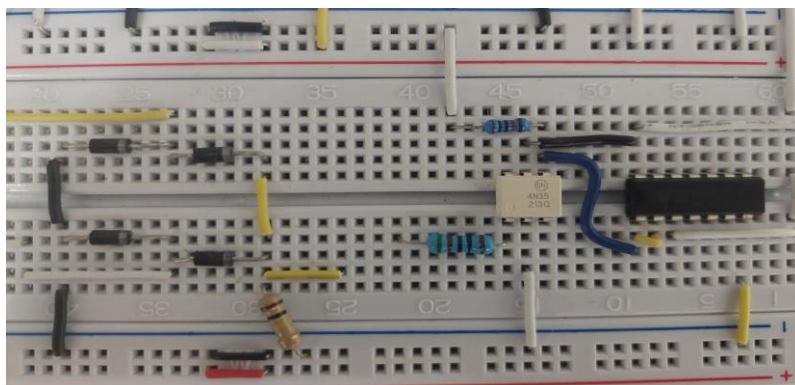


figura 11: Circuito rectificador de onda completa y generador de pulsos.

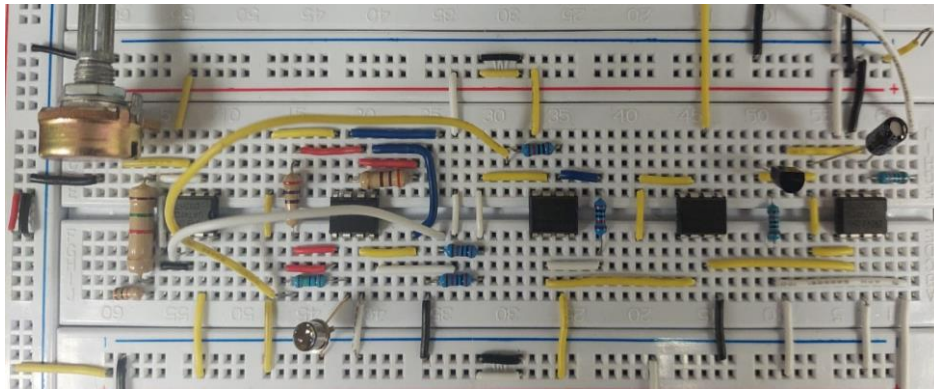


figura 12: Control automático y manual.

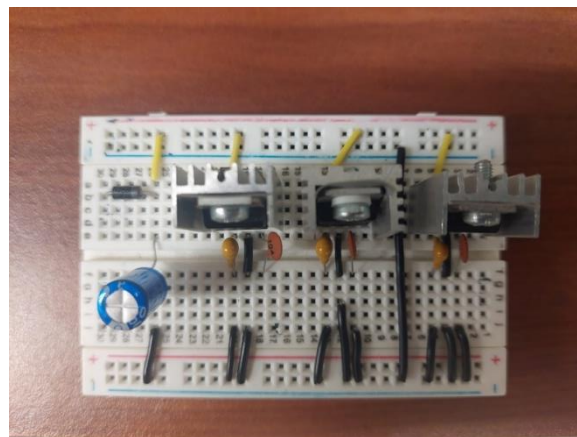


figura 13: Control de alimentación.

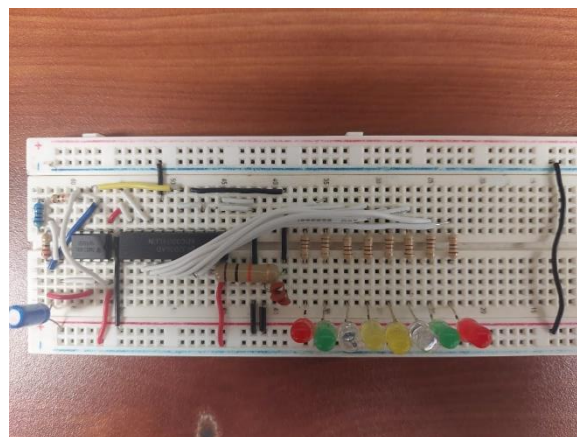


figura 14: Circuito medidor digital de Luz mediante ADC.

