



# UNIVERSIDAD DE GUANAJUATO

---

---

CAMPUS IRAPUATO-SALAMANCA  
DIVISIÓN DE INGENIERÍAS

“Generación de patrones de locomoción a través de una  
red neuronal óptica para un robot hexápodo”

**TESIS**

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:  
**INGENIERO EN COMUNICACIONES Y  
ELECTRÓNICA**

PRESENTA:

**José Rodrigo Paredes Miguel**

DIRECTORES:

**Dr. Horacio Rostro González**

**Dr. Jesús Pablo Lauterio Cruz**

---

# Dedicatoria

---

*Este trabajo se lo dedico a mis queridos padres: Sra. Felipa Miguel Baldomero y Sr. Miguel Paredes Balbino, que han sido mi más grandes pilares a lo largo de toda mi vida.*

*A mis hermanos y hermanas que siempre fueron un gran apoyo, tanto ellos como sus hijos (mis queridos sobrinos).*

*A todas aquellas personas que de una u otra forma me apoyaron y que siempre confiaron en mi.*

---

# Agradecimientos

---

*Reitero el agradecimos a mis padres que si no fuese por ellos esto no hubiese sido posible.*

*Al Dr. Horacio Rostro por su gran apoyo y confianza en este proyecto.*

*Al Dr. Jesús Pablo Lauterio por su apoyo y asesoría a lo largo de estos últimos meses.*

*Al Dr. Roberto Rojas Laguna, al Dr. Daniel Jauregui Vazquez y al Dr. Mario Alberto Ibarra Manzano por su apoyo a este trabajo.*

*A los profesores que fueron muy importantes a lo largo de mi formación académica y personal especialmente a mi muy querido profesor y amigo Francisco Javier López Martínez † por haber confiado en mi en todo momento.*

*A mis muy queridos amigos de la Estudiantina División de Ingenierías Salamanca. Una hermandad muy importante a lo largo de toda mi carrera.*

*Por último y no menos importante, agradezco a todos mis compañeros y amigos que siempre me apoyaron. Quiero destacar mi gran agradecimiento a mis queridos amigos que me acompañaron a lo largo de toda la carrera: al joven Miguel Ángel Méndez y a la joven Lorena Michel Díaz por su muy preciada amistad.*

---

# Resumen

---

En esta tesis se presenta un acercamiento de los sistemas ópticos en la ingeniería neuromórfica. A grandes rasgos se desarrolló un generador de patrones central (CPG) utilizando un microcontrolador de bajo costo y de fácil acceso (ATMEL238P), montado en la placa de Arduino Uno. El CPG desarrollado es capaz de interpretar cadenas binarias para generar señales pulsadas, capaces de controlar actuadores y posicionarlos en ángulos específicos. Se diseñaron 4 neuronas, que son una cantidad pertinente para producir movimientos síncronos para un hexápodo. Dichas neuronas son conectadas a un dispositivo que genera ondas electromagnéticas en el espectro del infrarrojo cercano (700 nm - 2500 nm). Específicamente, el dispositivo seleccionado emite en un rango desde 900 nm hasta 1000 nm, ya que por debajo de los 700 nm (luz visible), tiende a haber demasiadas pérdidas debido a la interferencia con la luz ambiental. En las telecomunicaciones es muy común implementar láseres como la fuente de radiación, pero de igual manera, se pueden utilizar diodos emisores de luz (LED), los cuales son capaces de ser modulados con frecuencias de hasta 1 GHz, que es una frecuencia pertinente para la aplicación desarrollada en ese trabajo de tesis. Por otra parte, como la luz emitida por los LEDs convencionales no es coherente y viaja en todas direcciones, resulta más sencillo confinar la luz en una fibra óptica plástica (POF), misma que será transmitida hasta un receptor óptico diseñado de acuerdo con nuestras necesidades, para traducir los pulsos de luz en señales eléctricas que interpreten los actuadores del robot.

---

# Abstract

---

This thesis presents an approach to optical systems in neuromorphic engineering. A central pattern generator (CPG) was developed using a low-cost and easily accessible microcontroller (ATMEL238P), mounted on the Arduino Uno board. The developed CPG is capable of interpreting binary strings to generate pulsed signals, capable of controlling actuators and positioning them at specific angles. Four neurons were designed, which is a relevant amount to produce synchronous movements for a hexapod. These neurons are connected to a device that generates electromagnetic waves in the near infrared spectrum (700 nm - 2500 nm). Specifically, the selected device emits in a range from 900 nm to 1000 nm, since below 700 nm (visible light), there tends to be too much loss due to interference with environmental light. In telecommunications it is very common to implement lasers as the source of radiation, but in the same way, light emitting diodes (LEDs) can be used, which are capable of being modulated with frequencies up to 1 GHz, which is a relevant frequency for the application developed in this thesis. On the other hand, as the light emitted by conventional LEDs is not coherent and travels in all directions, it is easier to confine the light in a plastic optical fiber (POF), which will be transmitted to an optical receiver designed according to our needs, to translate the light pulses into electrical signals to be interpreted by the robot actuators.

---

# Índice general

---

<b>Dedicatoria</b>	<b>II</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>III</b>
<b>Resumen</b>	<b>IV</b>
<b>Abstract</b>	<b>V</b>
<b>Índice general</b>	<b>IX</b>
<b>Lista de figuras</b>	<b>XIII</b>
<b>Lista de tablas</b>	<b>XIII</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Introducción . . . . .	1
1.2. Justificación . . . . .	2
1.3. Objetivos . . . . .	3
1.3.1. Objetivo general . . . . .	3
1.3.2. Objetivos específicos . . . . .	3
1.4. Antecedentes . . . . .	3
1.5. Planteamiento del problema . . . . .	4
1.6. Contenido de la tesis . . . . .	5
<b>2. Ingeniería neuromórfica y robots con patas</b>	<b>6</b>
2.1. Introducción . . . . .	6
2.2. Robots con patas . . . . .	7
2.2.1. Robot bípedo . . . . .	7
2.2.2. Robot cuadrúpedo . . . . .	9
2.2.3. Robot hexápodo . . . . .	9
2.3. Servomotores . . . . .	11
2.3.1. Composición de los servomotores . . . . .	11
2.3.2. Funcionamiento de los servomotores . . . . .	12
2.4. Servomotores HS-422 y HS-645MG . . . . .	13

<b>3. Generador de Patrones Centrales (CPG)</b>	<b>16</b>
3.1. Introducción . . . . .	16
3.2. Aspectos generales de los CPGs . . . . .	17
3.3. Programación del microcontrolador . . . . .	18
3.4. Interfaz gráfica de usuario (GUI) para la modulación del ancho de pulso . . . . .	28
<b>4. Fibras ópticas</b>	<b>32</b>
4.1. Introducción . . . . .	32
4.2. Estructura de la fibra óptica . . . . .	33
4.2.1. Fibras ópticas de vidrio . . . . .	33
4.2.2. Fibras de índice escalonado . . . . .	34
4.2.3. Fibras ópticas plásticas . . . . .	36
4.3. Ecuaciones de Maxwell . . . . .	37
4.4. Modos en fibras . . . . .	39
4.5. Fibras monomodo y multimodo . . . . .	42
4.5.1. Comparación entre fibras multimodo y monomodo . . . . .	42
4.6. Perdidas en fibras . . . . .	43
4.6.1. Coeficiente de atenuación . . . . .	44
4.6.2. Absorción de material . . . . .	44
4.6.3. Imperfecciones en guías de ondas . . . . .	45
4.7. Efectos ópticos no lineales . . . . .	45
4.8. FOP a utilizar . . . . .	46
<b>5. Diodo emisor de luz (LED)</b>	<b>47</b>
5.1. Introducción . . . . .	47
5.2. Funcionamiento del LED . . . . .	48
5.3. Eficiencia cuántica externa . . . . .	49
5.4. Características de los LEDs . . . . .	50
5.4.1. Relación luz-corriente . . . . .	51
5.4.2. Ancho espectral . . . . .	51
5.4.3. Respuesta temporal . . . . .	55
5.4.4. Características ópticas y eléctricas . . . . .	56
5.5. Selección del LED . . . . .	57
5.6. Arreglo de LEDs . . . . .	60
5.7. Acoplamiento de la fibra óptica a los LEDs . . . . .	61
5.8. Placa de circuito impreso (PCB) para el sistema de emisión . . . . .	62
<b>6. Receptores ópticos</b>	<b>65</b>
6.1. Introducción . . . . .	66
6.2. Características de los fotodetectores . . . . .	66
6.2.1. Eficiencia cuántica . . . . .	68
6.2.2. Capacidad de respuesta o fotorrespuesta . . . . .	70
6.2.3. Reglas de diseño de los fotodetectores . . . . .	70
6.2.4. Corriente oscura . . . . .	71
6.2.5. Velocidad o tiempo de respuesta . . . . .	71
6.2.6. Linealidad . . . . .	73
6.3. Tipos comunes de fotodetectores . . . . .	73

6.3.1. Fotodetector pin (pin-PD) . . . . .	74
6.4. Fototransistores . . . . .	74
6.4.1. Construcción . . . . .	75
6.4.2. Funcionamiento del fototransistor . . . . .	76
6.4.3. Configuraciones de circuito de fototransistor . . . . .	76
6.4.4. Modos de operación . . . . .	77
6.4.5. Especificaciones de rendimiento . . . . .	77
6.4.6. Parámetros de diseño . . . . .	78
6.5. Amplificadores operacionales en receptores ópticos . . . . .	79
6.5.1. Fundamentos de los amplificadores operacionales . . . . .	79
6.5.2. Configuraciones básicas del operacional . . . . .	80
6.6. Fototransistor BPY 62 . . . . .	82
6.6.1. Características del BPY 62 . . . . .	82
6.6.2. Selección de la resistencia . . . . .	83
6.7. Fototransistor 3DU5C . . . . .	85
6.7.1. Características del 3DU5C . . . . .	85
6.7.2. Selección de la resistencia . . . . .	86
6.8. Receptores diseñados . . . . .	86
6.8.1. Primer diseño . . . . .	87
6.8.2. Segundo diseño . . . . .	89
6.9. Etapa de amplificación . . . . .	90
6.9.1. Amplificador operacional TL084 . . . . .	90
6.9.2. Amplificador operacional LM741 . . . . .	94
6.10. Acoplamiento de la fibra óptica a los fototransistores . . . . .	96
6.11. Placa de circuito impreso (PCB) para el receptor óptico . . . . .	96
<b>7. Resultados</b>	<b>98</b>
7.1. Introducción . . . . .	98
7.2. Parámetros de entrada . . . . .	99
7.2.1. Selección de los ángulos esenciales . . . . .	99
7.2.2. Cadenas para cada ángulo seleccionado . . . . .	101
7.3. Observaciones del código del CPG . . . . .	102
7.4. Patrones de locomoción . . . . .	104
7.4.1. Caminata . . . . .	104
7.4.2. Giros . . . . .	110
7.4.3. Velocidad . . . . .	112
7.5. Futuros trabajos . . . . .	114
<b>Conclusiones</b>	<b>115</b>
<b>Bibliográfica</b>	<b>117</b>



---

# Índice de figuras

---

2.1.	Acción de los robots con patas y con ruedas al toparse con obstáculos. . . . .	7
2.2.	Acción de los robots con patas y con ruedas ante superficies irregulares. . . . .	8
2.3.	Robot bípedo fabricado por la empresa Lynxmotion. C, F y T, corresponden a la coxa, fémur y tibia, respectivamente. I y D corresponde a izquierda y derecha. . . . .	8
2.4.	Robot cuadrúpedo fabricado por la empresa Lynxmotion. C y F corresponden a la coxa y fémur, respectivamente. I y D corresponde a izquierda y derecha. . . . .	9
2.5.	Robot hexápodo fabricado por la empresa Lynxmotion. C y F corresponden a la coxa y fémur, respectivamente. I y D corresponde a izquierda y derecha. . . . .	10
2.6.	Batería para la alimentación del hexápodo con una capacidad de 3000 mAh a 7.2 V. . . . .	11
2.7.	Componentes básicos de un servomotor. Este imagen corresponde al Micro Servo SG90. . . . .	12
2.8.	Modulación de ancho de pulso (PWM). . . . .	13
2.9.	Tiempos del ancho de pulso para algunos ángulos. Ancho de pulso requerido para mantener una posición de (a) 0°, (b) 45°, (c) 90°, (d) 135° y (e) 180°. . . . .	14
2.10.	Servomotores que se utilizara como articulaciones para el hexápodo. (a) Servomotor HS-422, cortesía del fabricante <a href="https://www.hitecrcd.com/products/servos/analog/sport-2/hs-422/product">https://www.hitecrcd.com/products/servos/analog/sport-2/hs-422/product</a> . (b) Servomotor HS-645MG cortesía del fabricante <a href="https://hitecrcd.com/products/servos/analog/sport-2/hs-645mg/product">https://hitecrcd.com/products/servos/analog/sport-2/hs-645mg/product</a> . . . . .	15
3.1.	Interfaz gráfica (GUI) para la selección de parámetros. La imagen muestra la interfaz al iniciar la ejecución. . . . .	29
3.2.	Datos de las check list al ser desplegadas. (a) Check list que despliega los puertos disponibles. (b) Check list que despliega algunas velocidades de transmisión. . . . .	30
3.3.	La interfaz al haberse conectado al puerto. . . . .	31
3.4.	La interfaz al haberse oprimido el botón ENCENDER. . . . .	31
4.1.	Sección transversal y perfil de índice de refracción para fibras de índice escalonado y de índice graduado. . . . .	34
4.2.	Confinamiento de la luz por reflexión total interna en fibras de índice escalonado. . . . .	35
4.3.	El pulso se ensancha debido a los diferentes tiempos que tardan los diferentes rayos en atravesar la fibra. . . . .	36
4.4.	Cuando el ángulo de incidencia excede $\phi_c$ , la reflexión interna total ocurre sólo para ciertos ángulos discretos. . . . .	42
5.1.	Proceso de electroluminiscencia en el LED. . . . .	48

5.2.	(a) A la izquierda tenemos el diagrama de bandas de energía con posibles caminos de recombinación. La figura del centro representa la distribución energética de los electrones en la banda de conducción y de los huecos en la banda de valencia. La figura de la derecha es la representación de los estados energéticos permitidos para los electrones ( $N_n(E)$ ) y huecos. (b) La figura de la izquierda es la representación de la intensidad relativa de la luz en función de la energía de los fotones. A la derecha tenemos la representación de la intensidad relativa de la luz en función de la longitud de onda de los fotones. . . . .	53
5.3.	Anchos espectrales de algunos de los LEDs más comerciales. (a) Azul. (b) Verde. (c) Amarillo. (d) Rojo. (e) Infrarrojo. (f) Rosa. (g) Blanco. . . . .	54
5.4.	Respuesta del fototransistor 3DU5C a los diferentes tipos de LEDs, que emiten directamente al fototransistor a distintos rangos de longitud de onda. . . . .	59
5.5.	Respuesta del fototransistor 3DU5C a los diferentes tipos de LEDs, donde la luz es guiada por la fibra plástica, a distintos rangos de longitud de onda. . . . .	60
5.6.	Arreglo general utilizado para los LEDs, hecho en la plataforma Tinkercad. . . . .	61
5.7.	Diseño del conector de la fibra a los LEDs. (a) Vista superficial del diseño. (b) Vista interna del diseño. . . . .	62
5.8.	PCB diseñado para el sistema de emisión. (a) Representación esquemática del circuito. (b) Distribución de los componentes en la placa (layout). (c) Diseño en 3D de la placa realizada. . . . .	63
5.9.	Módulo Bluetooth HC-05 . . . . .	64
6.1.	Absorción del fotón en un material semiconductor . . . . .	67
6.2.	Representación esquemática de un fotodiodo simple con recubrimiento anti reflectivo. . . . .	69
6.3.	Representación esquemática de un fotodiodo pin mostrando la regio fotoactiva donde los pares electrón-hueco son generados. . . . .	72
6.4.	Estructura esquemática de un fotodiodo pin InGaAs-InP con iluminación frontal. . . . .	74
6.5.	Estructura del fototransistor plano de homounión. . . . .	75
6.6.	Principales configuraciones para un fototransistor de 2 terminales. (a) Circuito de fototransistor en colector común. (b) Circuito de fototransistor en emisor común. . . . .	77
6.7.	Esquemático del amplificador operacional básico. . . . .	79
6.8.	Equivalente de CA de un circuito de amplificador operacional. (a) Circuito equivalente práctico. (b) Circuito equivalente ideal. . . . .	80
6.9.	Configuración de amplificador inversor. . . . .	81
6.10.	Configuración de amplificador inversor. (a) Representación esquemática del la configuración no inversora. (b) Circuito equivalente. . . . .	81
6.11.	Configuración seguidor de voltaje. (a) Representación esquemática del la configuración seguidor de voltaje. (b) Circuito equivalente. . . . .	82
6.12.	Gráficas proporcionadas por el fabricante, cortesía de SIEMENS <a href="https://www.digchip.com/">https://www.digchip.com/</a> . . . . .	83
6.13.	Representación esquemática y física del un fototransistor BPY62, cortesía de SIEMENS <a href="https://www.digchip.com/">https://www.digchip.com/</a> . . . . .	84
6.14.	Respuesta del fototransistor BPY 62 a varios valores de resistencia de carga $R_c$ . . . . .	85
6.15.	Fototransistor 3DU5C. (a) Representación esquemática. (b) Representación física. . . . .	86
6.16.	Respuesta del fototransistor 3DU5C a varios valores de resistencia de carga $R_c$ . . . . .	87