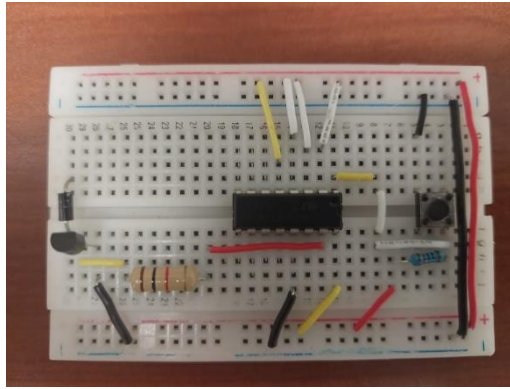


figura 15: Botón de emergencia.

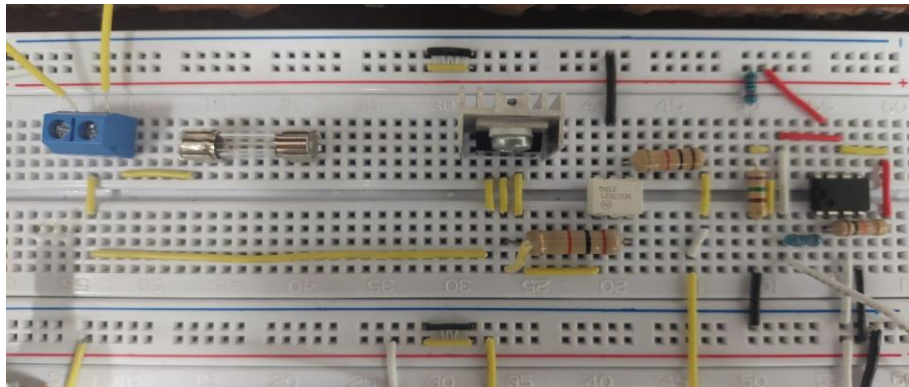


figura 16: Circuito de potencia y atenuador de voltaje.

PRUEBAS de funcionamiento del prototipo

En la figura 17 se puede notar la onda de dientes de sierra generada y la señal de PWM correspondiente. En este caso, se esperaba que el ciclo de trabajo aumentara o disminuyera manualmente o de forma automática con el fotodiodo. De esta manera, se podía variar la intensidad del bombillo utilizado. Asimismo, tal y como se muestra en la figura 17, se obtuvo la señal PWM y el comportamiento de su ciclo de trabajo fue el esperado; es decir, se pudo controlar la intensidad del bombillo de manera manual y automática, esto debido a la utilización de un comparador que se encarga de tomar el voltaje de entra en la patilla inversora y la compara con la señal en la entrada no inversora generando los cambios en el PWM (Boylestad & Nashelsky, 2009, pp. 712), cabe recalcar que hubo un margen de mejora con el fotodiodo, cuando se aplicaba poca luz no había un aumento importante en el ciclo de trabajo del PWM, proporcionando una sensibilidad baja en lugares oscuros y en cuanto a lugares iluminados funcionaba correctamente, esto se puede ver en la figura 18 d), en donde la intensidad de luz enciende los led's.

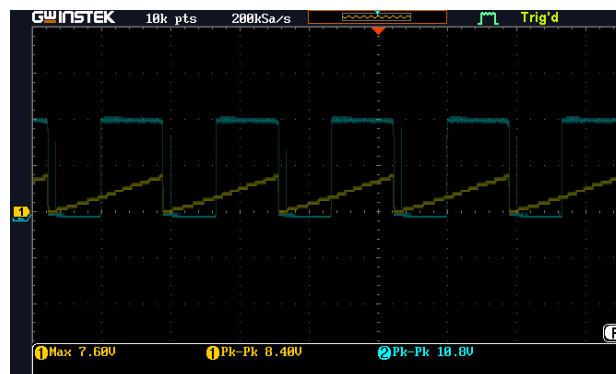
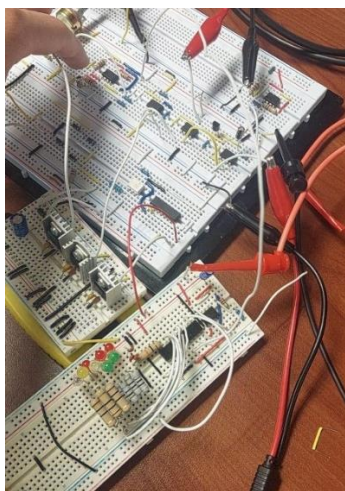
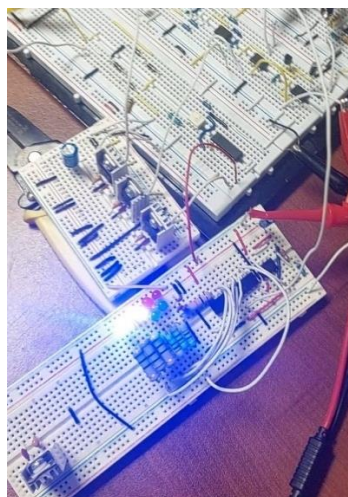


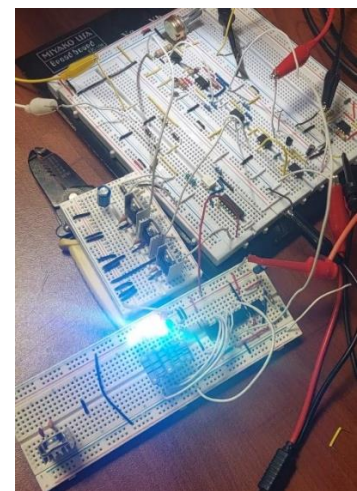
figura 17: PWM y señal de rampa de salida del circuito



a) Circuito medidor de luz sin brillo



b) Circuito medidor de luz con brillo normal



c) Circuito medidor de luz con mucho brillo

figura 18: Pruebas del medidor de luz con ADC

Como se ve en la figura 18 la pruebas de muestran que entra más luz allá hay más luces leds prendidas como se ve en la parte 18c, en estado natural 18b brilla la mitad y sin no hay luces simplemente las luces leds no brilla 18a

Conclusiones

- El circuito en su totalidad salió como se esperaba, cada una de su parte funciona como se esperaba solo que al conectarse las luces había que tener cuidado, debido a que era muy delicado y podía generar una caída de tensión.
- La parte de generar los pulsos no tuvo problema al final, el bombillo se prendía entre menos los hubiera, por lo tanto, su funcionalidad es la que se esperaba.
- En la elaboración del sensor de luz se pudo haber buscado una mejor alternativa para el funcionamiento en ambientes con poca luz.
- Se tendría que haber buscado un sistema de alimentación que funcionara con menos fuentes y así disminuir el hardware en la placa de pruebas.
- El sistema de control manual era muy sensible al voltaje de entrada por lo que había que tener cuidado

Bibliografías y referencias

Jara, C. A. (2012). *Práctica 4. Control de potencia en corriente alterna*. Rua.ua.es.

https://rua.ua.es/dspace/bitstream/10045/20856/1/LII-P4_%28Control_de_potencia_en_CA%29.pdf

Texas Instruments. (s/f). μ A741x General-Purpose Operational Amplifiers. Clvaw-cdnwnd.com.

Recuperado el 12 de agosto de 2024, de

<https://c1555f5ec9.clvawcdnwnd.com/34662fcf1f1e607c561442431023ac8e/200000129-647ec657bc/UA741%20Datasheet.pdf>

Boylestad, R. L., & Nashelsky, L. (2009). *Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*.

Enrique Pacheco, «MEDIDOR DE LUZ CON (ADC) Convertidor analógico a digital», *YouTube*. 6 de diciembre de 2016. [En línea]. Disponible en: <https://www.youtube.com/watch?v=aVDPtVSQ2qq>