6.17. Sistema de prueba desarrollado para el primer diseño. a) Sistema de prueba conectando arreglo de LEDs con el receptor óptico de prueba. b) Receptor óptico de prueba utilizando 12 fototransistores en colector común (ver Figura 6.6). c) Diseño de prueba del circuito emisor (Arreglo de LEDs). Conectando 3 fibras a cada LED.	88
6.18. Respuesta de los 12 fototransistores a las 4 neuronas (cada una de ellas con diferentes tiempos de pulso). (a) Respuesta de 3 diferentes fototransistores a la señal enviada por la <i>Neurona 1</i> . (b) Respuesta de 3 diferentes fototransistores a la señal enviada por la <i>Neurona 2</i> . (c) Respuesta de 3 diferentes fototransistores a la señal enviada por la <i>Neurona 3</i> . (d) Respuesta de 3 diferentes fototransistores a la señal enviada por la <i>Neurona 4</i> .	89
6.19. Amplificador operacional TL084, cortesía de la hoja de datos del fabricante ( <a href="https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/25385/STMICROELECTRONICS/TL084.html">https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/25385/STMICROELECTRONICS/TL084.html</a> )	90
6.20. Respuesta del Amplificador TL084 en configuración no inversora.	91
6.21. Respuesta del Amplificador TL084 en configuración inversora.	92
6.22. Respuesta del Amplificador TL084 en configuración inversora con una entrada en emisor común.	93
6.23. Comparación entre la respuesta del Amplificador TL084 en configuración inversora con la salida del microcontrolador.	93
6.24. Amplificador operacional TL084, cortesía de la hoja de datos del fabricante ( <a href="https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/170960/FAIRCHILD/LM741.html">https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/170960/FAIRCHILD/LM741.html</a> )	94
6.25. Respuesta del Amplificador LM741 en configuración no inversora.	94
6.26. Amplificación del LM741 en configuración no inversor de la señal de respuesta de los fototransistores a las 4 neuronas (cada una de ellas con diferentes tiempos de pulso). Señal enviada por la (a) <i>Neurona 1</i> , (b) <i>Neurona 2</i> , (c) <i>Neurona 3</i> , (c) <i>Neurona 4</i> .	95
6.27. Diseño del conector de la fibra a los fototransistores. (a) Vista superficial del diseño. (b) Vista interna del diseño.	96
6.28. PCB diseñado para el sistema de recepción. (a) Representación esquemática del circuito. (b) Distribución de los componentes en la placa (layout). (c) Diseño en 3D de la placa realizada.	97
7.1. Pulsos de los ángulos con los que se crearan los patrones de locomoción para el robot. (a) Pulso generado por el CPG para la cadena “111110” (1280 $\mu$ s) equivalente a 70°. (b) Pulso generado por el CPG para la cadena “1111110” (1500 $\mu$ s) equivalente a 90°. (c) Pulso generado por el CPG para la cadena “11111110” (1720 $\mu$ s) equivalente a 112°.	100
7.2. Capturas del osciloscopio para visualizar las frecuencias de cada uno de los ángulos usados. Respuestas temporales donde se aprecia la frecuencia para un ancho de pulso a: (a) 70°, (b) 90° y (c) 112°.	104
7.3. Movimiento de las patas para que el robot hexápodo se mantenga estable. Las patas en rojo representan aquellas que se mueven, mientras que las otras se mantienen estáticas o viceversa.	105
7.4. Posiciones del hexápodo para la caminata. (a) Posición inicial: todos los servos tienen una posición de 90°. (b) Primer movimiento. Giros de las coxas: 2 de ellas en sentido horario y 1 antihorario. (c) Segundo movimiento. Giros de las coxas restantes: 1 de ellas en sentido horario y 2 antihorario.	106

7.5. Disposición de las articulaciones: (a) hexápodo completo, (b) acercamiento a una de las patas. F corresponde al fémur, C a la coxa y los números señalan las 6 patas. 106

7.6. Momentos del hexápodo para avanzar hacia adelante. (a) Momento 1: *Neurona 2* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 3 y 4* = “11111110” (90°). (b) Momento 2: *Neurona 1* = “11111110” (112°), *Neurona 2, 3 y 4* = “11111110” (90°). (c) Momento 3: *Neurona 4* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 2 y 3* = “11111110” (90°). (d) Momento 4: *Neurona 3* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 2 y 4* = “11111110” (90°). . . . . 108

7.7. Pulsos relativos de cada una de las neuronas para el desplazamiento hacia adelante. 109

7.8. Momentos del hexápodo para avanzar hacia atrás. (a) Momento 1: *Neurona 2* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 3 y 4* = “11111110” (90°). (b) Momento 2: *Neurona 1* = “111110” (70°), *Neurona 2, 3 y 4* = “11111110” (90°). (c) Momento 3: *Neurona 4* = “111110” (70°), *Neurona 1, 2 y 3* = “11111110” (90°). (d) Momento 4: *Neurona 1* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 2 y 4* = “11111110” (90°). . . . . 109

7.9. Pulsos relativos de cada una de las neuronas para el desplazamiento hacia atrás. . . 110

7.10. Momentos del hexápodo para girar hacia la derecha. (a) Momento 1: *Neurona 2* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 3 y 4* = “11111110” (90°). (b) Momento 2: *Neurona 1* = “11111110” (112°), *Neurona 2, 3 y 4* = “11111110” (90°). (c) Momento 3: *Neurona 4* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 2 y 3* = “11111110” (90°). . . . . 111

7.11. Pulsos relativos de cada una de las neuronas para el giro a la derecha. . . . . 112

7.12. Momentos del hexápodo para girar hacia la izquierda. (a) Momento 1: *Neurona 2* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 3 y 4* = “11111110” (90°). (b) Momento 2: *Neurona 1* = “111110” (70°), *Neurona 2, 3 y 4* = “11111110” (90°). (c) Momento 3: *Neurona 4* = “111110” (70°), *Neurona 1, 2 y 3* = “11111110” (90°). (d) Momento 4: *Neurona 1* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 2 y 4* = “11111110” (90°). . . . . 113

7.13. Pulsos relativos de cada una de las neuronas para el giro a la izquierda. . . . . 113

---

# Índice de tablas

---

2.1. Especificaciones de los servomotor HS-645MG y HS-422 el dadas por el fabricante. . .	15
3.1. Valores mínimos y máximos de los principales tipos de datos. . . . .	24
3.2. Primeros 128 símbolos del código ASCII. . . . .	27
4.1. Especificaciones de la FOP PG-FB1000 dada por le fabricante <a href="https://www.electronicstoray/en/products/raytela/rayt_03.html">https://www.electronicstoray/en/products/raytela/rayt_03.html</a> . . . . .	46
5.1. Características de LEDs, dependiendo del color de emisión. . . . .	49
5.3. Voltajes de polarización para los LEDs utilizados en este trabajo de investigación. .	58
6.1. Características del fototransistor BPY 62, dadas por el fabricante. . . . .	83
6.2. Características del fototransistor 3DU5C, dadas por el fabricante . . . . .	86
7.1. Tiempo de pulso para los ángulos principales. . . . .	101

# Introducción

---

## Contenidos

---

<b>1.1. Introducción</b> . . . . .	<b>1</b>
<b>1.2. Justificación</b> . . . . .	<b>2</b>
<b>1.3. Objetivos</b> . . . . .	<b>3</b>
1.3.1. Objetivo general . . . . .	3
1.3.2. Objetivos específicos . . . . .	3
<b>1.4. Antecedentes</b> . . . . .	<b>3</b>
<b>1.5. Planteamiento del problema</b> . . . . .	<b>4</b>
<b>1.6. Contenido de la tesis</b> . . . . .	<b>5</b>

---

## 1.1. Introducción

La ingeniería neuromorfica ha sido un campo de investigación emergente, el cual es relativamente nuevo, ya que apenas en la década de 1980 fueron introducidos los primeros sistemas de este tipo. De la mano de los sistemas neuromorficos, los robots con patas se han desarrollado y mejorado conforme al desarrollo de investigaciones y nuevas tecnologías, ya que para aplicar estos sistemas necesitamos modelos que tengan las características necesarias para ser estructuralmente óptimos para realizar las tareas básicas inspiradas en sistemas biológicos, y los robots con patas son excelentes como modelos de prueba. Los robots con patas resultan de gran utilidad en la actualidad, pudiendo realizar tareas que pueden ser peligrosas para los humanos y que comprometen las vidas de quien las realizan. Actualmente, los robots se encuentran inmersos en diferentes actividades y no solamente como juego o hobby, si no que tienen aplicaciones en operaciones militares, procesos agrícolas, industriales, transporte y manipulación de materiales peligrosos.

Hay una gran variedad de robots de diferentes estructuras y tamaños, según las necesidades requeridas para la tarea a realizar. Existen robots con ruedas que pueden desplazarse sin problema en ambientes planos; sin embargo, en superficies de difícil acceso, presentan dificultades. Es ahí donde tienen cabida los robots con patas, los cuales, debido a estas extremidades, pueden evadir fácilmente objetos, saltarlos o buscar una alternativa de evitarlos. De ahí que el objeto de estudio

en este trabajo sea, además de la parte óptica, la locomoción de los robots con patas, siendo el robot hexápodo en el que nos enfocaremos. Existen una gran cantidad de robots con patas, como lo son el bípedo, cuadrúpedo, hexápodo y otros más. Lo único que difieren el uno del otro es el número de extremidades. Hay otros que tienen un mayor número de patas, sin embargo es bien sabido que con 6 extremidades se tiene una estabilidad satisfactoria, que es una característica muy importante al momento de realizar tareas que requieran de un alta precisión, donde algún movimiento en falso pueda derivar en un error.

Los generadores de patrones centrales (CPGs) son circuitos neuronales que cuando se activan puede producir patrones motores rítmicos como caminar, respirar, volar y nadar, esto en ausencia de entradas sensoriales. Los centros cerebrales provienen del estudio de pequeños circuitos que se encuentran en los invertebrados. Éstos son indispensables para el desarrollo de las investigaciones en la ingeniería neuromorfa. En este trabajo se plantea el desarrollo de un CPG para la interpretación de cadenas binarias, la salida de éste estará conectada aun diodo emisor de luz (LED), los cuales emitirán un pulso óptico modulado para posteriormente ser guiado hasta un sistema de recepción que nosotros diseñaremos utilizando algunos componentes optoelectrónicos, que para el caso particular serán los fototransistores.

Aunado a esto, un importante tema de estudio en la ingeniería neuromórfica, es el uso de componentes ópticos para telecomunicaciones, como la fibra óptica. En nuestro caso, esta será en calidad de línea de transmisión, desde la fuente de luz hasta el fotodetector en los actuadores.

## 1.2. Justificación

Este trabajo es una continuación de dos investigaciones realizadas previamente en la División de Ingenierías y en particular en el Departamento de Electrónica enfocadas al desarrollo de un sistema óptico capaz de modelar las dinámicas de neuronas pulsantes. Este tipo de neuronas, emulan el comportamiento de las neuronales biológicas a diferentes niveles de plausibilidad, esta plausibilidad implica una menor o mayor complejidad en las matemáticas que fundamenten la generación de dichas dinámicas. Este problema ha sido abordado desde el punto de vista teórico, numérico y más recientemente a través de aplicaciones. En los trabajos previamente desarrollados se logró diseñar un sistema óptico capaz de generar dinámicas semejantes a las observadas en el cerebro humano. Estas dinámicas tienen un comportamiento particular y en la mayoría de los casos son patrones repetitivos. Estos patrones repetitivos son de particular interés en la locomoción de robots zoomórficos, los cuales basan su comportamiento en los seres vivos. En nuestro caso particular buscamos extender el trabajo previo hacia el desarrollo de una red neuronal óptica capaz de generar estos patrones en más de una dimensión. Esto es, los robots hexápodos tienen seis extremidades donde cada una de ellas es controlada por tres elementos, la coxa, el fémur y la tibia, sólo dos de ellas son encargadas del movimiento, con esto se puede deducir que necesitamos controlar 12 elementos para poder generar un movimiento rítmico en el robot.

De manera más específica lo que se busca es que a través de una red neuronal óptica podamos generar secuencias de luz para activar o desactivar los 12 elementos requeridos por el robot hexápodo para caminar. Este trabajo es de gran interés en el campo de la robótica ya que es un campo de gran crecimiento en los últimos años y donde se busca que no sólo se desarrollen modelos numéricos que validen este tipo de sistemas sino que también se pueda aplicar en el mundo real.

Por otro lado, la óptica es un campo de gran desarrollo en el Departamento de Electrónica por lo cual se justifica el desarrollo de este tipo de trabajos, donde podemos unir estas dos importantes ramas de investigación, la ingeniería neuromórfica y la óptica.

## 1.3. Objetivos

### 1.3.1. Objetivo general

Desarrollar una red neuronal mediante un arreglo óptico que sea capaz de generar secuencias de pulsos de luz, los cuales serán utilizados para activar/desactivar de manera síncrona los motores de un robot hexápodo, y de esta manera generar patrones de locomoción.

### 1.3.2. Objetivos específicos

- Desarrollar un generador de patrones centrales (CPG), que interprete trenes de pulsos eléctricos para convertirlos a señales pulsadas de luz capaces de generar patrones de locomoción.
- Diseñar un circuito para convertir los pulsos creados por la CPG a señales ópticas.
- Realizar un receptor óptico capaz de interpretar los pulsos modulados de luz, de tal manera que estos puedan reconstruirse lo más cercanos posible a la señal enviada.
- Construir un circuito para conectar los 12 servomotores a las señales y a una alimentación.
- Desarrollar patrones de locomoción, capaces de darle movimientos básicos al robot hexápodo.

## 1.4. Antecedentes

La ingeniería neuromórfica ha sido un tema ampliamente estudiado en las últimas décadas, cuyos avances y resultados los podemos encontrar en un gran número de artículos. Partiendo desde modelos biológicamente inspirados, como se muestra en el artículo *Central pattern generators and the control of rhythmic movements* [1] donde se estudia con detalle redes generadoras de patrones centrales (CPGs) que hay en algunos vertebrados e invertebrados, así como un acercamiento a las propiedades de estos mismos y que se explica con gran detalle (un artículo muy informativo). Otros artículos le dan un enfoque a modelos matemáticos complejos para el desarrollo de redes neuronales pulsantes (spiking neural networks, SNNs), como los son los artículos *A CPG system based on spiking neurons for hexapod robot locomotion* [2] o *Design of Spiking Central Pattern Generators for Multiple Locomotion Gaits in Hexapod Robots by Christiansen Grammar Evolution* [3], que como su nombre lo dice, presentan métodos para diseñar Generadores de Patrones Centrales de Spiking (SCPG) para lograr la locomoción a diferentes frecuencias en robots con patas. Y así podríamos mencionar una gran número de estos, pero con algunos de ellos basta para entender el concepto y el de cómo se desarrollan los CPGs, que son el corazón, o mejor dicho el cerebro de la ingeniería neuromórfica.



El tema tratado en ese documento, parte para dar continuación a algunos de los trabajos realizados por el grupo de investigación donde se desarrolló esta tesis. Nuestro trabajo se basa principalmente en el tema desarrollado en el artículo *Modelling Neural Dynamics with Optics: A New Approach to Simulate Spiking Neurons through* [4] y tomando algunas de las metodologías del artículo *A Novel Low-Cost Synchronous/Asynchronous Microcontroller-Based Pulsed Laser an Asynchronous Laser* [5]. En este último, se presenta un novedoso láser pulsado síncrono/asíncrono de muy bajo costo, basado en un microcontrolador comercial y un diodo láser de onda continua (CW). Dicho trabajo, fue el punto de partida para el presente trabajo de investigación, donde ahora, nuestro sistema emplea un microcontrolador para modular pulsos emitidos por un LED, cuyo dispositivo sustituye el láser pulsado. Regresando al trabajo de referencia, donde el dispositivo puede emitir pulsos periódicos con láseres pulsados convencionales o liberaciones asíncronas (emisiones no periódicas) en forma de paquetes de pulsos múltiples, cuyos parámetros temporales se definen digitalmente a través de una interfaz gráfica de usuario (GUI). Al igual que en ese trabajo, diseñamos una GUI para enviar los datos necesarios para ser interpretados por el CPG que diseñamos. Además de eso, se desarrolló un receptor óptico propio para detectar los pulsos de luz guiados a través de una fibra óptica plástica (FOP).

## 1.5. Planteamiento del problema

En la actualidad, los sistemas de comunicación han avanzado significativamente en cuanto tasa de bits y velocidad de envío de datos se refiere. Éstos grandes avances, son debido al uso de técnicas ópticas, refiriéndonos al uso de guías de onda en la cual transmitimos señales ópticas (luz), basándonos en el concepto de reflexión total interna (ver Sección 4.2.2). Estas guías de onda deben de permitir el confinamiento de señales electromagnéticas (por lo menos hasta que lleguen al otro extremo) que están por debajo de las microondas, es decir, ondas electromagnéticas que van desde el rango visible hasta el infrarrojo, que es el rango mayormente usado como onda guiada. Las fibras ópticas han sido de gran importancia en las comunicaciones debido a sus grandes ventajas sobre los cables metálicos, como como lo es su gran ancho de banda y bajas pérdidas. Existen otras ventajas motivadas por las propiedades físicas de la fibra óptica; por ejemplo, la inmunidad a la interferencia inductiva o eléctrica, la cual la hace idónea para enlaces de telemetría o de datos en ambientes adversos.

En la actualidad, las nuevas tendencias de la investigación en robótica y el desarrollo constante de nuevas tecnologías que presentan mejoras considerables a sus antecesoras, son de suma importancia debido a las diferentes áreas de aplicación como lo es en la ingeniería neuromórfica. En este trabajo se plantea introducir sistemas ópticos en el área neuromórfica, ya que el uso de las fibras y la óptica no sólo se limita a las comunicaciones. En las últimas décadas, de la mano de las comunicaciones ópticas se han desarrollado sensores ópticos, los cuales presentan mejoras en comparación de los sensores convencionales. En el mercado podemos encontrar varios sensores ópticos, como son los sensores de temperatura basados en la detección de radiación emitida por el objeto y censada por el infrarrojo. Existen otros tipos, como el sensor óptico de distancia; o enfocándonos en el uso de dispositivos en la medicina, como el glucometro óptico. Incluso hay algunos que se utilizan en la vida diaria, como el sensor que tienen los smartwatch que mide oxígeno en la sangre, pulsos por minuto, frecuencia cardíaca, presión arterial, etc. Nosotros sólo introduciremos la fibra óptica como medio de transporte de los pulsos modulados generados por nuestro CPG.

## 1.6. Contenido de la tesis

Este trabajo de tesis está organizado en 7 capítulos, descritos brevemente a continuación:

Capítulo 1: Presentamos una introducción a nuestro trabajo, así como la justificación, antecedentes y objetivos del proyecto.

Capítulo 2: Describimos la importancia de los robots con patas en la ingeniería neuromorfica; así como los componentes y el funcionamiento de estos.

Capítulo 3: Se mostrará el desarrollo del CPG con el cual se trabajó, así como la explicación a detalle de su funcionamiento; también, se presentará el desarrollo de la interfaz de usuario (GUI) desarrollada, para facilitar la manipulación de los parámetros del CPG

Capítulo 4: Se presentan las características de las fibras ópticas, una introducción a la teoría de las guías de onda y finalmente, las características de la FOP que se implementó.

Capítulo 5: Se brinda un acercamiento a los diodos emisores de luz (LEDs), como lo son sus características y propiedades. Además se da a conocer el diseño realizado para nuestro sistema de emisión.

Capítulo 6: Abordamos las características de los receptores ópticos como una pauta en el diseño de nuestro receptor; de esta forma, se describen los componentes utilizados para el receptor desarrollado.

Capítulo 7: En este último capítulo plasmamos los resultados obtenidos: las cadenas binarias para producir los movimientos de nuestro robot hexápodo, los patrones de locomoción generados, la descripción del movimiento del hexápodo, incluyendo sus movimientos de avance, retroceso, giros y su velocidad, entre otros.

# Ingeniería neuromórfica y robots con patas

---

## Contenidos

---

<b>2.1. Introducción</b> . . . . .	<b>6</b>
<b>2.2. Robots con patas</b> . . . . .	<b>7</b>
2.2.1. Robot bípedo . . . . .	7
2.2.2. Robot cuadrúpedo . . . . .	9
2.2.3. Robot hexápodo . . . . .	9
<b>2.3. Servomotores</b> . . . . .	<b>11</b>
2.3.1. Composición de los servomotores . . . . .	11
2.3.2. Funcionamiento de los servomotores . . . . .	12
<b>2.4. Servomotores HS-422 y HS-645MG</b> . . . . .	<b>13</b>

---

## 2.1. Introducción

La ingeniería neuromórfica ha sido un campo de investigación emergente, el cual es relativamente nuevo, ya que apenas en la década de 1980 fueron introducidas las primeras estructuras analógicas. Estas estructuras tratan de imitar estructuras que podemos encontrar en el sistema nervioso de los seres vivos usando arquitecturas híbridas, es decir, con componentes tanto analógicos como digitales.

El primer sistema neuromórfico se basó en una estructura analógica VLSI (Very Large Scale Integration), que básicamente es una tecnología de circuito integrado, cuya densidad de integración permite admitir más de 100 000 componentes electrónicos en un sólo chip. Algunos años más tarde, las primeras FPGAs (Field Programmable Gate Array) fueron diseñadas por Xilinx. El uso de estas fue ampliamente usado en el diseño de las arquitecturas neurobiológicas. Actualmente los sistemas neuromórficos son diseñados con arquitecturas híbridas, las cuales toman las ventajas de las estructuras analógicas para diseñar modelos neuronales realistas y estructuras digitales para

encargarse de las conexiones sinápticas en redes neuronales con topología compleja.

A lo largo de las investigaciones, en artículos como [6] y [7], se ha demostrado que el uso de hardware neuromorfo es suficientemente apropiado para realizar diferentes tareas robóticas. Específicamente hablando, en el desarrollo de sistemas de locomoción para robots con patas (bípedos, cuadrúpedos y hexápodos), que pueden ser logrados con mecanismos neuronales plausibles, conocidos como CPGs (Central Pattern Generators); estos permiten a los robots moverse exitosamente a través de ambientes complejos.

En este capítulo trataremos con detenimiento a los robots con patas, específicamente hablaremos del robot hexápodo, que es con el que se estará trabajando.

## 2.2. Robots con patas

De la mano de los sistemas neuromórficos, los robots con patas se han desarrollado y mejorando conforme a las investigaciones. Además, se han utilizado como una alternativa a los vehículos con ruedas, ya que presentan significativas ventajas sobre estos al involucrarse en ambientes complejos. El tener patas presenta una gran practicidad que les da una ventaja sobre los robots con ruedas; al tener extremidades y haciendo los correctos movimientos se pueden evitar obstáculos, como lo son hoyos, productos químicos, minas terrestres, rocas, etc. Esto se debe a que los robots con patas tienen puntos de apoyo y articulaciones que permiten movimientos evasivos como lo son escalar, trepar e inclusive brincar. Algunas de estas ventajas las podemos ver gráficamente en las Figuras 2.1 y 2.2.

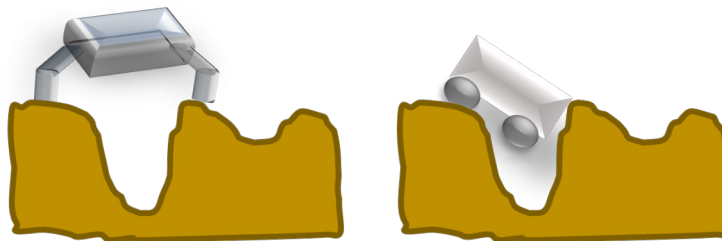


**Figura 2.1:** Acción de los robots con patas y con ruedas al toparse con obstáculos.

Como se mencionó anteriormente, hay diferentes robots con patas, variando sólo el número de extremidades en cada uno de ellos. Entre los que más destacan son los robots bípedos, cuadrúpedos y hexápodos. Cada uno con aplicaciones y características diferentes.

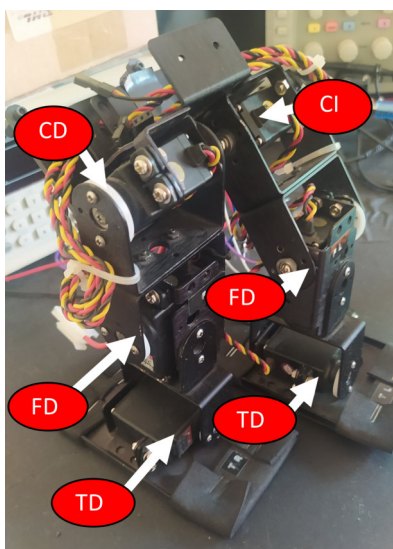
### 2.2.1. Robot bípedo

Como su nombre lo dice, estos tipos de máquinas poseen dos extremidades; cada una de ellas consta de tres articulaciones, las cuales son: coxa, fémur y tibia (Figura 2.3). Gracias a esta estructura, estos robots son capaces de caminar de manera similar a como lo hacemos los humanos. No obstante, el tener sólo dos extremidades lo hace algo inestable, es decir, puede sufrir una caída



**Figura 2.2:** Acción de los robots con patas y con ruedas ante superficies irregulares.

o desestabilización al toparse con un obstáculo, claro, si no se le desarrolla un sistema lo suficientemente complejo que contemple eso. A diferencia del ser humano, este no tiene un punto de equilibrio, como lo es el ombligo para el cuerpo. Sin embargo, podríamos compensar eso con una ligera inclinación de sus rodillas. Este punto comprende otro tema, la estabilidad, que más adelante trataremos con más detalle. Incluso, se pueden agregar brazos si lo deseáramos para realizar otro tipo de tareas.

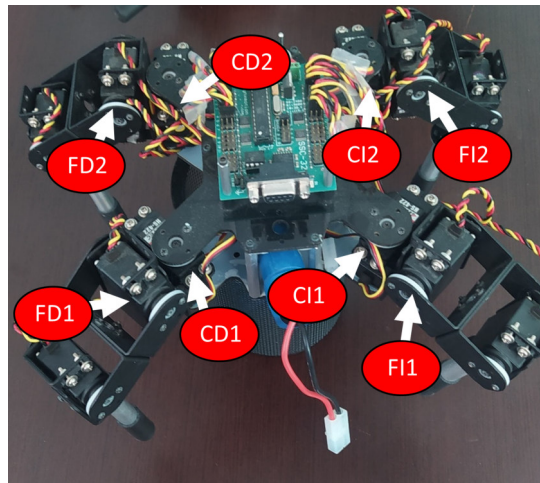


**Figura 2.3:** Robot bípedo fabricado por la empresa Lynxmotion. C, F y T, corresponden a la coxa, fémur y tibia, respectivamente. I y D corresponde a izquierda y derecha.

No necesariamente todos los bípedos tienen la misma estructura, debido que puede haber bípedos menos complejos con sólo 2 articulaciones por pata o más complejos, con más de ellas; esto dependerá de los grados de libertad que se planteen. Cuando nos referimos a grados de libertad, en realidad nos referimos al número de actuadores (servomotores) que tiene una estructura. Los grados de libertad son proporcionales al número de articulaciones que tenga el robot. Por ejemplo, el bípedo de la Figura 2.3 tiene 3 articulaciones por pata, es decir, por cada pata tenemos 3 grados de libertad, y tomando en cuenta la otra pata que también tiene 3, entonces decimos que el robot tiene en total 6 grados de libertad.

### 2.2.2. Robot cuadrúpedo

Este tipo de robot tiene cuatro patas, lo cual lo hace más estable frente al bípedo y que al igual que este último, puede tener estructuras variantes, ya sea con menos articulaciones por pata o más. El cuadrúpedo más común mantiene la misma estructura que el bípedo, teniendo así 3 articulaciones en cada una de sus extremidades; por ende cuenta con 12 grados de libertad. Como vemos en la Figura 2.4, este tipo de robots están inspirados en un animal de cuatro patas; esto permite disminuir el grado de complejidad mecánica del sistema frente a robots caminantes con mayor número de patas, ya que entre más patas se tenga, aumentara el grado de complejidad para el control de cada una de ellas; esto lo compensa el hecho de aún mayor estabilidad.



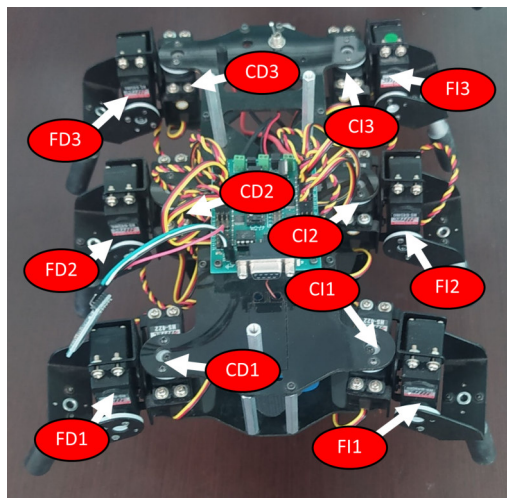
**Figura 2.4:** Robot cuadrúpedo fabricado por la empresa Lynxmotion. C y F corresponden a la coxa y fémur, respectivamente. I y D corresponde a izquierda y derecha.

### 2.2.3. Robot hexápodo

El robot hexápodo tiene aun mayor estabilidad por el hecho de que incluso con una pata menos, podemos mantener una caminata estable, sin que se desestabilice nuestro robot. Esto lo veremos con mayor detalle más adelante, ya que con este se trabajó en este proyecto. Hay diversos tipos de estructuras para este y los anteriores robots, uno de ellos es el que se muestra en la Figura 2.6, este cuenta con 12 grados de libertad. Aunque también los hay con 3 articulaciones por pata al igual que los anteriores pero en este trabajo tratamos con el hexápodo de 12 grados de libertad. Es importante mencionar que los hay de 18 que tienden a ser más complejos los movimientos de estos. Sin embargo, 12 grados de libertad son suficientes para cumplir con las tareas básicas y con el objetivo de la presente tesis. Cabe mencionar que también existen robots de un mayor número de patas, dependiendo las tareas programadas, pero no son contemplados en el presente trabajo.

#### Estructura del robot hexápodo

Así como nosotros los humanos tenemos una estructura, de igual forma se necesita una para los robots con patas. De acuerdo a la biología, los humanos tenemos 206 huesos, que una vez juntando todos ellos forman la estructura ósea. Esta estructura tiene su equivalente para estos dispositivos,



**Figura 2.5:** Robot hexápodo fabricado por la empresa Lynxmotion. C y F corresponden a la coxa y fémur, respectivamente. I y D corresponde a izquierda y derecha.

la cual es el conjunto de piezas que lo componen, que varían su composición física; como lo es: material del que esta fabricado, forma, peso, resistencia, etc., dependiendo del modelo y tareas que realizará. En nuestro caso hemos utilizando la estructura que podemos ver en el robot de la Figura 2.6

Las articulaciones nos permiten tener movilidad y no sólo ser un cuerpo inerte. De igual manera, los robots tienen las suyas, inspiradas biológicamente, las cuales como ya lo mencionamos, son la coxa, fémur y tibia. Sin embargo, estas piezas por sí solas no se mueven, ya que necesitan una acción que las permita moverse. Para los seres vivos, esto nos lo permite el sistema muscular, un sistema complejo formado por fibras musculares, tendones y nervios. El equivalente para las estructuras bioinspiradas son los servomotores, los cuales permiten el movimiento al aplicarle un potencial eléctrico. Este funcionamiento lo veremos con más detenimiento en la siguiente sección.

La fuente de energía en los seres vivos, son proteínas, grasas, vitaminas y minerales, entre otros, que obtenemos de los alimentos. Para que estas estructuras se muevan también se necesitan fuentes de alimentación; para ello se utilizan las fuentes de energía como lo es la energía eléctrica. Es por demás sabido que no podemos conectar un sistema directamente al toma corriente, si no que se necesita que esta energía pase por un sistema de conversión AC/DC (Corriente Alterna/Corriente Directa). Un ejemplo claro de este sistema de conversión son los cargadores de batería que utilizamos para nuestros celulares. Obviamente, resulta poco práctico mantener conectado el sistema a otro dispositivo limitando su movilidad a lo largo de cable por el que conducimos la corriente. Por ello, se necesita una batería que mantendrá alimentando a nuestros servos. Hay una gran variedad de baterías en el mercado, pero para estos sistemas utilizamos baterías recargables, debido a que nuestros servos consumen demasiada corriente y estas se descargan rápidamente. La batería que utilizamos para nuestros servo, es una batería de 7.2 V con una capacidad de 3000 mAh (como se muestra en en la Figura 2.6); es decir, que si se carga completamente, nos dará hasta 3 amperes por una hora completa. Esto es algo ideal; en la práctica nos dará esa cantidad de corriente pero por un periodo de tiempo más corto, debido a varias características físicas que presenta el material al desgaste de componentes con el paso del tiempo.



**Figura 2.6:** Batería para la alimentación del hexápodo con una capacidad de 3000 mAh a 7.2 V.

## 2.3. Servomotores

Los componentes que dotan de movilidad a los robots con patas son los motores. Sin embargo, no puede ser cualquier motor, sino que debe ser uno que tenga movimientos con gran precisión y que se mantenga en cierta posición para mantener a los robots estables. Estas características no las podemos encontrar en un motor de DC convencional, ya que éste, al aplicarle una corriente gira determinadas veces hasta que se le deje de aplicar. Este funcionamiento no nos es útil para el comportamiento de los robots con patas. Para este tipo de comportamientos, se utilizan los servomotores.

Un servomotor es un actuador rotativo, que permite el controlar y elegir con precisión la posición angular y velocidad; características las cuales no presentan los motores de DC. Suelen estar limitados a giros de sólo 180°. Hay otros motores que giran hasta los 360°, que son conocidos como los motores a pasos, sin embargo no fueron utilizados para este proyecto.

### 2.3.1. Composición de los servomotores

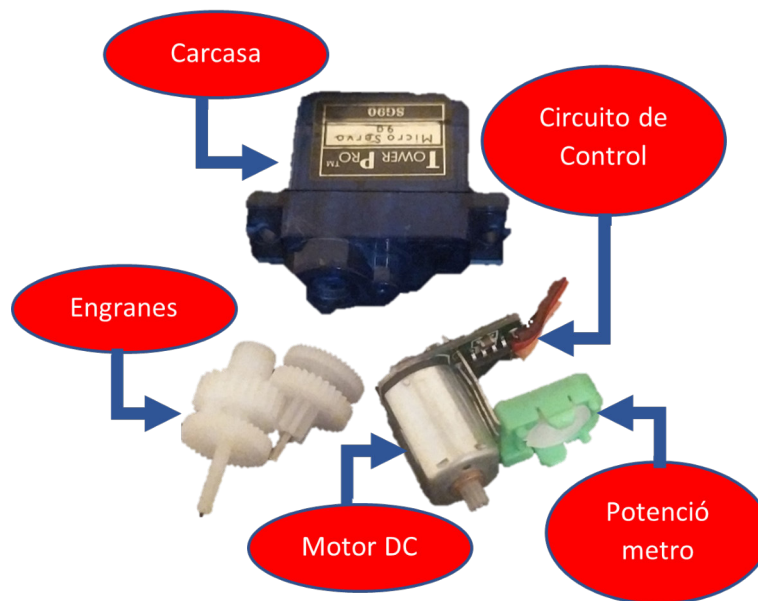
Estos dispositivos no son como tal sólo un motor, si no que se forma con un conjunto de componentes que les permiten tener las características mencionadas. Entre los componentes que incluyen son:

- **Motor de corriente directa (DC):** Este componente permite mover el servo en todas las posiciones angulares permitidas; según sus características. Su movimiento depende del voltaje que se le aplica a sus terminales, es decir que cuando es aplicado, el motor girará en un sentido a su velocidad máxima, pero si el voltaje aplicado sus dos terminales es inverso, el sentido de dirección del giro también se invierte.
- **Engranajes reductores:** Estos componentes permiten reducir la velocidad de giro que posee el motor de corriente directa en una forma segura y eficiente, para aumentar su capacidad de torque (par-motor).



- **Circuito de control:** Es una placa electrónica que se encarga del control de la posición del motor. Se encarga de analizar y comparar la señal de entrada de referencia con la posición actual medida por el potenciómetro. La diferencia entre la posición actual y la deseada es amplificada y utilizada para mover el motor en la dirección requerida. Más adelante veremos a detalle qué es lo que controla.

En el mercado hay una gran variedad de servomotores, cada uno de ellos con diferentes características, como lo son: SG90, MG90S, HS-81, HS-85BB+, HS311, HS-422, HS-645MG, etc. Estos últimos dos son con los que se trabajó. En su mayoría, todos contienen las mismas piezas ya mencionadas, y que podemos ver en la Figura 2.7, hay motores que tiene un mayor torque que otros, por lo que exigen más corriente. Hay otros que son pequeños y que se pueden usar para realizar tareas que no exijan mayor fuerza.

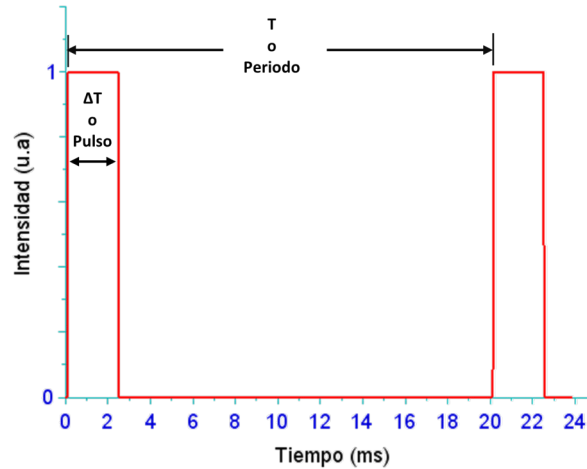


**Figura 2.7:** Componentes básicos de un servomotor. Este imagen corresponde al Micro Servo SG90.

### 2.3.2. Funcionamiento de los servomotores

Lo que hace que el motor se mueva con precisión a la posición angular deseada es la modulación de ancho de pulso PWM (Pulse Width Modulation). Básicamente consiste en enviar una señal eléctrica, donde por algún intervalo de tiempo (periodo  $T$ ) enviamos un potencial eléctrico (Voltaje) con cierta duración (pulso  $\Delta T$ ), y a su vez, un tiempo en estado apagado o con potencial cero; lo podemos ver claramente en la Figura 2.8.

Siendo más específicos, para la modulación requerida en los servomotores, esta señal se repetirá cada 20 ms, es decir, nuestro periodo sera de  $T = 20$  ms; en términos de frecuencia decimos que trabaja a 50 Hz. La duración del pulso dependerá de los grados que se desee mover al servomotor.