Anexos Circuitos

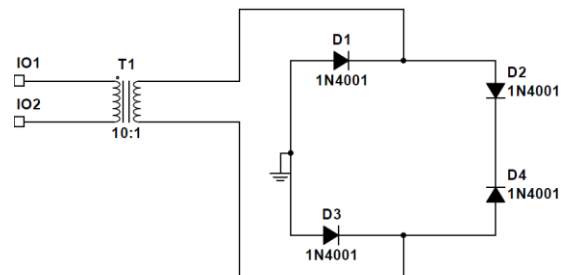


figura 19. Rectificador de onda completa

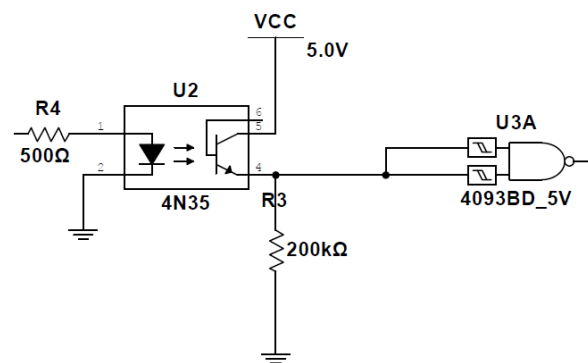


figura 20. Generador de pulsos

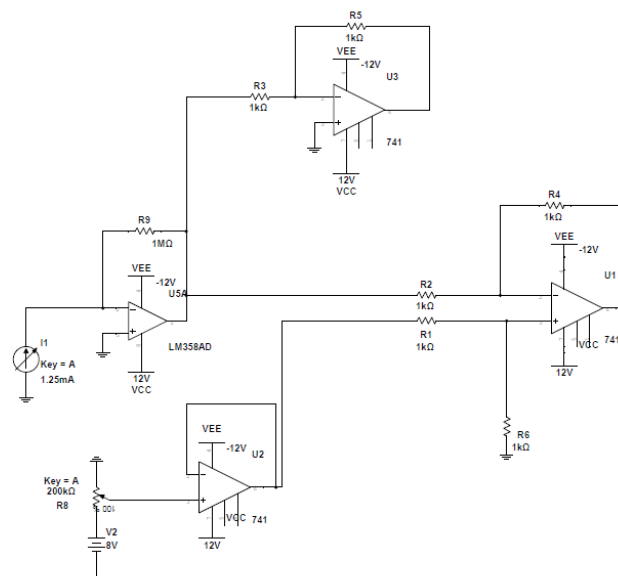


figura 21. Sumador de la parte de control de voltaje

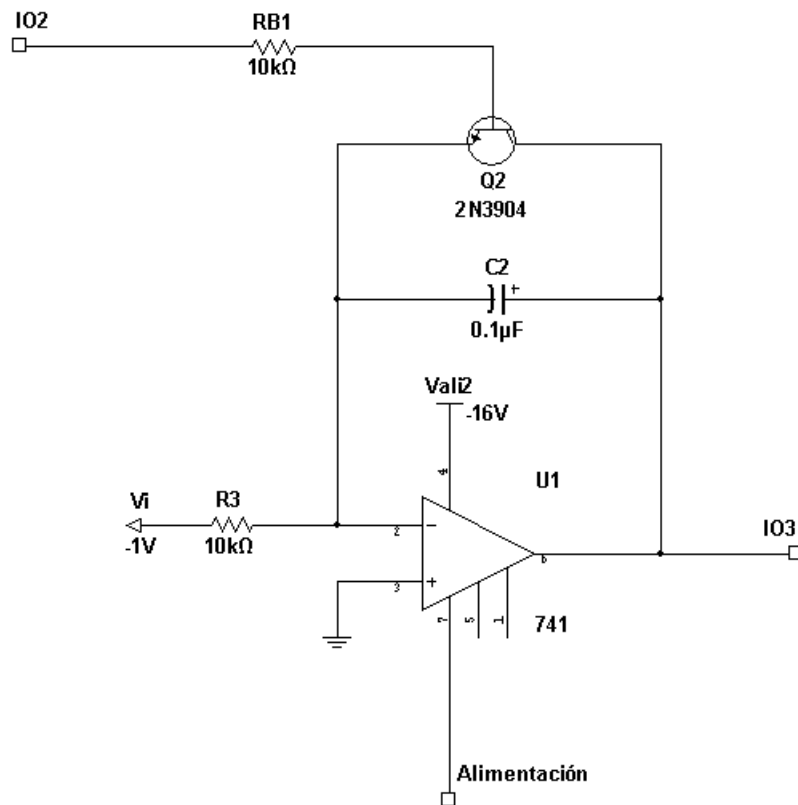


figura 22. Circuito generador de señal diente de sierra