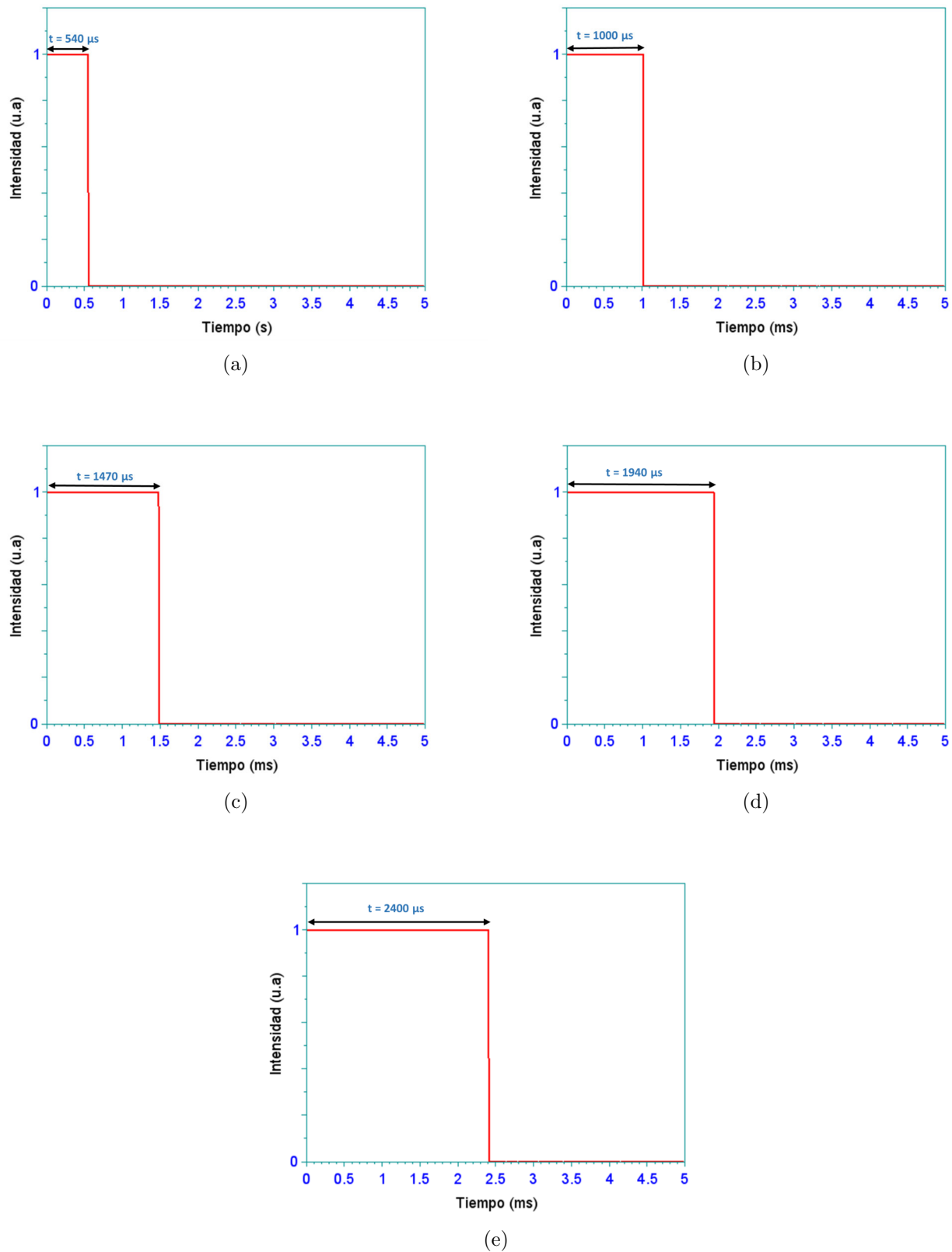
**Figura 2.8:** Modulación de ancho de pulso (PWM).

Este pulso varía entre los  $540 \mu\text{s}$  y  $2400 \mu\text{s}$ . En la figura 2.9 podemos ver algunos ejemplos de PWM para algunos de los ángulos.

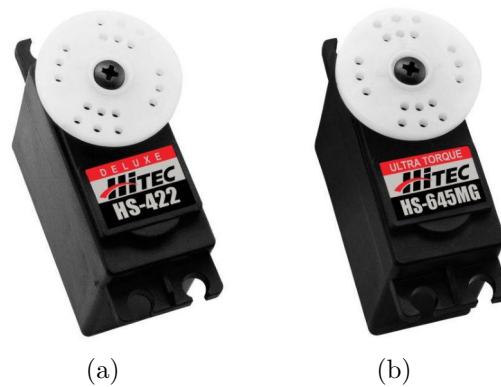
## 2.4. Servomotores HS-422 y HS-645MG

Como se mencionó, los servos que se utilizaron para hacer la función de articulaciones en el robot hexápodo son el H-422 (Figura 2.10a) y HS-645MG (Figura 2.10b) empleados para la coxa y fémur, respectivamente. Estos dos servomotores son muy comunes para uso de robots con patas. La gran mayoría de los robots diseñados por Lynxmotion usan como articulaciones para sus productos. Lynxmotion es uno de los fabricantes más antiguos de kits de robots; esa es la empresa que fabricó el hexápodo utilizado; de ahí que sea mencionado.

Es importante conocer las características de cada uno de ellos para tomar decisiones de diseño que más adelante estaremos analizando, como la selección del grosor de pista para alimentar a estos. La corriente que consume cada una de ellos es directamente proporcional a la fuerza aplicada a cada una de sus terminales, es decir, mientras más peso o resistencia se le ponga para dar el giro, mayor será la corriente que exige para poder darlo. Cuando nos referimos al peso que se le aplica a cada uno de ellos; en términos de motores, se le asocia la palabra torque. El torque o par motor, es una fuerza que se aplica para que algo gire, es así de simple. Por ejemplo, en una bicicleta, es la fuerza que se necesita hacer con las piernas sobre el pedal para que gire el rotor. El par motor de un servo, se mide habitualmente en  $\text{kg} \times \text{cm}$ . Si un servo es de  $1 \text{ kg} \times \text{cm}$ , significa que podrá mover un peso de 1 kg con una carga situada como máximo a una distancia de un centímetro del eje del motor. Si esa carga de un kilogramo estuviese situada a una distancia mayor, este no podría mover la carga, debido que necesitaría más fuerza para poder moverla. Este dato y otros más los podemos ver en la Tabla 2.1, que muestran las especificaciones que nos brinda el fabricante para los servomotores HS-645MG y HS-422.



**Figura 2.9:** Tiempos del ancho de pulso para algunos ángulos. Ancho de pulso requerido para mantener una posición de (a)  $0^\circ$ , (b)  $45^\circ$ , (c)  $90^\circ$ , (d)  $135^\circ$  y (e)  $180^\circ$ .



**Figura 2.10:** Servomotores que se utilizara como articulaciones para el hexápodo. (a) Servomotor HS-422, cortesía del fabricante <https://www.hitecrcd.com/products/servos/analog/sport-2/hs-422/product>. (b) Servomotor HS-645MG cortesía del fabricante <https://hitecrcd.com/products/servos/analog/sport-2/hs-645mg/product>.

**Tabla 2.1:** Especificaciones de los servomotor HS-645MG y HS-422 el dadas por el fabricante.

<b>Especificaciones del rendimiento del HS-645MG</b>	
Rango de voltaje de funcionamiento (Volt CC)	4.8 V ~ 6,0 V
Velocidad (segundo / 60°)	0.24 ~ 0.20
Rango máximo de torsión oz. / en.	107 ~ 133
Rango de Torque Máximo kg. / cm.	7.7 ~ 9.6
Consumo actual en reposo	9,1 mA
Consumo de corriente de funcionamiento sin carga	450 mA
Consumo de corriente de parada	2500 mA
Ancho de banda muerta	8 $\mu$ s
<b>Especificaciones del rendimiento del HS-422</b>	
Rango de voltaje de funcionamiento (Volt CC)	4, V ~ 6,0 V
Velocidad (segundo / 60°)	0.16 ~ 0.21
Rango máximo de torsión oz. / en.	46 ~ 27
Rango de Torque Máximo kg. / cm.	3.3 ~ 4.1
Consumo actual en reposo	8 mA
Consumo de corriente de funcionamiento sin carga	150 mA
Consumo de corriente de parada	800 mA
Ancho de banda muerta	8 $\mu$ s

---

# Generador de Patrones Centrales (CPG)

---

## Contenidos

---

<b>3.1. Introducción</b> . . . . .	<b>16</b>
<b>3.2. Aspectos generales de los CPGs</b> . . . . .	<b>17</b>
<b>3.3. Programación del microcontrolador</b> . . . . .	<b>18</b>
<b>3.4. Interfaz gráfica de usuario (GUI) para la modulación del ancho de pulso</b> . . . . .	<b>28</b>

---

## 3.1. Introducción

Una vez visto el funcionamiento de los componentes del robot, hablaremos del Generador de Patrones Centrales (CPG), el cual se encarga de generar patrones modulados a partir de una señal de entrada.

Como se mencionó en la introducción (Sección 1.4), este trabajo da seguimiento de trabajos realizados en el grupo de trabajo donde se desarrolla esta tesis, estos trabajos son *Modelling Neural Dynamics with Optics: A New Approach to Simulate Spiking Neurons through* [4] y *A Novel Low-Cost Synchronous/Asynchronous Microcontroller-Based Pulsed Laser an Asynchronous Laser* [5]. En los cuales se propone un modelo neuronal a base de un láser pulsado, donde partiendo de cadenas binarias se controla el pulso. En este capítulo desarrollaremos un CPG, donde esas cadenas binarias se interpretaran para generar patrones de locomoción para robots con patas, específicamente para le robot hexápodo.

Existe una gran variedad de dispositivos de control que podemos utilizar como CPG. Entre ellos, las FPGAs (mencionadas en el Capítulo 2), las cuales son una de las principales herramientas en el área de la ingeniería neuromórfica. También podemos encontrar a los PICs (Programmable Integrated Circuits) y su gran gama de familias, así como sistemas caseros basados en algún microcontrolador. En este trabajo de tesis, se utilizó una placa de Arduino Uno, que cuenta con el microcontrolador ATME1238P, el cual posee las características necesarias para los fines de este proyecto. Además, cuenta con un entorno de desarrollo integrado (IDE) el cual utiliza una combinación de lenguajes, como **Java**, **C** y **C++**. La tarjeta presenta grandes ventajas, una de ellas

es el fácil acceso a estas, ya que es uno de las principales herramientas utilizadas para el control en proyectos de ingeniería de hoy en día; es económica, comparado con el costo de una FPGA. En resumen, es una opción factible para nuestro proyecto.

En este capítulo, abarcaremos todos los programas que se desarrollaron para este trabajo, como el programa realizado en Arduino y la interfaz gráfica que desarrollamos para facilitar la manipulación de los parámetros de entrada; más adelante veremos cuales son.

## 3.2. Aspectos generales de los CPGs

Los CPGs son circuitos neuronales que al activarse pueden producir patrones motores rítmicos como caminar, respirar, volar y nadar en la ausencia de entradas sensoriales o descendentes que llevan información de tiempo específico. Principios generales de la organización de estos circuitos y su control por los superiores provienen del estudio de pequeños circuitos que se encuentran en los invertebrados [1]. Por muchos años los primeros neurocientíficos debatieron si la rítmica de los movimientos eran producidos por cadenas de reflejos o por osciladores centrales. Los primeros experimentos directos diseñados para abordar esta pregunta fueron intentos de cortar toda retroalimentación sensorial al sistema nervioso central. Esto es obviamente una tarea muy difícil, y algunos de los primeros experimentos exitosos de este tipo fueron llevados a cabo por Wilson en su artículo *The Central Nervous Control of Flight in a Locust* [8], donde demostraron que una langosta desafiada (desconexión del aporte nervios sensorial a una parte del cuerpo) podría generar patrones motores de vuelo rítmicos en respuesta a la estimulación no rítmica del cordón nervioso. Dándole un enfoque a los sistemas biológicos.

En la practica, algunos circuitos generadores de patrones centrales funcionan continuamente. Otros se activan para realizar comportamientos específicos como las que rigen caminar, volar y nadar. A medida que aprendemos más sobre las funciones neuronales y hormonales (en el caso de los CPGs biológicos) de control de los generadores de patrones centrales, vemos que ellos reciben entradas múltiples y paralelas para que puedan ser activados en un número de maneras diferentes. Partiendo de estudios de los sistemas biológicos, podemos modelar los comportamientos de estas redes en CPGs digitales. Evidentemente no podemos aplicarlas tal y como se hacen en los sistema biológicos, sino que tenemos que adaptarlas a los sistemas y estructuras disponibles. Enfocándonos en el uso de robots con patas, tenemos que adaptarnos para la generación de movimientos rítmicos según las necesidades que requiera, para replicarse en cada una de sus articulaciones, que en este caso son los servomotores que ya hemos explicado anteriormente (Sección 2.3).

Los CPGs cumplen un papel muy importante en el desarrollo de sistemas de locomoción; básicamente son el cerebro que provee los patrones necesarios para el movimiento de los sistemas aplicados como lo son los bioinspirados, ya sea en los robots bípedos, cuadrúpedos o hexápodos, o en estructuras más complejas como los desarrollados en la ingeniería biomédica, por ejemplo en prótesis las cuales intentan sustituir la función a la extremidad que el paciente haya perdido. En este trabajo nos enfocamos en los robots con patas, específicamente en el robot hexápodo.

### 3.3. Programación del microcontrolador

. El programa es relativamente sencillo, se intentó no utilizar bibliotecas más allá de las básicas. Para realizar un programa, el primer paso a tomar en cuenta es saber qué tiene que hacer el programa. Para saber que es lo que tenemos que hacer basta con volver a leer el Capítulo 2, específicamente en la Sección 2.3, que se abordó lo que es el funcionamiento de un servomotor, ya que como se mencionó, el robot hexápodo se conforma de 12 de ellos, los cuales son los responsables del movimiento del mismo, entonces este programa debe de modular el ancho de pulso para determinar las posiciones de los servomotores, de tal forma que permita que el robot tenga movimiento para caminar y correr, que son los movimientos que se abarcaran en este trabajo.

Arduino tiene una biblioteca justamente hecha para el movimiento de un servomotor **Servo.h**, para la cual escribimos la función función: `servoMotor.write()` , y como parámetro de entrada, colocamos el numero de grados que deseemos mover. El siguiente código es un ejemplo del uso de esta biblioteca.

---

**Código 3.1:** Programa básico de Arduino para mover el servomotor a posiciones 0°, 45°, 90°, 135° y 180°.

---

```
//Incluimos la librería para poder controlar el servo
#include <Servo.h>
//Declaramos la variable para controlar el servo
Servo servoMotor;
void setup(){
. //Iniciamos el servo para que empiece a trabajar con el pin 9
. servoMotor.attach(9);
. //Inicializamos al ángulo 0 el servomotor
. servoMotor.write(0);
}
void loop() {
. //Posicionamos a 45 grados
. ServoMotor.write(45);
. delay(1000);//Mantenemos 1 segundo
. //Posicionamos a 90 grados
. servoMotor.write(90);
. delay(1000);//Mantenemos 1 segundo
. //Posicionamos a 135 grados
. servoMotor.write(135);
. delay(1000);//Mantenemos 1 segundo
. //Posicionamos a 180 grados
. servoMotor.write(180);
. delay(1000);// Mantenemos 1 segundo
}
```

Este código es meramente ilustrativo, ya que como se mencionó antes, no utilizamos otras bibliotecas para nuestro código principal más allá de las básicas. Esta biblioteca se tomó como referencia para determinar los tiempos de los pulsos para los ángulos mencionados y las gráficas de las Figuras 2.9.

Para comenzar el código implementado tomaremos en cuenta lo anteriormente mencionado. Lo que definirán los patrones de locomoción serán cadenas binarias; donde los “1s” serán encendido y “0s”, apagado.

De una forma u otra estas cadenas tienen que ser traducidas a movimiento del robot, moviendo los servomotores individualmente, por lo que tenemos que enviarle un pulso modulado. En resumen, estas cadenas al ser leídas por el CPG deben de tener una salida modulada, de tal forma que muevan el servomotor a cierta posición.

Sabiendo esto podemos comenzar a realizar el código, no sin antes tomar en cuenta cuántas salidas tendremos. Tomando en cuenta que tenemos 12 servomotores en el robot hexápodo, sería lógico tener 12 salidas, o mejor dicho, 12 neuronas de salida. Al trabajar con luz, tenemos la ventaja de manipularla con técnicas de multiplexión y demultiplexión por lo que, al guiar la luz a través de una fibra óptica, podemos separarla en varios haces. Esto, considerando que, como varios servomotores del hexápodo realizan el mismo movimiento que otros, podemos tomar ventaja de ello y reducir el número de neuronas. En un principio, se pensó en usar técnicas ópticas para que cada una de las neuronas generara 3 haces guiados, usando 3 fibras ópticas distintas. Después de varias pruebas, se llegó a la conclusión de que cada neurona óptica sería conectada a una sola guía para después ser detectada con el sistema de recepción diseñado y con ella controlar a 3 servomotores. Esto es desarrollado a detalle en la Sección 6.8. Con este análisis, se dedujo que podemos utilizar sólo 4 neuronas para controlar la caminata del robot y de esta forma, reducir considerablemente la carga computacional al microcontrolador y a la vez, reducir drásticamente la corriente que consumirían las 12 salidas por separado. Sabiendo esto, pasemos al análisis del código principal.

---

### Código 3.2: Programa principal de nuestro CPG

---

```
# define Led1 3
# define Led2 4
# define Led3 5
# define Led4 6
String Cadena1 = "11110111101111011110111101111011110111101111011110111101111011110";
String Cadena2 = "1110111011101110111011101110111011101110111011101110";
String Cadena3 = "110110110110110110110110110110110";
String Cadena4 = "10101010101010101010";
int Comando;
```



```

int Bajo = 2000 ;
int Alto = 400 ;
//Funciones independientes
//para cada neurona
void LecturaCadena1() {
.   static unsigned long Previo = 0;
.   static int k = 0;
.   static int Resto = 0;
.   static int Retraso = 0;
.   int L = Cadena1.length();
.   String Aux = Cadena1.substring(k, k + 1);
.   unsigned long Actual = micros();
.   if (Actual - Previo > Retraso)
.   {
.   .   Previo = Actual;
.   .   k++;
.   .   if (Aux == "1")
.   .   {
.   .   .   digitalWrite(Led1, HIGH);
.   .   .   Retraso = Alto;
.   .   .   Resto += Alto;
.   .   .   }
.   .   else
.   .   {
.   .   .   digitalWrite(Led1, LOW);
.   .   .   Retraso = Bajo - Resto;
.   .   .   Resto = 0;
.   .   .   }
.   .   }
.   }
.   if(k >= L)
.   {
.   .   k = 0;
.   .   }
.   }
}

```

```

void LecturaCadena2() {
.   static unsigned long Previo = 0;
.   static int k = 0;
.   static int Resto = 0;
.   static int Retraso = 0;
.   int L = Cadena2.length();
.   String Aux = Cadena2.substring(k, k + 1);
.   unsigned long Actual = micros();
.   if (Actual - Previo > Retraso)
.   {
.   .   Previo = Actual;
.   .   k++;

```

```

. .   if (Aux == "1")
. .   {
. . .   digitalWrite(Led2, HIGH);
. . .   Retraso = Alto;
. . .   Resto += Alto;
. .   }
. .   else
. .   {
. . .   digitalWrite(Led2, LOW);
. . .   Retraso = Bajo-Resto;
. . .   Resto = 0;
. .   }
. }
. if(k >= L)
. {
. .   k = 0;
. }
}

void LecturaCadena3() {
.   static unsigned long Previo = 0;
.   static int k = 0;
.   static int Resto = 0;
.   static int Retraso = 0;
.   int L = Cadena3.length();
.   String Aux = Cadena3.substring(k, k + 1);
.   unsigned long Actual = micros();
.   if (Actual - Previo > Retraso)
.   {
. .   Previo = Actual;
. .   k++;
. .   if (Aux == "1")
. .   {
. . .   digitalWrite(Led3, HIGH);
. . .   Retraso = Alto;
. . .   Resto += Alto;
. .   }
. .   else
. .   {
. . .   digitalWrite(Led3, LOW);
. . .   Retraso = Bajo-Resto;
. . .   Resto = 0;
. .   }
.   }
.   if(k >= L)
.   {
. .   k = 0;

```

```

.   }
}

void LecturaCadena4() {
.   static unsigned long Previo = 0;
.   static int k = 0;
.   static int Resto = 0;
.   static int Retraso = 0;
.   int L = Cadena4.length();
.   String Aux = Cadena4.substring(k, k + 1);
.   unsigned long Actual = micros();
.   if (Actual - Previo > Retraso)
.   {
.       .   Previo = Actual;
.       .   k++;
.       .   if (Aux == "1")
.       .   {
.           .   digitalWrite(Led4, HIGH);
.           .   Retraso = Alto;
.           .   Resto += Alto;
.           .   }
.       .   else
.       .   {
.           .   digitalWrite(Led4, LOW);
.           .   Retraso = Bajo - Resto;
.           .   Resto = 0;
.           .   }
.       .   }
.   if(k >= L)
.   {
.       .   k = 0;
.   }
}

```

```

void setup() {
.   Serial.begin(9600);
.   pinMode(Led1, OUTPUT);
.   pinMode(Led2, OUTPUT);
.   pinMode(Led3, OUTPUT);
.   pinMode(Led4, OUTPUT);
.   digitalWrite(Led1, LOW);
.   digitalWrite(Led2, LOW);
.   digitalWrite(Led3, LOW);
.   digitalWrite(Led4, LOW);
}

```

```

void loop() {

```

```
.   if ( Serial.available() )
.   {
.   .   //Leé el carácter enviado y lo convierte a decimal
.   .   Comando = Serial.read ();
.   .   if (Comando == 49) //si Comando = 1
.   .   {
.   .   .   while (Comando != 50)
.   .   .   {
.   .   .   .   LecturaCadena1();
.   .   .   .   LecturaCadena2();
.   .   .   .   LecturaCadena3();
.   .   .   .   LecturaCadena4();
.   .   .   .   if ( Serial.available() )
.   .   .   .   {
.   .   .   .   .   Comando = Serial.read ();
.   .   .   .   }
.   .   .   }
.   .   }
.   .   else if (Comando == 50) //si Comando = 2
.   .   {
.   .   .   digitalWrite(Led1, LOW);
.   .   .   digitalWrite(Led2, LOW);
.   .   .   digitalWrite(Led3, LOW);
.   .   .   digitalWrite(Led4, LOW);
.   .   }
.   .   else if (Comando == 51)//si Comando = 3
.   .   {
.   .   .   Alto = Serial.parseInt ();
.   .   }
.   .   else if (Comando == 52)//si Comando = 4
.   .   {
.   .   .   Bajo = Serial.parseInt ();
.   .   }
.   .   else if (Comando == 65)// si Comando = A
.   .   {
.   .   .   Cadena1 = Serial.readString ();
.   .   }
.   .   else if (Comando == 66)// si Comando = B
.   .   {
.   .   .   Cadena2 = Serial.readString ();
.   .   }
.   .   else if (Comando == 67)// si Comando = C
.   .   {
.   .   .   Cadena3 = Serial.readString ();
.   .   }
.   .   else if (Comando == 68)// si Comando = D
.   .   {
```

```

. . . Cadena4 = Serial.readString ();
. . . }
. . . }
}

```

---

Como primer paso, se han definido las variables con las que trabajamos. Con la palabra reservada `# define`, asignamos una variable a uno de los pines; en este caso se asignaron las variables `Led1`, `Led2`, `Led3`, `Led4` a los pines `3`, `4`, `5` y `6` respectivamente. Consiguientemente, definimos las variables con las que se trabajó, en este caso tenemos `Cadena1`, `Cadena2`, `Cadena3`, `Cadena4`, definidas como tipo `String`, ya que en estas almacenaremos las cadenas binarias que se estarán interpretando para modular el ancho de pulso. El valor con el que se inicializa no tiene tanta relevancia en el resultado final, debido que las cadenas con las que trabajaremos se les asignaran haciendo uso de una interfaz que más adelante desarrollaremos. Después tenemos `Alto` y `Bajo` que como su nombre lo dice, estas definirán el tiempo que queremos para mantener la señal encendida o apagada, según sea el caso. Finalmente, tenemos la variable `Comando`, que será la encargada de leer el dato de entrada que llega a través de la comunicación serial. Estas últimas tres son de tipo `int`. Es importante elegir correctamente el tipo de variable debido que cada una ocupa cierto espacio en la memoria, y cada una puede almacenar hasta cierto número de valores, los cuales podemos ver en la Tabla 3.1.

**Tabla 3.1:** Valores mínimos y máximos de los principales tipos de datos.

Tipo de dato	Valor mínimo	Valor máximo
<code>byte</code>	0	255
<code>int</code>	-32768	32768
<code>unsigned int</code>	-2147483648	2147483648
<code>long</code>	-2147483648	2147483648
<code>unsigned long</code>	0	4294967295
<code>float</code>	-3.4028235 e 38	3.4028235 e 38

A continuación, se inicializa una nueva función, la cual se encargara de convertir la `Cadena1` a una señal modulada. Esto en realidad es muy simple, ya que sólo es cuestión de encender y apagar un LED, generalmente para mantener el LED encendido por cierto periodo de tiempo se utiliza la función `delay()`, y como parámetro se coloca el número de milisegundos que se desea mantener encendido o apagado. Sin embargo, esta función no nos es de utilidad, ya que al implementarla se detiene por completo la ejecución del programa por ese periodo de tiempo. Durante ese tiempo, no permite que otra tarea sea ejecutada. Como debemos tener otras tres funciones trabajando con diferentes periodos de tiempo, ésta función es inservible.

Existen otras funciones que nos permiten cronometrar tiempos, estas son: `millis()` y `micros()`, las cuales permiten obtener la cantidad de milisegundos o microsegundos que han pasado desde que se comenzó a ejecutar el código. Cada una de ellas toma el registro de pulsos generados por

el controlador y los emplea para calcular el tiempo en milisegundos o microsegundos, según sea el caso. Nosotros trabajaremos con la función `micros()`, ya que estaremos trabajando en el orden de los microsegundos para la modulación del ancho de pulso, como lo vimos en las Figuras 2.9.

Volviendo a la función `LecturaCadena1()`, tenemos primero la declaración de variables. Si vemos, además del tipo de datos algunas contienen el parámetro `satic`, esto debido a que permite que esa variable sea sólo visible en esa función. Además, como su nombre lo dice, la función mantiene estático el valor con el que se inicializó y no afectan los valores posteriores de las variables al estarse ejecutando el programa.

Una vez declaradas las variables, pasamos a leer el primer dato de la cadena, con la instrucción `Aux = Cadena1.substring(k, k + 1)`. Lo que hace esta instrucción es substraer datos de la variable `Cadena1`; en este caso sólo extrae un sólo dato, que es de `k` a `k + 1`, el cual nos definirá si se tiene que encender el LED (`1`) o se apaga (`0`). Después se le asigna el valor del tiempo que ha transcurrido desde que se inició el programa a la variable `unsigned long Actual`. Nótese la importancia del tipo de variable, ya que al tratarse de tiempos muy pequeños, obtendremos valores demasiado grandes, por lo que utilizamos el tipo de dato más grande que tenemos que es el `long`. Sin embargo, este tipo de dato también abarca números negativos, que en realidad no son de utilidad para nuestro caso. Para evitar los números negativos agregamos el `unsigned`, de esta forma podemos abarcar un mayor rango de tiempo, para ser exactos el doble (ver Tabla 3.1). Aún así hay que considerar que en algún momento esta variable se desbordará, para ser exactos, en 71.58 minutos. Al desbordarse se reiniciará automáticamente a `0`, y volveríamos a comenzar el contador.

En la siguiente instrucción entramos al condicional `if(Actual - Previo > Retraso)`, esto con la intención de comparar nuestros tiempos. Como se mencionó antes, la variable `Actual` tiene como valor la cantidad de microsegundos que han pasado desde que inició el programa y `previo` contendrá el valor antes de haberse tomado el valor actual; en caso que la resta de estos dos sea mayor al retraso que se desea dar, éste entrará a la condición y actualizará los valores. Para una mejor explicación, tomemos en cuenta los primeros casos dados en el código anterior, así que analicemos.

Imaginemos que acabamos de llamar a la función, por lo que sus valores de las variables serán con los que se inicializaron, en este caso `Actual = micros()` por lo que tiene un valor que muy seguramente será mayor a `0`; debido a que el programa arranca una vez que es conectado a una fuente de alimentación, y `Previo = 0`; al restarlo, obtenemos el valor de `Actual`, que como lo dije es mayor a cero. Debido a que `Retraso = 0` cumple la condición, entrará al condicional `if`. Al entrar, le daremos un nuevo valor a `Previo`, este será el último valor que censó la variable `Actual` antes de entrar al ciclo; de esta forma tenemos un nuevo punto de comparación para la siguiente iteración. Luego, aumentamos la variable `k` en uno, para que nuestro punto de referencia sea el siguiente valor de nuestra cadena. Por ejemplo, si antes era `0` ahora será `1` ya que las cadenas se diseñaron para que siempre que se haya leído un `0` el siguiente dato será uno `1` (ver Sección 7.2).

En la siguiente línea tenemos un nuevo condicional, en este se cuestiona el valor de la variable `Aux`, que como lo vimos en un principio, tiene el primer carácter de nuestra cadena. Si nos basamos en el valor con el que inicializamos la `Cadena1`, veremos que el primer carácter de esta es `1`, por lo que cumplirá la condición. Como el valor es `1`, esto quiere decir que debemos encender el LED, esto lo hacemos con la instrucción `digitalWrite(Led1, HIGH)`. Hay que recordar que nosotros queremos dejar un cierto tiempo en ese estado, es decir, tener un retraso por un tiempo definido,

ese tiempo lo designamos en `Alto`, por lo que el retraso tendrá este nuevo valor.

En la siguiente línea tenemos una suma: `Resto += Alto`. Por el momento no la tomaremos en cuenta, ya que por ahora no tiene mucho sentido; más adelante explicare el porqué de esta operación.

Al terminar esto, sale del condicional y vuelve a hacer el mismo proceso. Toma el segundo carácter de la cadena y asigna nuevamente el valor de los microsegundos y sólo entrara nuevamente al condicional hasta que la diferencia de tiempo que paso desde la última vez que entró a este sea mayor al tiempo de retraso, es decir, que mantendrá el LED encendido hasta que haya pasado el tiempo de retraso definido.

Este paso se repite hasta que llega al quinto carácter de la cadena, debido a que tenemos nuestro primer `0`, por lo que no entrará al condicional `if (Aux == "1")`, si no que entrara al `else`. Esto quiere decir que queremos mantener apagado el pulso, haciéndolo con la instrucción: `digitalWrite(Led1, LOW)`, y de igual forma lo queremos mantener por un periodo de tiempo, es decir, agregarle un retraso a este estado, asignando a la variable `Retraso = Bajo-Resto`. Si observamos, a diferencia del caso anterior, no le asignamos directamente el valor de `Bajo` a nuestro nuevo retraso, si no que le restamos el valor contenido en la variable `Resto` al valor asignado a la variable `Bajo`. Aquí es donde toma sentido la suma realizada en el condicional pasado. Recordemos que para el PWM que controla al servo, se envía un pulso cada 20 ms, sin importar cual sea la duración del pulso en alto. Lo que varía de pulso a pulso es el tiempo de apagado, entonces, hay que tener un comportamiento similar a esto; para ello se utiliza la variable `Resto`. Si analizamos los cuatro casos anteriores, tenemos que `Alto` se sumó 4 veces en la variable `Resto`, esto quiere decir que mantuvimos el pulso encendido por todo ese periodo de tiempo, por lo que nuestro tiempo de apagado no sera de 20 ms sino que a esos 20 ms se le resta el tiempo que ya pasó en el estado anterior.

Así es como se modula el ancho de pulso a partir de las cadenas binarias. Sólo queda definir un tiempo para los casos cuando `Aux = 1`, ya que como vemos debe tener un valor de tal forma que mueva al servomotor a una posición específica. Esto lo veremos más adelante (Sección 7.2).

Al terminar esta función tenemos 3 funciones más: `LecturaCadena2()`, `LecturaCadena3()` y `LecturaCadena4()`, que hacen lo mismo que la función explicada anteriormente, sólo que estas se encargan de la modulación de `Led2`, `Led3` y `Led4`, respectivamente.

Después pasamos al `void setup()`, donde iniciamos la comunicación serial a 9600 baudios, esto para enviar los valores deseados para cada una de las variables, mientras el programa este ejecutándose. Además de eso, declaramos los pines como salidas y los inicializamos en estado de apagado cada uno de ellos.

Comenzamos el `void loop()`, donde colocamos el programa principal. Lo primero que hacemos es colocar el condicional `if ( Serial.available () )`, que pregunta si hay algún dato enviado por la comunicación serial. En caso que sea verdadero, entraremos al condicional y lo primero que hacemos es leer ese dato asignándolo a la variable `Comando`. El valor definirá a cuál condicional `if` entrará; para eso, veamos que es lo que conlleva el dato que envinemos. El primer caso es que enviemos un `1`; aquí `Comando` no leerá `1`, si no que su equivalente en decimal, debido que

la comunicación serial trabaja usando como formato el código ASCII (por sus siglas en inglés: *American Standard Code for Information Interchange*, es decir, *Código Americano Estándar para el intercambio de Información*). Este código fue desarrollado con el fin de reordenar y expandir el conjunto de símbolos y caracteres ya utilizados por ese entonces en telegrafía por la compañía Bell. Casi todos los sistemas informáticos de la actualidad utilizan el código ASCII para representar caracteres y textos. La Tabla 3.2, muestra algunos de los caracteres y sus equivalentes.

**Tabla 3.2:** Primeros 128 símbolos del código ASCII.

Caracteres ASCII de control		Caracteres ASCII imprimibles					
DEC	ASCII	DEC	ASCII	DEC	ASCII	DEC	ASCII
0	NULL (carácter nulo)	32	espacio	64	@	96	‘
1	SOH (inicio encabezado)	33	!	65	A	97	a
2	STX (inicio texto)	34	”	66	B	98	b
3	ETX (fin de texto)	35	#	67	C	99	c
4	EOT (fin transmisión)	36	\$	68	D	100	d
5	ENQ (consulta)	37	%	69	E	101	e
6	ACK (reconocimiento)	38	&	70	F	102	f
7	BEL (timbre)	39	’	71	G	103	g
8	BS (retroceso)	40	(	72	H	104	h
9	HT (tab horizontal)	41	)	73	I	105	i
10	LF (nueva línea)	42	*	74	J	106	j
11	VT (tab vertical)	43	+	75	K	107	k
12	FF (nueva página)	44	,	76	L	108	l
13	CR (retorno de carro)	45	-	77	M	109	m
14	SO (desplaza afuera)	46	.	78	N	110	n
15	SI (desplaza adentro)	47	/	79	O	111	o
16	DLE (esc.vínculo datos)	48	0	80	P	112	p
17	DC1 (control disp. 1)	49	1	81	Q	113	q
18	DC2 (control disp. 2)	50	2	82	R	114	r
19	DC3 (control disp. 3)	51	3	83	S	115	s
20	DC4 (control disp. 4)	52	4	84	T	116	t
21	NAK (conf. negativa)	53	5	85	U	117	u
22	SYN (inactividad sínc)	54	6	86	V	118	v
23	ETB (fin bloque trans)	55	7	87	W	119	w
24	CAN (cancelar)	56	8	88	X	120	x
25	EM (fin del medio)	57	9	89	Y	121	y
26	SUB (sustitución)	58	:	90	Z	122	z
27	ESC (escape)	59	;	91	[	123	{
28	FS (sep. archivos)	60	i	92	\	124	
29	GS (sep. grupos)	61	=	93	]	125	}
30	RS (sep. registros)	62	¡	94	^	126	~
31	US (sep. unidades)	63	?	95	-	127	DEL (suprimir)



Tomando en cuenta lo mencionado acerca del código ASCII, **Comando** no leerá un **1**, sino que será su equivalente en decimal, que es el número **49** (esto lo podemos comprobar tomando como referencia los datos de la Tabla **3.2**). Una vez que entró al condicional, se inicia un ciclo **while**, donde llamamos a nuestras funciones que hicimos para enviar pulsos modulados, es decir, las neuronas realizadas anteriormente. Esto lo hará continuamente a no ser que de nueva cuenta reciba algún dato. En caso de recibir un dato, entrara al condicional **if** que esta dentro del ciclo. De ser así, **Comando** leerá nuevamente ese dato y en caso que ese número sea un **2**, o en su defecto un **50**, saldrá del ciclo, deteniendo así la comunicación de la red neuronal; en caso contrario seguirá ejecutándose.

Regresando a los casos principales, tenemos como siguiente el caso que sea un **2** el valor que llegó. Lo que hace aquí es apagar todas las salidas, es decir, se detiene la comunicación de la red neuronal. Esta opción no es del todo necesaria; sin embargo, es pertinente para apagar alguna salida, en caso que alguna haya quedado encendido. El siguiente caso, es que llegue un **3**, es decir, un **51**; esto implica que se le asignará un nuevo valor a la variable **Alto**, por lo que al enviar el **3**, debe de venir enseguida el valor que deseamos dar a la variable. Una vez que entró, lee el dato que viene detrás utilizando el comando **Serial.parseInt ()**, el cual lee el valor recibido a través de la comunicación serial, pero a diferencia de **Serial.read ()** éste lo convierte a un valor en forma decimal. Como se comentó anteriormente, la comunicación serial usa el formato ASCII, y concitando la Tabla **3.2**, sólo tenemos valores equivalentes para los números principales (0, 1, 2, ... y 9), ya que de ahí podemos formar más de ellos. Para leer un número grande necesitamos hacer un arreglo para leer cada uno de los datos de llegada. Esta función nos facilita leer correctamente el número que le queremos asignar a **Alto**. Para el caso que sea un **52**, pasa lo mismo que en el anterior, sólo que aquí le asignarnos un valor a **Bajo**.