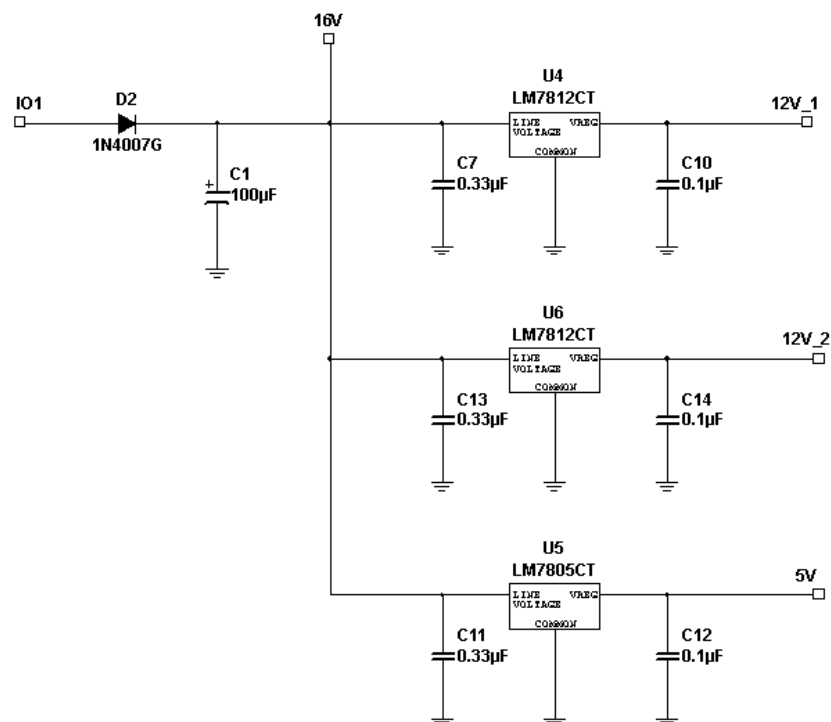


figura 23. Filtro

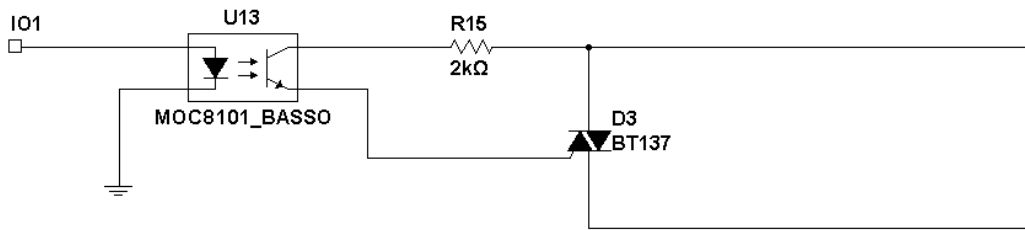


figura 24. Control de potencia

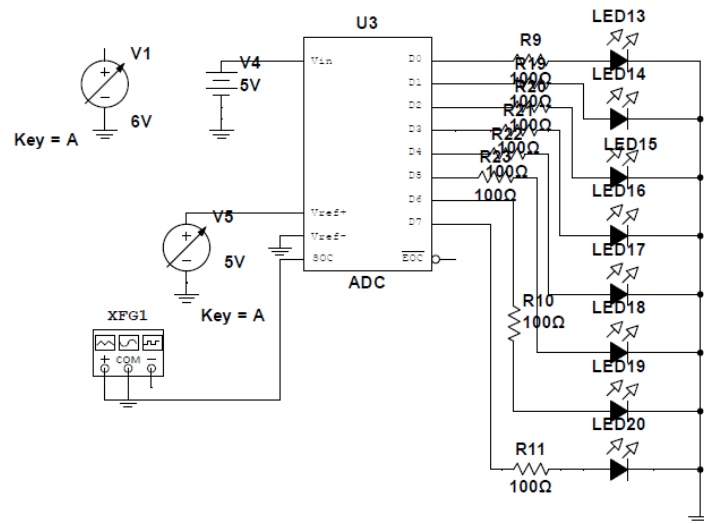


Figura 25: ACD luces

Simulaciones

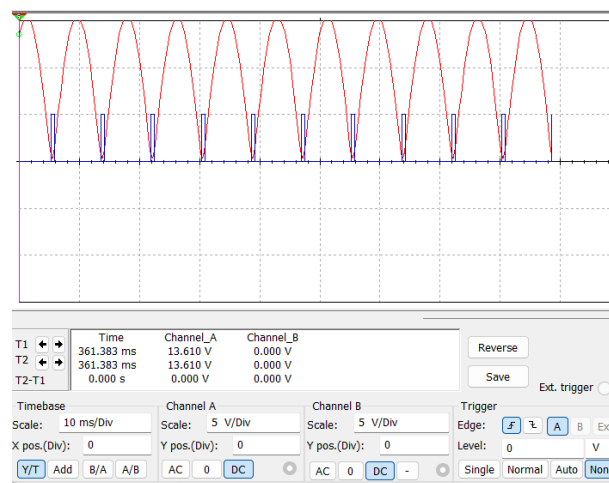


figura 26. Rectificación de onda completa y generación de pulsos simulado.