Los cuatro casos siguientes son en caso de que llegue una **A (65)**, **B (66)**, **C (67)** y **D (68)** que asignaran las cadenas a las variables **Cadena1**, **Cadena2**, **Cadena3**, y **Cadena4** respectivamente.

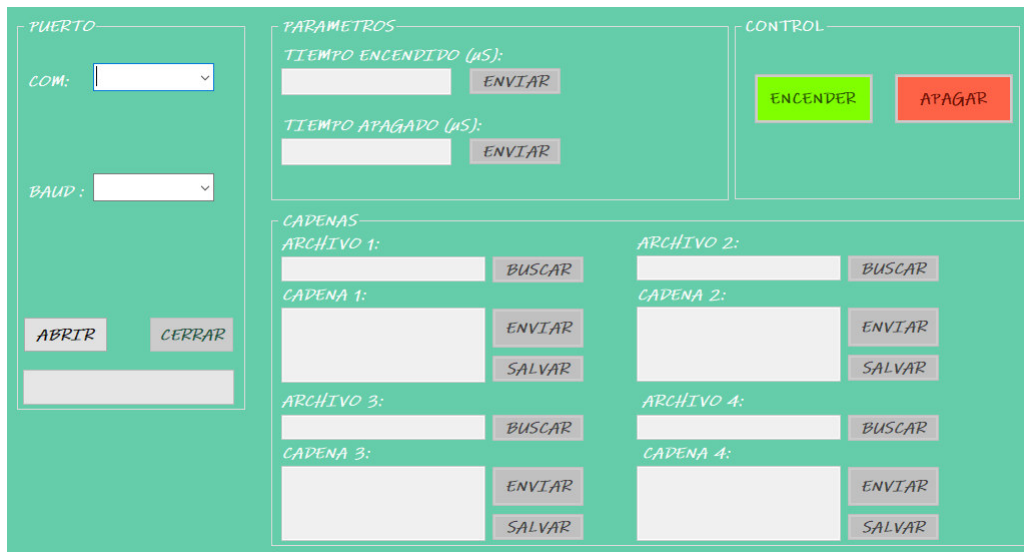
Para poder manipular fácilmente los valores de cada una de las variables y no modificando el código cada vez que queramos probar otros valores, se desarrolló una interfaz de usuario que haga esa tarea; por esta razón, en el código podemos leer valores usando comunicación serial.

### 3.4. Interfaz gráfica de usuario (GUI) para la modulación del ancho de pulso

Las interfaces son de gran ayuda para que el usuario pueda manipular datos de un programa. Además de poder enviar datos; se pueden recibir, y de esta forma poder monitorear que el programa funcione de manera correcta o simplemente supervisarlos que sus posibles actuadores envíen.

Para el desarrollo de estas, hay gran variedad de herramientas que nos pueden ayudar a realizar esta tarea, algunas necesitan que se instale un programa externo para que se pueda ejecutar la aplicación. Para evitar eso, y que esta interfaz se pueda ejecutar en la mayoría de los computadores, se creó una interfaz gráfica en **Windows Form** a través de **visual studio**, programando en lenguaje **C #**. Cualquier computadora con sistema operativo **Windows 7** en adelante lo podrá

ejecutar. La Figura 3.1, muestra la interfaz que se realizó.



**Figura 3.1:** Interfaz gráfica (GUI) para la selección de parámetros. La imagen muestra la interfaz al iniciar la ejecución.

Si vemos la Figura 3.1, identificamos que tiene 4 secciones: PUERTOS, PARÁMETROS, CADENAS Y CONTROL, todos ellos se habilitan conforme se requieran, ya que habrá momentos en que es mejor que el usuario no tenga habilitados algunos parámetros, debido que no tendría sentido que los tuviese disponibles, veamos por que.

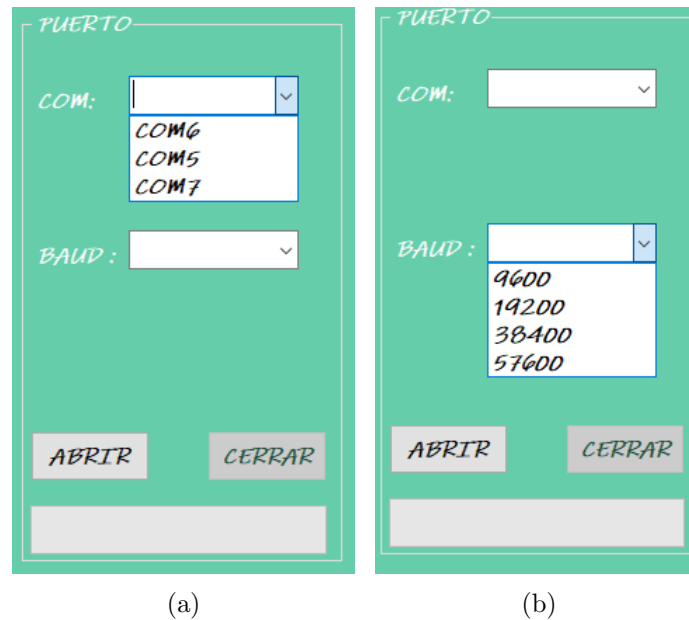
En la Figura 3.1 sólo se muestra la interfaz al abrir, sólo tiene habilitados los parámetros que están en el group box de puertos, ya que antes de iniciar la comunicación se tiene que seleccionar el puerto al que está conectado el Arduino y a su vez, la velocidad de transmisión de datos. Para estos dos casos se colocó una **check list**, que despliega todos los puertos disponibles del equipo en el que se ejecuta, y una más donde despliegan opciones de velocidad de transmisión de datos en baudios (ver la Figura 3.2).

El baudio es una unidad que representa el número de símbolos por segundo en un medio de transmisión. En general, cada símbolo se compone de una o varias señales físicas en función del esquema de modulación y corresponde con una u otra cantidad de información en bits. Así, es posible encontrar una relación directa entre la velocidad en baudios y la velocidad en bits por segundo en una línea; sólo cuando cada símbolo representa un único bit de información ambas velocidades coinciden. De esta forma tenemos:

$$n = \frac{r_b}{r_s} \quad (3.1)$$

donde  $r_b$  es tasa de bits,  $r_s$  es la tasa de símbolos y  $n$  es el número de bits por nivel.

Una vez que hemos elegido los parámetros deseados, se puede conectar utilizando el botón con el mismo nombre. Ya que que se haya conectado al puerto, se habilitan los componentes de los



**Figura 3.2:** Datos de las check list al ser desplegadas. (a) Check list que despliega los puertos disponibles. (b) Check list que despliega algunas velocidades de transmisión.

group box restantes, a excepción del botón **APAGAR**, ya que no lo necesitamos, puesto que aún no hemos encendido. A su vez se deshabilitarán los componentes de la group box **PUERTOS**, a excepción del botón **CERRAR**, en caso que queramos cerrar para cambiar alguno de los puertos o velocidades. Todo esto lo podemos ver gráficamente en la Figura 3.3. Si vemos, podemos enviar valores para **Bajo** y **Alto**, que recordando lo antes visto en la explicación del código, el valor de bajo será relativo. Hay dos formas para enviar el dato, lo enviará en caso que oprimamos el botón **ENVIAR**, que tiene cada uno a su derecha, o sólo con sólo oprimir el botón de enter de nuestro equipo, al estar ubicados en el cuadro de texto que queramos enviar; todo esto se modifica en el código y enviamos los datos necesarios para que puedan ser leídos correctamente, como lo vimos en la Sección 3.3.

Si nos vamos a la group box **CADENAS**, vemos que hay 8 cuadros de texto, de los cuales 4 están designados para escribir cada una de las cadenas que necesitaremos y los otros cuatro, para escribir la ruta de algún documento de texto que se requiera leer. En caso de querer leer un documento podemos oprimir el botón **BUSCAR** que nos abrirá una ventana donde podemos elegir algún documento que tengamos guardado en nuestro dispositivo. Una vez elegido algún documento, la ruta se escribirá en el cuadro de texto **ARCHIVO** y nuestro programa lo abrirá, leerá y escribirá la cadena en su cuadro de texto correspondiente, ya sólo es cuestión de enviarla. Para enviar tenemos las mismas opciones que los cuadros de texto anteriormente mencionados; cabe aclarar que se modificó para que pueda leer archivos con extensiones: `.pdf`, `.docx` y `.txt`. A su vez, podemos guardar las cadenas escritas para tenerlas para después; de ahí, la importancia de poderlas leer. Al igual que para abrir un archivo, al oprimir el botón **GUARDAR** se nos abrirá una nueva ventana, donde podemos elegir la ruta donde se guardara el archivo, así como elegir el nombre deseado y al guardarlo, lo hará automáticamente con la extensión `.txt`.

Cabe mencionar que, todos los cuadros de texto fueron modificados de tal forma que no se

**Figura 3.3:** La interfaz al haberse conectado al puerto.

puedan ingresar letras, sólo números y sólo un punto, a excepción de los cuadros correspondientes donde se escribe la ruta del archivo a leer. Para el caso de los cuadros de texto correspondiente a las cadenas, sí podemos escribir números diferentes de 1 y 0, sin embargo, estos números serán interpretados por el programa en el microcontrolador como 0s, ya que entran en el condicional `else` en cada una de las funciones individuales, que representan a las neuronas.

Una vez llenado los parámetros, se podrán enviar los pulsos modulados. Para ello es sólo cuestión de oprimir el botón **ENCENDER**, al hacer esto se nos deshabilitarán todos los componentes de la interfaz, a excepción del botón **APAGAR**, ya que este es el que enviará la instrucción necesario para detener los pulsos. Esta acción la podemos ver gráficamente en la Figura 3.4. En caso de no haber llenado ninguno de los parámetros y directamente encender, el programa se quedará con los valores con los que se inicializaron cada una de las variables.

**Figura 3.4:** La interfaz al haberse oprimido el botón ENCENDER.

# Fibras ópticas

---

## Contenidos

---

<b>4.1. Introducción</b>	<b>32</b>
<b>4.2. Estructura de la fibra óptica</b>	<b>33</b>
4.2.1. Fibras ópticas de vidrio	33
4.2.2. Fibras de índice escalonado	34
4.2.3. Fibras ópticas plásticas	36
<b>4.3. Ecuaciones de Maxwell</b>	<b>37</b>
<b>4.4. Modos en fibras</b>	<b>39</b>
<b>4.5. Fibras monomodo y multimodo</b>	<b>42</b>
4.5.1. Comparación entre fibras multimodo y monomodo	42
<b>4.6. Perdidas en fibras</b>	<b>43</b>
4.6.1. Coeficiente de atenuación	44
4.6.2. Absorción de material	44
4.6.3. Imperfecciones en guías de ondas	45
<b>4.7. Efectos ópticos no lineales</b>	<b>45</b>
<b>4.8. FOP a utilizar</b>	<b>46</b>

---

## 4.1. Introducción

El fenómeno de la reflexión interna total, responsable del guiado de la luz en las fibras ópticas se conoce desde 1854. Aunque las fibras de vidrio se fabricaban desde 1920, su uso se volvió práctico hasta en la década de 1950, cuando el uso de una capa de revestimiento condujo a una mejora considerable en sus características de guía. En sus inicios, las fibras ópticas se utilizaron principalmente para imágenes médicas en distancias cortas. Su uso con fines de comunicación se consideró poco práctico debido a las altas pérdidas ( $\sim 1000$  dB/km). Sin embargo, la situación cambió drásticamente en 1970, donde las pérdidas en fibras ópticas se redujo a menos de 20 dB/km. Un mayor progreso resultó en 1979 donde las pérdidas se redujeron a sólo 0.2 dB/km cerca del

región espectral de  $1.55 \mu\text{m}$ , que correonden a la banda-C de telecomunicaciones. La disponibilidad de fibras de baja pérdida condujo a una revolución en el campo de la tecnología de ondas de luz y comenzó la era de las telecomunicaciones rápidas.

La rápida expansión del uso de fibras ópticas en el mundo de las telecomunicaciones ha sido debido a sus propiedades, entre las cuales destacan la superioridad sobre los cables metálicos, en particular en el guiado de señales a distancias considerablemente grandes y en ambientes adversos. Al hacer uso de este tipo de líneas de transmisión, debemos conocer los principios de su funcionamiento. Por ejemplo, cuando se emplean fuentes de luz, como diodos láser (LDs) o LEDs, se debe elegir el mejor tipo de fibras según su finalidad. En la literatura podemos encontrar numerosos trabajos dedicados al diseño y comprensión de las fibras ópticas [9, 10, 11, 12], los cuales nos han servido de guía para realizar este trabajo. Asimismo, es importante conocer las ventajas y desventajas que ofrecen los diversos tipos de fibras ópticas, como las fibras plásticas y las fibras hechas de vidrios (ya sean monomodales o multimodales).

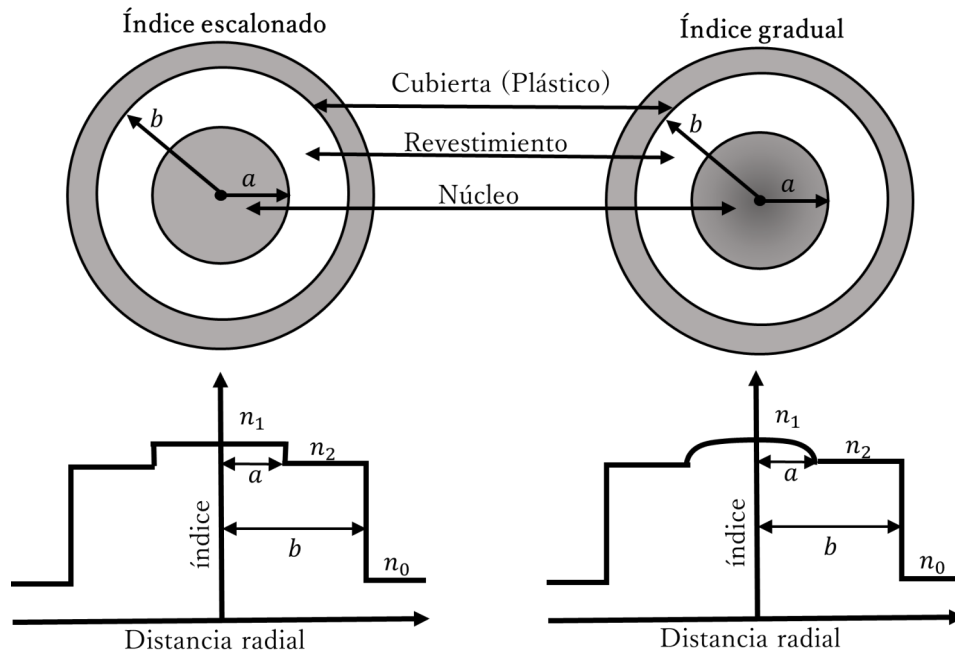
En este capítulo nos enfocaremos al estudio de las fibras ópticas, sus características y de algunos factores importantes que deben tomarse en cuenta para su implementación. Asimismo, analizaremos las características de la fibra plástica con la que hemos trabajado.

## 4.2. Estructura de la fibra óptica

Existen dos categorías de fibras ópticas, dependiendo del material utilizado en su fabricación: vidrios y plásticos. Las fibras de vidrio están hechas de dióxido de silicio (sílica) fundido ( $\text{SiO}_2$ ), con la adición de óxidos metálicos apropiados para el ajuste fino de su índice de refracción; los óxidos más comunes utilizados para este fin son  $\text{TiO}_2$ ,  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ,  $\text{GeO}_2$ , y  $\text{P}_2\text{O}_5$ . Dentro de este tipo de fibras se encuentra la fibra estándar (SMF-28, producida por Corning), la cual es la fibra óptica empleada a nivel mundial para internet. Por otro lado, encontramos las fibras de plástico, cuya principal aplicación es en iluminación y ornamentación. Sin embargo, y pese a su alto grado de pérdidas por atenuación, también pueden ser utilizadas como medio de comunicación en distancias cortas. Para el desarrollo de esta tesis, se empleó una fibra plástica como línea de transmisión, debido a que una de las ventajas sobre las fibras de vidrio es su gran diámetro, lo que se traduce en un enorme cono de aceptación de luz, sin la necesidad de costosos sistemas de alineación o lentes, para confinar la luz en ella.

### 4.2.1. Fibras ópticas de vidrio

Comúnmente, una fibra óptica de vidrio consta de un núcleo cilíndrico rodeado por un revestimiento, cuyo índice de refracción es inferior al del núcleo. Estas fibras pueden clasificarse en 2 tipos principales, dependiendo la forma del índice núcleo: fibras de índice escalonado, donde el índice de refracción del núcleo es contante; y fibras de núcleo gradual, donde índice de refracción disminuye progresivamente dentro del núcleo. La SMF-28, es una fibra de núcleo escalonado, cuyos diámetros de núcleo y revestimiento son de  $8 \mu\text{m}$  y  $125 \mu\text{m}$ , respectivamente. La Figura 4.1 muestra esquemáticamente el perfil del índice y la sección transversal para los dos tipos de fibras.



**Figura 4.1:** Sección transversal y perfil de índice de refracción para fibras de índice escalonado y de índice graduado.

### 4.2.2. Fibras de índice escalonado

Consideremos la geometría de la Figura 4.2, donde un rayo que forma un ángulo  $\theta_i$  con el eje de la fibra es incidido en el núcleo central. Debido a la refracción en la interfaz fibra-aire, el rayo se refracta respecto a la normal. El ángulo  $\theta_r$  del rayo refractado viene dado por:

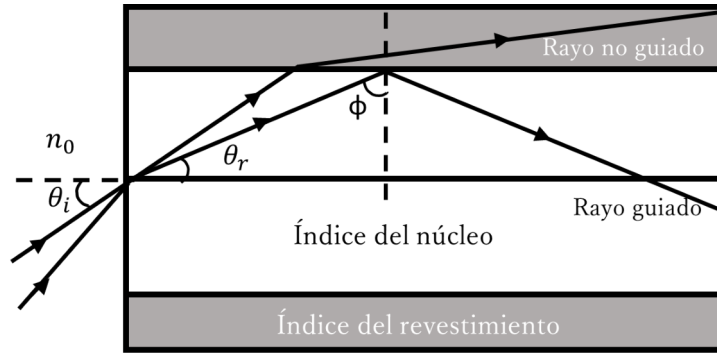
$$n_0 \sin \theta_i = n_1 \sin \theta_r \quad (4.1)$$

donde  $n_1$  y  $n_0$  son los índices de refracción del núcleo de la fibra y del aire, respectivamente. El rayo refractado golpea la interfaz núcleo-revestimiento y se refracta de nuevo. Sin embargo, la refracción es posible sólo para un ángulo de incidencia  $\phi$  tal que  $\sin \phi < n_2/n_1$ . Para ángulos mayores que un ángulo crítico  $\phi_c$ , definido por:

$$\sin \phi_c = \frac{n_2}{n_1} \quad (4.2)$$

donde  $n_2$  es el índice de revestimiento, el rayo experimenta una reflexión interna total en la interfaz núcleo-revestimiento. Dado que tales reflexiones ocurren a lo largo de la longitud de la fibra, todos los rayos con  $\phi > \phi_c$  permanecen confinados al núcleo de la fibra. Este es el mecanismo básico detrás del confinamiento de luz en fibras ópticas.