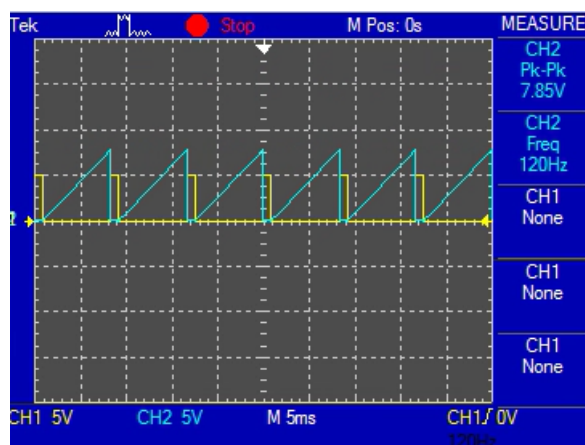


figura 27. Generación de diente de sierra a partir de los pulsos

Hojas de datos

PARAMETER	TEST CONDITIONS	$\mu A741Y$			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage		1	5	mV
$\Delta V_{IO(adjust)}$	Offset voltage adjust range		± 15		mV
I_{IO}	Input offset current		20	200	nA
I_{IB}	Input bias current		80	500	nA
V_{ICR}	Common-mode input voltage range	± 12	± 13		V
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	± 12	± 14		V
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	20	200		V/mV
r_i	Input resistance	0.3	2		M Ω
r_o	Output resistance		75		Ω
C_i	Input capacitance		1.4		pF
CMRR	Common-mode rejection ratio	70	90		dB
k_{SVS}	Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)		30	150	$\mu V/V$
I_{OS}	Short-circuit output current		± 25	± 40	mA
I_{CC}	Supply current		1.7	2.8	mA
P_D	Total power dissipation		50	85	mW

figura 28. Características eléctricas del amplificador operacional $\mu A741$.

Symbol	Parameter		Value	Unit
V _I	DC Input Voltage	for V _O = 5 to 18V	35	V
		for V _O = 20, 24V	40	
I _O	Output Current		Internally Limited	
P _{tot}	Power Dissipation		Internally Limited	
T _{stg}	Storage Temperature Range		-65 to 150	°C
T _{op}	Operating Junction Temperature Range	for L7800	-55 to 150	°C
		for L7800C	0 to 150	

figura 29. Valores máximos absolutos de los reguladores de la serie L7800

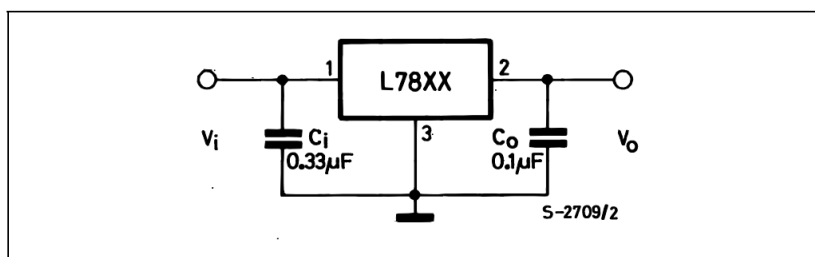


figura 30. Circuito de aplicación de los reguladores de la serie L7800.