Podemos usar las Ecs. 4.1 y 4.2 para encontrar el ángulo máximo que el rayo incidente debe hacer con el eje de la fibra para permanecer confinado dentro del núcleo. Considerando  $\theta_r = \pi/2 > \phi_c$



**Figura 4.2:** Confinamiento de la luz por reflexión total interna en fibras de índice escalonado.

para tal rayo y sustituyéndolo en la Ec. 4.1, obtenemos:

$$n_0 \sin \theta_i = n_1 \sin \phi_c = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} \quad (4.3)$$

En analogía con las lentes,  $n_0 \sin \theta_i$  se conoce como la apertura numérica (NA) de la fibra, y representa la capacidad de captación de luz de una fibra óptica. Para  $n_1 \simeq n_2$  la NA puede ser aproximado por:

$$NA = n_1 (2\Delta)^{1/2}, \quad \Delta = (n_1 - n_2)/n_1 \quad (4.4)$$

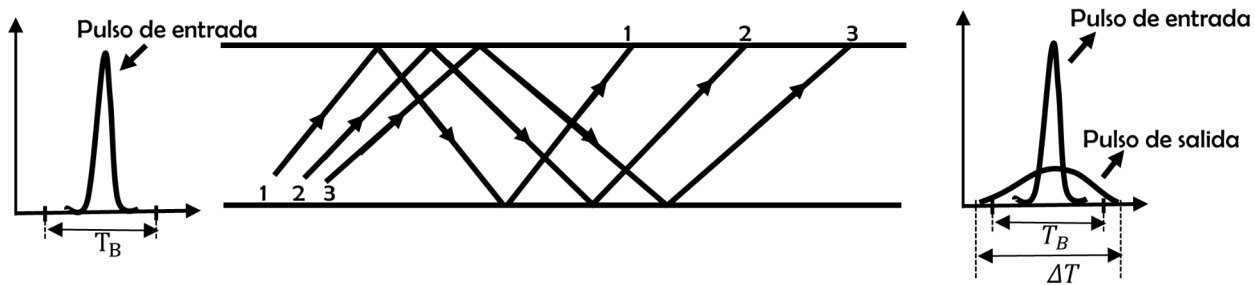
donde  $\Delta$  es el cambio de índice fraccional en la interfaz núcleo-revestimiento. Si vemos,  $\Delta$  debería hacerse lo más grande posible para acoplar la máxima cantidad luz a la fibra. Sin embargo, tales fibras no son útiles para el propósito de las comunicaciones ópticas debido a un fenómeno conocido como dispersión multicamino o dispersión modal.

La dispersión de trayectos múltiples se puede dimensionar si tomamos como referencia la Figura 4.2, donde los diferentes rayos viajan a lo largo de caminos de diferentes longitudes. Como resultado, estos rayos se dispersan en el tiempo en el extremo de salida de la fibra incluso si coincidieran en el extremo de entrada y viajaran a la misma velocidad dentro de la fibra. Un pulso corto se ampliaría considerablemente como resultado de diferentes longitudes de camino como se muestra en la Figura 4.3. Uno puede estimar la extensión del pulso ensanchándose simplemente considerando las trayectorias de rayos más cortos y más largos. El camino más corto ocurre para  $\theta_i = 0$  y es exactamente igual a la longitud de la fibra  $L$ . El camino más largo ocurre para  $\theta_i$  dada por la Ec. 4.3 y tiene una longitud  $L/\sin \phi_c$ . Tomando la velocidad de propagación  $v = c/n_1$ , el retardo de tiempo viene dado por:

$$\Delta T = \frac{n_1}{c} \left( \frac{L}{\sin \phi_c} - L \right) = \frac{Ln_1^2}{cn_2^2} \Delta \quad (4.5)$$

El tiempo de retardo entre los dos rayos que toman el camino más corto y el más largo es una medida de ensanchamiento experimentado por un pulso lanzado a la entrada de la fibra. Podemos relacionar  $\Delta T$  con la capacidad de transporte de información de la fibra medida a través de la tasa de bits  $B$ . Aunque una relación precisa entre  $B$  y  $\Delta T$  depende de muchos detalles, como la forma del pulso, está claro intuitivamente que  $\Delta T$  debe ser menor que la ranura de bits asignada





**Figura 4.3:** El pulso se ensancha debido a los diferentes tiempos que tardan los diferentes rayos en atravesar la fibra.

( $T_B = 1/B$ ). Por lo tanto, un orden de magnitud estimado de la tasa de bits es obtenido de la condición  $B\Delta T < 1$ . Mediante el uso de la Ec. 4.5 obtenemos:

$$BL < \frac{n_2 c}{n_1^2 \Delta} \quad (4.6)$$

Esta condición proporciona una estimación aproximada de una limitación fundamental de las fibras de índice escalonado.

### 4.2.3. Fibras ópticas plásticas

Las fibras ópticas plásticas (FOP) tienen núcleos más grandes (120 - 1000  $\mu\text{m}$ ) que las fibras ópticas de vidrio de mayor diámetro (fibras multimodo), lo que facilita la alineación de los conectores. Otra de las grandes ventajas es su fácil manipulación, por lo que son fáciles de instalar. Sin embargo, tiene altas pérdidas de transmisión (a menudo varios dB/km) que limitan sus aplicaciones a distancias bastante cortas. A menudo su fuente es la luz visible, mientras que la luz infrarroja es más común para las fibras de telecomunicaciones.

Las FOP de índice graduado se pueden usar para enlaces de corta distancia <100 m aunque las longitudes máximas de enlace son considerablemente más cortas que las fibras multimodo de vidrio.

Diversos tipos de fibras plásticas y conectores han sido propuestos como estándares para aplicaciones de comunicaciones. Por ejemplo, la FOP Lucina de índice graduado está hecha de fluoropolímero transparente, CYTOP. Está disponible en versiones monomodo y multimodo, y puede admitir potencialmente más de 1 Gbit/s hasta 500 m; la atenuación es sobre 50 dB/km a 850 nm, y tiene un ancho de banda de 200 - 300 MHz-km.

A pesar de que tiene muchas desventajas, es muy útil en otras áreas de la ciencia, como lo es en la medicina, usadas para imágenes y aplicaciones de seguridad. En nuestro caso particular, este tipo de fibra es muy útil, debido a la facilidad con la que se puede confinar la luz en ella. Además, al no estar trabajando con largas distancias, el gran nivel de atenuación no presentara mayor problema en la aplicación.

### 4.3. Ecuaciones de Maxwell

Como todos los fenómenos electromagnéticos, la propagación de los campos ópticos en las fibras se rige por las ecuaciones de Maxwell. Para un medio no conductor sin cargas libres, estas ecuaciones toman la forma:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (4.7)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (4.8)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0 \quad (4.9)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (4.10)$$

donde  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{H}$  son los vectores de campo eléctrico y magnético, respectivamente, y  $\mathbf{D}$  y  $\mathbf{B}$  son las densidades de flujo correspondientes. Las densidades de flujo están relacionadas con los vectores de campo por las relaciones constitutivas:

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{M} \quad (4.12)$$

Tomando  $\varepsilon_0$  como la permitividad del vacío,  $\mu_0$  es la permeabilidad al vacío y  $\mathbf{P}$  y  $\mathbf{M}$  son las polarizaciones eléctricas y magnéticas inducidas, respectivamente. Para fibras ópticas  $\mathbf{M} = 0$  debido a la naturaleza no magnética del vidrio de sílice. La evaluación de la polarización eléctrica  $\mathbf{P}$  requiere una aproximación a la mecánica cuántica. Aunque este enfoque es esencial cuando la frecuencia óptica está cerca una resonancia media, una relación fenomenológica entre  $\mathbf{P}$  y  $\mathbf{E}$  se puede utilizar lejos de resonancias medias. Este es el caso de las fibras ópticas en la región de longitud de onda que va de  $0.5 \mu\text{m}$  -  $2 \mu\text{m}$ , un rango que cubre la región de baja pérdida en fibras, que es de interés para sistemas de comunicación óptica. En general, la relación entre  $\mathbf{P}$  y  $\mathbf{E}$  puede ser no lineal. Aunque los efectos no lineales en las fibras ópticas son de gran interés pueden ignorarse en una discusión sobre modos en fibra.  $\mathbf{P}$  está entonces relacionado con  $\mathbf{E}$  por la relación.

$$\mathbf{P}(r, t) = \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \chi(r, t - t') \mathbf{E}(r, t') dt' \quad (4.13)$$

La susceptibilidad lineal  $\chi$  es, en general, un tensor de segundo rango pero se reduce a un escalar para un medio isotrópico como el vidrio de sílice. Las fibras ópticas se vuelven ligeramente birrefringentes debido a variaciones no intencionales en la forma del núcleo o en la deformación local. La Ec. 4.13 asume una respuesta espacial local. Sin embargo, incluye la naturaleza retardada de la respuesta temporal, una característica que tiene implicaciones importantes para las comunicaciones de fibra óptica a través de dispersión cromática.

Las ecuaciones 4.7 - 4.13 proporcionan un formalismo general para estudiar la propagación de ondas en fibras ópticas. En la práctica, es conveniente utilizar una sola variable de campo  $\mathbf{E}$ . Tomando el rotacional de la Ec. 4.7 y utilizando las Ecs. 4.8, 4.11 y 4.12, obtenemos la ecuación

de onda:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = -\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} - \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}}{\partial t^2} \quad (4.14)$$

La velocidad de la luz en el vacío se define por  $c = (\mu_0 \varepsilon_0)^{-1/2} = 299\,792\,458 \text{ m/s}$  (aunque normalmente se toma el valor  $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ). Introduciendo la transformada de Fourier de  $\mathbf{E}(r, t)$  a través de la relación:

$$\tilde{\mathbf{E}}(r, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{E}(r, t) e^{i\omega t} dt \quad (4.15)$$

así como una relación similar para  $\mathbf{P}(r, t)$ , y usando la Ec.4.13, Ec. 4.14 puede ser escrito en el dominio de la frecuencia como:

$$\nabla \times \nabla \times \tilde{\mathbf{E}} = -\varepsilon(r, \omega) (\omega^2 / c^2) \tilde{\mathbf{E}}, \quad (4.16)$$

donde la constante dieléctrica dependiente de la frecuencia se define como:

$$\varepsilon(r, \omega) = 1 + \tilde{\chi}(r, \omega) \quad (4.17)$$

Y  $\tilde{\chi}(r, \omega)$  es la transformada de Fourier de  $\chi(r, t)$ . En general,  $\varepsilon(r, \omega)$  es complejo. Estas partes reales e imaginarias están relacionadas con el índice de refracción  $n$  y el coeficiente de absorción  $\alpha$  por la definición:

$$\varepsilon = \left( n + \frac{i\alpha c}{2\omega} \right)^2 \quad (4.18)$$

Usando las Ecs. 4.17 y 4.18,  $n$  y  $\alpha$  están relacionados con  $\tilde{\chi}$  como:

$$n = (1 + \text{Re}(\tilde{\chi}))^{1/2} \quad (4.19)$$

$$\alpha = \left( \frac{\omega}{nc} \right) \text{Im}(\tilde{\chi}) \quad (4.20)$$

donde  $\text{Re}$  e  $\text{Im}$  representan las partes real e imaginaria, respectivamente. Tanto  $n$  como  $\alpha$  son dependientes de la frecuencia. La dependencia de frecuencia de  $n$  se conoce como dispersión cromática o simplemente como dispersión material.

Se pueden hacer dos simplificaciones más, antes de resolver la Ec. 4.16. Primero,  $\varepsilon$  puede tomarse como real y reemplazarse por  $n^2$  debido a las bajas pérdidas ópticas en las fibras de sílice. Segundo, dado que  $n(r, \omega)$  es independiente de la coordenada espacial  $r$  tanto en el núcleo como en el revestimiento de una fibra de índice escalonado, se puede utilizar la identidad:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = \nabla(\nabla \cdot \tilde{\mathbf{E}}) - \nabla^2 \tilde{\mathbf{E}} = -\nabla^2 \tilde{\mathbf{E}} \quad (4.21)$$

Usamos la Ec. 4.9 y la relación  $\tilde{\mathbf{D}} = \varepsilon \tilde{\mathbf{E}}$  para establecer  $\nabla \cdot \tilde{\mathbf{E}} = 0$ . Esta simplificación está hecho incluso para fibras de índice graduado. Entonces, la ecuación 4.21 se cumple aproximadamente siempre y cuando los cambios de índice ocurran en una escala de longitud mucho más larga que la longitud de onda. Usando la Ec. 4.21 en la Ec. 4.16, obtenemos la Ecuación de Helmholtz:

$$\nabla^2 \tilde{\mathbf{E}} + n^2(\omega) k_0^2 \tilde{\mathbf{E}} = 0 \quad (4.22)$$

donde  $k_0$  es el número de onda en el espacio libre y se define como:

$$k_0 = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (4.23)$$

y  $\lambda$  es la longitud de onda de vacío del campo óptico que oscila a la frecuencia  $\omega$ . La Ec. 4.22 se resuelve a continuación para obtener los modos ópticos de las fibras de índice escalonado.

## 4.4. Modos en fibras

El concepto de modo es un concepto general en óptica que ocurre también, en la teoría de los láseres. Un modo se refiere a una solución específica de la ecuación de onda (Ec. 4.22) que satisface las condiciones de frontera apropiadas y tiene la propiedad de que la distribución espacial no cambia con la propagación. Los principales modos en las fibras son los modos guiados, modos de radiación y modos con fugas. No obstante, la transmisión de señales en los sistemas de comunicación de fibra óptica tiene lugar solamente a través de los modos guiados. La siguiente discusión se enfoca exclusivamente en los modos guiados de un fibra de índice escalonado.

Debido a la geometría cilíndrica de las fibras, la Ec. 4.22 está escrita en coordenadas cilíndricas  $(\rho, \phi, z)$  como:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + n^2 k_0^2 E_z = 0 \quad (4.24)$$

donde para una fibra de índice escalonado de radio de núcleo  $a$ , el índice de refracción  $n$  es de la forma:

$$n = \begin{cases} n_1; & \rho \leq a, \\ n_2; & \rho > a, \end{cases} \quad (4.25)$$

Para simplificar la notación, se eliminó la tilde sobre  $\tilde{\mathbf{E}}$  y la dependencia de la frecuencia de todas las variables se entiende implícitamente. La Ec. 4.24 se escribe para el componente axial  $E_z$  del vector de campo eléctrico. Se pueden escribir ecuaciones similares para los otros cinco componentes de  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{H}$ . Sin embargo, no es necesario resolver las seis ecuaciones ya que sólo dos componentes de seis son independientes. Considerando  $z$  como la dirección de propagación de la onda, se toman a  $E_z$  y  $H_z$  como las componentes independientes, de donde se obtienen  $E_\rho$ ,  $E_\phi$ ,  $H_\rho$  y  $H_\phi$  en términos de ellos. La Ec. 4.24 se resuelve fácilmente usando el método de separación de variables y escribiendo  $E_z$  como:

$$E_z(\rho, \phi, z) = F(\rho)\Phi(\phi)Z(z) \quad (4.26)$$

Sustituyendo la Ec. 4.26 en la Ec. 4.24, obtenemos las tres ecuaciones ordinarias:

$$\frac{d^2 Z}{dz^2} + \beta^2 Z = 0 \quad (4.27)$$

$$\frac{d^2 \Phi}{d\phi^2} + m^2 \Phi = 0 \quad (4.28)$$

$$\frac{d^2 F}{d\rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{dF}{d\rho} + \left( n^2 k_0^2 - \beta^2 - \frac{m^2}{\rho^2} \right) F = 0 \quad (4.29)$$

La Ec. 4.27 tiene una solución de la forma  $Z = e^{\beta z}$ , donde  $\beta$  tiene el significado físico de la constante de propagación. Del mismo modo, la Ec. 4.28 tiene solución  $\Phi = e^{im\phi}$ , pero la constante  $m$  está restringida para tomar sólo valores enteros ya que el campo debe ser periódico en  $\phi$  con un período de  $2\pi$ .