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT	
OFFSET VOLTAGE								
V _{OS}	Input offset voltage	LM358B			±0.3	±3.0	mV	
			T _A = -40°C to +85°C		±4	mV		
	LM358BA			±2.0	±2.5	mV		
		T _A = -40°C to +85°C		±2.5	mV			
dV _{OS} /dT	Input offset voltage drift		T _A = -40°C to +85°C ⁽¹⁾	±3.5	11	µV/°C		
PSRR	Power supply rejection ratio			±2	15	µV/V		
	Channel separation, dc	f = 1 kHz to 20 kHz		±1		µV/V		
INPUT VOLTAGE RANGE								
V _{CM}	Common-mode voltage range	V _S = 3 V to 36 V		(V-)	(V+) - 1.5		V	
		V _S = 5 V to 36 V	T _A = -40°C to +85°C	(V-)	(V+) - 2		V	
CMRR	Common-mode rejection ratio	(V-) ≤ V _{CM} ≤ (V+) - 1.5 V	V _S = 3 V to 36 V		20	100	µV/V	
		(V-) ≤ V _{CM} ≤ (V+) - 2.0 V	V _S = 5 V to 36 V	T _A = -40°C to +85°C	25	316		
INPUT BIAS CURRENT								
I _B	Input bias current				-10	-35	nA	
			T _A = -40°C to +85°C ⁽¹⁾			-50	nA	
I _{OS}	Input offset current				0.5	4	nA	
			T _A = -40°C to +85°C ⁽¹⁾			5	nA	
dI _{OS} /dT	Input offset current drift		T _A = -40°C to +85°C		10	pA/°C		
NOISE								
E _n	Input voltage noise	f = 0.1 to 10 Hz			3		µV _{pp}	
e _n	Input voltage noise density	f = 1 kHz			40		nV/√Hz	
INPUT IMPEDANCE								
Z _{ID}	Differential				10 0.1		MΩ pF	
Z _{IC}	Common-mode				4 1.5		GΩ pF	
OPEN-LOOP GAIN								
A _{OL}	Open-loop voltage gain	V _S = 15 V; V _O = 1 V to 11 V; R _L ≥ 10 kΩ, connected to (V-)			70	140	V/mV	
			T _A = -40°C to +85°C		35		V/mV	
FREQUENCY RESPONSE								
GBW	Gain bandwidth product				1.2		MHz	
SR	Slew rate	G = +1			0.5		V/µs	
Φ _m	Phase margin	G = +1, R _L = 10kΩ, C _L = 20 pF			56		°	
t _{OR}	Overload recovery time	V _{IN} × gain > V _S			10		µs	
t _s	Settling time	To 0.1%, V _S = 5 V, 2-V step, G = +1, C _L = 100 pF			4		µs	
THD+N	Total harmonic distortion + noise	G = +1, f = 1 kHz, V _O = 3.53 V _{RMS} , V _S = 36 V, R _L = 100k, I _{OUT} ≤ ±50 µA, BW = 80 kHz			0.001		%	
OUTPUT								
V _O	Voltage output swing from rail	Positive rail (V+)	I _{OUT} = 50 µA		1.35	1.42	V	
			I _{OUT} = 1 mA		1.4	1.48	V	
			I _{OUT} = 5 mA ⁽¹⁾		1.5	1.61	V	
		Negative rail (V-)	I _{OUT} = 50 µA		100	150	mV	
			I _{OUT} = 1 mA		0.75	1	V	
			V _S = 5 V, R _L ≤ 10 kΩ connected to (V-)		T _A = -40°C to +85°C	5	20	mV
I _O	Output current	V _S = 15 V; V _O = V-; V _{ID} = 1 V	Source ⁽¹⁾		-20	-30	mA	
			T _A = -40°C to +85°C		-10			
		V _S = 15 V; V _O = V+; V _{ID} = -1 V	Sink ⁽¹⁾		10	20		
			T _A = -40°C to +85°C		5			
		V _O = -1 V; V _O = (V-) + 200 mV			60	100		µA
		I _{SC}	Short-circuit current	V _S = 20 V, (V+) = 10 V, (V-) = -10 V, V _O = 0 V		±40		±60
C _{LOAD}	Capacitive load drive				100		pF	
R _O	Open-loop output resistance	f = 1 MHz, I _O = 0 A			300		Ω	

figura 31. Características eléctricas del amplificador operacional LM358.

Materiales

- 5 amplificadores operacionales $\mu A741$
- 1 amplificador operacional LM358
- Una compuerta NAND
- Un transformador a 12 V y 1,5 A
- 4 diodos 1N4007
- Resistencias de distintos valores
- 1 potenciómetro
- 3 capacitores de $0.33\text{ }\mu\text{F}$ y 4 de $0.1\text{ }\mu\text{F}$
- 1 optoacoplador 4N35
- 1 optotriac MOC3021
- Un triac BT137
- 3 reguladores de voltaje (2 de 12 V y 1 de 5 V)
- 1 fotodiodo
- 1 transistor 2N3904
- 1 fusible de 4 A
- 1 pulsador
- 1 flip-flop JK 74LS76

- 4 disipadores
- 1 bombillo incandescente
- 3 protoboards
- 1 fuente de laboratorio
- 1 osciloscopio
- 1 multímetro
- Cables
- 1 ADC0804
- 1L555