La Ec. 4.29 es la conocida ecuación diferencial satisfecha por funciones Bessel. Su solución general en las regiones del núcleo y del revestimiento se puede escribir como:

$$F(\rho) = \begin{cases} AJ_m(p\rho) + A'Y_m(p\rho); & \rho \leq a, \\ CK_m(q\rho) + C'I_m(q\rho); & \rho > a, \end{cases} \quad (4.30)$$

donde  $A$ ,  $A'$ ,  $C$  y  $C'$  son constantes y  $J_m$ ,  $Y_m$ ,  $K_m$  e  $I_m$  son diferentes tipos de funciones Bessel. Los parámetros  $p$  y  $q$  están definidos por:

$$p^2 = n_1^2 k_0^2 - \beta^2 \quad (4.31)$$

$$q^2 = \beta^2 - n_1^2 k_0^2 \quad (4.32)$$

Se produce una simplificación considerable cuando usamos la condición límite de que el campo óptico para un modo guiado debe ser finito en  $\rho = 0$  y decaer a cero en  $\rho = \infty$ . Ya que  $Y_m(p\rho)$  tiene una singularidad en  $\rho = 0$ ,  $F(0)$  puede permanecer finito sólo si  $A' = 0$ . De manera similar  $F(\rho)$  desaparece en el infinito sólo si  $C' = 0$ . La solución general de la ecuación. Ec. 4.24 es por lo tanto de la forma:

$$E_z = \begin{cases} AJ_m(p\rho)e^{im\phi}e^{i\beta z}; & \rho \leq a, \\ CK_m(q\rho)e^{im\phi}e^{i\beta z}; & \rho > a, \end{cases} \quad (4.33)$$

Se puede usar el mismo método para obtener  $H_z$  que también satisfaga la Ec. 4.24. En efecto, la solución es la misma pero con diferentes constantes  $B$  y  $D$ , es decir:

$$H_z = \begin{cases} BJ_m(p\rho)e^{im\phi}e^{i\beta z}; & \rho \leq a, \\ DK_m(q\rho)e^{im\phi}e^{i\beta z}; & \rho > a, \end{cases} \quad (4.34)$$

Los otros cuatro componentes  $E_\rho$ ,  $E_\phi$ ,  $H_\rho$  y  $H_\phi$  se pueden expresar en términos de  $E_z$  y  $H_z$  utilizando las ecuaciones de Maxwell. En la región central, obtenemos:

$$E_\rho = \frac{i}{\rho^2} \left( \beta \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \mu_0 \frac{\omega}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right) \quad (4.35)$$

$$E_\phi = \frac{i}{\rho^2} \left( \frac{\beta}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \mu_0 \omega \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) \quad (4.36)$$

$$H_\rho = \frac{i}{\rho^2} \left( \beta \frac{\partial H_z}{\partial \rho} + \varepsilon_0 n^2 \frac{\omega}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} \right) \quad (4.37)$$

$$H_\phi = \frac{i}{\rho^2} \left( \frac{\beta}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} + \varepsilon_0 n^2 \omega \frac{\partial E_z}{\partial \rho} \right) \quad (4.38)$$

Estas ecuaciones se pueden usar en la región de revestimiento después de reemplazar  $p^2$  por  $-q^2$ . Las Ecs. 4.33 - 4.38 expresan el campo electromagnético en el núcleo y las regiones de revestimiento de una fibra óptica en términos de cuatro constantes  $A$ ,  $B$ ,  $C$  y  $D$ . Estas constantes se

determinan aplicando la condición de frontera que las componentes tangenciales de  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{H}$  sean continuos a través de la interfaz núcleo-revestimiento. Al requerir la continuidad de  $E_z$ ,  $H_z$ ,  $E_\phi$  y  $H_\phi$  en  $\rho = a$ , obtenemos un conjunto de cuatro ecuaciones homogéneas satisfechas por  $A$ ,  $B$ ,  $C$  y  $D$ . Estas ecuaciones tienen una solución no trivial sólo si el determinante de la matriz de coeficientes se anula. Después de considerables detalles algebraicos, esta condición nos lleva a la siguiente ecuación de valores propios:

$$\left[ \frac{J'_m(pa)}{pJ_m(pa)} + \frac{K'_m(qa)}{qK_m(qa)} \right] \left[ \frac{J'_m(pa)}{pJ_m(pa)} + \frac{n_1^2 K'_m(qa)}{n_2^2 qK_m(qa)} \right] = \frac{m^2}{a^2} \left( \frac{1}{p^2} + \frac{1}{q^2} \right) \left( \frac{1}{p^2} + \frac{n_1^2}{n_2^2} \frac{1}{q^2} \right) \quad (4.39)$$

Un número primo indica diferenciación con respecto al argumento. Para un conjunto dado de parámetros  $k_0$ ,  $a$ ,  $n_1$  y  $n_2$ , la ecuación de valores propios Ec. 4.39 se puede resolver numéricamente para determinar la constante de propagación  $\beta$ . En general, puede tener múltiples soluciones para cada valor entero de  $m$ . Es costumbre enumerar estas soluciones en orden numérico descendente y las denotamos con  $\beta_{mn}$  para un  $m$  dado ( $n = 1, 2, \dots$ ). Cada valor  $\beta_{mn}$  corresponde a un posible modo de propagación del campo óptico cuya distribución espacial se obtiene a partir de las Ecs. 4.33 - 4.38. Debido que la distribución del campo no cambia con la propagación excepto por un factor de fase y satisface todas las condiciones de frontera, es un modo óptico de la fibra. En general, tanto  $E_z$  como  $H_z$  son distintos de cero (excepto para  $m = 0$ ). Por lo tanto, los modos de fibra se denominan modos híbridos y se denotan por  $HE_{mn}$  o  $EH_{mn}$ , dependiendo de si domina  $H_z$  o  $E_z$ . En el caso especial  $m = 0$ ,  $HE_{0n}$  y  $EH_{0n}$  también se denotan por  $TE_{0n}$  y  $TM_{0n}$ , respectivamente, ya que corresponden a transverso-eléctrico ( $E_z = 0$ ) y modos de propagación transversal-magnético ( $H_z = 0$ ). Para este caso, es común llamarlos modos  $LP_{mn}$  para fibras que guían débilmente para las cuales tanto  $E_z$  como  $H_z$  son casi cero ( $LP$  significa modos polarizados linealmente).

Un modo está determinado únicamente por su constante de propagación  $\beta$ . Es útil presentar una cantidad  $\bar{n} = \beta/k_0$ , llamada índice modal o índice efectivo y que tiene el significado físico de que cada modo de fibra se propaga con un índice de refracción efectivo  $\bar{n}$  cuyo valor se encuentra en el rango  $n_1 > \bar{n} > n_2$ . Un modo deja de ser guiado cuando  $\bar{n} \leq n_2$ . Esto se puede entender observando que el campo óptico de los modos guiados decae exponencialmente dentro de la capa de revestimiento ya que:

$$k_m(q\rho) = (\pi/2q\rho)^{1/2} e^{-q\rho} \text{ para } q\rho \gg 1 \quad (4.40)$$

Cuando  $\bar{n} \leq n_2$ ,  $q_2 \leq 0$  de la Ec. 4.32 y no se produce el decaimiento exponencial. Se dice que el modo alcanza el corte cuando  $q$  se vuelve cero o cuando  $\bar{n} = n_2$ . De la Ec. 4.31,  $p = k_0(n_1^2 - n_2^2)^{1/2}$  cuando  $q = 0$ . Un parámetro que juega un papel importante en la determinación de la condición de corte se define como:

$$V = k_0 a (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} \approx (2\pi/\lambda) a n_1 \sqrt{2\Delta} \quad (4.41)$$

y se conoce como frecuencia normalizada ( $V \propto \omega$ ) o simplemente el parámetro  $V$ . También es útil para introducir una constante de propagación normalizada  $b$  como:

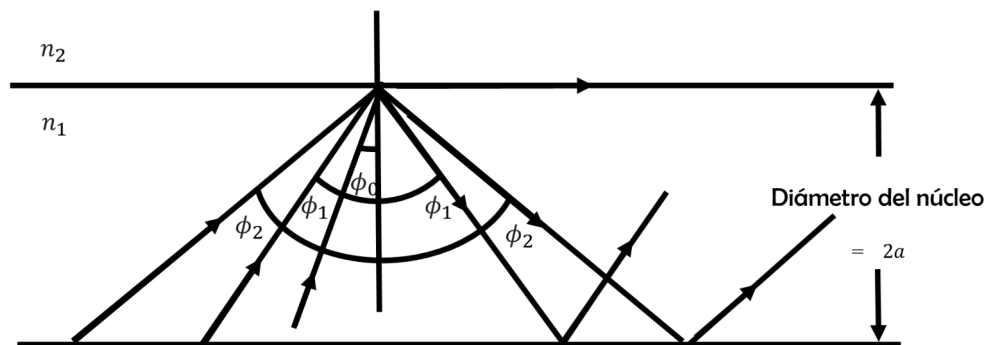
$$b = \frac{\beta/k_0 - n_2}{n_1 - n_2} = \frac{\bar{n} - n_2}{n_1 - n_2} \quad (4.42)$$

Una fibra con un gran valor de  $V$  soporta muchos modos. Una estimación aproximada del número de modos para una fibra multimodo de este tipo está dada por  $V^2/2$ .

## 4.5. Fibras monomodo y multimodo

Además de considerar la longitud de onda, si la diferencia de índice ( $n_1 - n_2$ ) es grande o el radio del núcleo  $a$  es mucho mayor que la longitud de onda de la luz, la fibra óptica admitirá múltiples modos guiados. Un modo guiado se puede imaginar como un rayo que experimenta reflexión total interna. En la sección anterior (Sección 4.4) se proporciona una descripción matemática de los modos guiados. De la teoría de rayos ópticos, se deduce que la reflexión total interna ocurre para cualquier ángulo en el intervalo  $[\phi_c, \pi/2]$ . Esto implica un infinito número de modos guiados. Sin embargo, de la teoría de la óptica ondulatoria se deduce que no todos los ángulos en el intervalo  $[\phi_c, \pi/2]$  están permitidos. La guía de luz ocurre sólo en ángulos discretos  $\{\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4, \dots\}$  en el intervalo  $[\phi_c, \pi/2]$ , como se muestra en la Figura 4.4. Cada ángulo discreto corresponde a un modo guiado. Típicamente, una fibra multimodo puede admitir miles de modos guiados. A medida que la diferencia de índice ( $n_1 - n_2$ ) se vuelve muy grande y/o el diámetro del núcleo se vuelve mucho más grande que la longitud de onda de la luz, la fibra soporta un gran número de modos. A medida que la diferencia de índice ( $n_1 - n_2$ ) se vuelve más pequeño y/o el diámetro del núcleo se vuelve comparable con la longitud de onda de la luz, el número de modos guiados disminuye. De hecho, con el diseño adecuado, una fibra podría admitir sólo un modo guiado (un rayo con un ángulo específico). Tal fibra se denomina fibra monomodo, que es de gran importancia para la comunicación óptica de alta velocidad.

Para el caso de la fibra estándar, diseñada para propagar luz a 1550 nm,  $V \approx 2,405$ ; este valor corresponde al primer cero de la función Bessel  $J_0$ . En tal caso, esta fibra óptica sólo permite un único modo guiado, ya que su longitud de onda de corte está en 1260 nm. Por lo que para cualquier longitud de onda por encima de tal valor, se tendrá sólo un modo.



**Figura 4.4:** Cuando el ángulo de incidencia excede  $\phi_c$ , la reflexión interna total ocurre sólo para ciertos ángulos discretos.

### 4.5.1. Comparación entre fibras multimodo y monomodo

Las fibras SMFs (fibras monomodo) tienen varias ventajas sobre las MMFs (fibras multimodo); entre las que destaca un mayor ancho de banda y una menor atenuación. A pesar de ello, las MMFs siguen teniendo una gran importancia en las comunicaciones ópticas; cuando de distancias cortas se trata. Además, el equipamiento para las MMFs es generalmente más económico que el

monomodo.

El radio del núcleo de una fibra multimodo (25 - 1500  $\mu\text{m}$ ) es mucho mayor que la de una fibra monomodo (8.2  $\mu\text{m}$ , para el caso de la SMF-28). Por lo tanto, es más fácil confinar luz a una MMF. La diferencia del índice relativo  $\Delta$  de un MMF es mayor que la de una SMF. Por lo tanto, la apertura numérica de una MMF es grande, lo que implica que se puede lanzar más luz a la fibra desde una fuente óptica económica que tiene una gran dispersión angular, como un LED.

Para tener una eficiencia de acoplamiento de potencia razonable, las SMF se excitan con diodos láser. Se pueden diseñar enlaces de fibra óptica económicos de corta distancia utilizando LED y fibras multimodo. Sin embargo, las MMFs no se utilizan para aplicaciones de larga distancia y/o de alta tasa de bits debido a la dispersión intermodalidad. Aunque la dispersión se puede reducir hasta cierto punto utilizando MMFs de índice graduado, el ensanchamiento del pulso aumenta linealmente con la distancia y se vuelve inaceptablemente grande para un enlace de fibra óptica de cientos de kilómetros de largo. Por lo general, el alcance de transmisión de una fibra óptica MMF enlace a una tasa de bits de 1 Gb/s está limitado a unos pocos kilómetros. La dispersión intermodal estaría ausente si hubiera sólo un modo. Por lo tanto, las fibras monomodo se utilizan para largas distancias (1000 km - 30 000 km) y alta tasa de bits (10 Gb/s - 100 Gb/s).

Desde el punto de vista de la teoría de la información, la capacidad de canal de una fibra multimodo es mayor que la de una fibra monomodo. Esto se debe a que, en principio, cada modo de una MMF puede transportar tanta información como un SMF. Cuando diferentes modos de una MMF transportan conjuntos de datos independientes, se conoce como multiplexación por división de modo. En una MMF ideal con  $M$  modos guiados, no hay acoplamiento de potencia entre los modos y la capacidad del canal puede ser mejorada por el factor  $M$ . Sin embargo, debido a fluctuaciones del índice de refracción a lo largo de la fibra, hay un intercambio de energía entre los modos, lo que lleva a una diafonía entre canales de un sistema multiplexado por división de modo. Esta diafonía se puede compensar utilizando técnicas de procesamiento de señales digitales.

## 4.6. Pérdidas en fibras

La dispersión de la fibra limita el rendimiento de los sistemas de comunicación ópticos ampliando los pulsos ópticos a medida que se propagan dentro de la fibra. Las pérdidas representan otro factor limitante porque reducen la potencia de la señal que llega al receptor. Como los receptores ópticos necesitan una cierta cantidad mínima de energía para recuperar la señal con precisión. De hecho, el uso de fibras de sílice para comunicaciones ópticas se volvió práctico sólo cuando las pérdidas se redujeron a un nivel aceptable durante la década de 1970. Con la llegada de los amplificadores ópticos en la década de 1990, las distancias de transmisión pueden superar varios miles de kilómetros compensando periódicamente las pérdidas acumuladas. Sin embargo, las fibras de baja pérdida todavía se requieren ya que el espacio entre los amplificadores está determinado por las pérdidas de fibra. En esta sección discutiremos algunos de los principales factores que causan pérdidas en las Fibras ópticas.



### 4.6.1. Coeficiente de atenuación

En condiciones bastante generales, los cambios en la potencia óptica promedio  $P$  de un flujo de bits que se propagan dentro de una fibra óptica se rigen por la ley de Beer:

$$\frac{dP}{dz} = -\alpha P \quad (4.43)$$

donde  $\alpha$  representa el coeficiente de atenuación. No hay que confundir con el  $\alpha$  de la Ec. 4.18, que se denota con el mismo símbolo que el coeficiente de absorción. En la Ec. 4.43, incluye no sólo la absorción de material si no que también otras fuentes de atenuación de potencia. Si  $P_{in}$  es la potencia lanzada en el extremo de entrada de una fibra de longitud  $L$ , la potencia de salida  $P_{out}$  de la Ec. 4.43 esta dada por:

$$P_{out} = P_{in}e^{-\alpha L} \quad (4.44)$$

Es costumbre expresar  $\alpha$  en unidades de dB/km usando la relación:

$$\alpha(dB/km) = -\frac{10}{L} \log_{10} \left( \frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (4.45)$$

refiriéndose a él como el parámetro de pérdida de fibra.

Las pérdidas de fibra también dependen de la longitud de onda de la luz transmitida. De ahí la importancia de saber cuales son las características que requerimos, y elegir cuidadosamente la fibra a utilizar. Varios factores contribuyen a las pérdidas, los dos más importantes entre ellos se encuentran la absorción del material y la dispersión de Rayleigh.

### 4.6.2. Absorción de material

La absorción del material se puede dividir en dos categorías: absorción intrínseca y absorción extrínseca.

#### Absorción intrínseca

Las pérdidas de absorción intrínsecas corresponden a la absorción por sílice fundida (material utilizado para hacer fibras). Cualquier material absorbe a ciertas longitudes de onda correspondientes a las resonancias electrónicas y vibratorias asociadas con moléculas específicas. Para moléculas de sílice ( $SiO_2$ ), resonancias electrónicas ocurren en la región ultravioleta ( $\lambda < 0.4 \mu m$ ), mientras que las resonancias vibratorias ocurren en la región infrarroja ( $\lambda > 0.7 \mu m$ ). Debido a la naturaleza amorfa de la sílice fundida, estas resonancias tienen la forma de bandas de absorción cuyas colas se extienden hacia la región visible.

#### Absorción extrínseca

La absorción extrínseca está relacionada con las pérdidas causadas por las impurezas dentro de la sílice. Impurezas de metales de transición tales como  $Fe$ ,  $Cu$ ,  $Co$ ,  $Ni$ ,  $Mn$  y  $Cr$  absorben fuertemente en el rango de longitud de onda 0.6 - 1.6  $\mu m$ . Su cantidad debe reducirse por debajo de 1 parte por mil millones para obtener pérdidas por debajo de 1 dB/km. Tal sílice de alta pureza

se puede obtener utilizando técnicas modernas. La principal fuente de absorción extrínseca en las fibras de sílice de última generación es la presencia de vapores de agua.

### 4.6.3. Imperfecciones en guías de ondas

En la práctica, las imperfecciones en la interfaz núcleo-revestimiento (variaciones aleatorias del radio del núcleo) puede generar pérdidas adicionales que contribuyen a la pérdida neta de fibra. El proceso físico detrás de tales pérdidas es la *dispersión Mie*, que se produce debido a la falta de homogeneidad del índice en una escala más larga que la longitud de onda óptica. Por lo general, se tiene cuidado para garantizar que el radio del núcleo no varíe significativamente a lo largo de la longitud de la fibra durante la fabricación. Estas variaciones se pueden mantener por debajo del 1% y la pérdida por dispersión resultante suele ser inferior a 0.03 dB/km.

Los dobleces en la fibra constituyen otra fuente de pérdida por dispersión. La razón se puede entender usando la imagen del rayo. Normalmente, un rayo guiado golpea la interfaz núcleo-revestimiento en un ángulo mayor que el ángulo crítico para experimentar la reflexión total interna. Sin embargo, el ángulo disminuye cerca de una curva y puede volverse más pequeño que el ángulo crítico para curvas cerradas. El rayo entonces escaparía fuera de la fibra y una parte de la energía modal se dispersa en la capa de revestimiento. La pérdida por flexión es proporcional a  $e^{-R/R_c}$ , donde  $R$  es el radio de curvatura de la fibra doblada y  $R_c = a/(n_1^2 - n_2^2)$ .

Una fuente importante de pérdida de fibra, particularmente en forma de cable, está relacionada con las distorsiones axiales que invariablemente ocurren durante el cableado cuando la fibra se presiona contra una superficie que no es perfectamente lisa. Estas pérdidas se denominan pérdidas por microflexión y se han estudiado extensamente. Las microcurvas provocan un aumento de la pérdida de la fibra, tanto para fibras multimodo como monomodo y puede resultar en una pérdida excesivamente grande ( $\sim 100$  dB/km) si no se toman precauciones para minimizarlas.

## 4.7. Efectos ópticos no lineales

A intensidades altas, los efectos no lineales en las fibras ópticas empiezan a influir en la propagación del haz de luz. Los efectos no lineales más importantes que afectan a la fibra óptica en los sistemas de comunicación incluyen la automodulación de fase (SPM), la modulación de fase cruzada (XPM) y mezcla de cuatro ondas (FWM). La dispersión estimulada Raman (SRS) y la dispersión estimulada de Brillouin (SBS) también son importantes fenómenos no lineales; solo por mencionarlos. Sin embargo no los trataremos en este trabajo ya que son efectos que no se presentarán a bajas intensidades de luz, a las que estaremos trabajando.

A intensidades ópticas elevadas (que corresponden a campos eléctricos elevados), todos los medios se comportan de forma no lineal. La polarización eléctrica generada en el medio viene dado por la siguiente ecuación:

$$P = \epsilon_0 (\chi \epsilon + \chi^{(2)} \epsilon^2 + \chi^{(3)} \epsilon^3 + \dots) \quad (4.46)$$

donde  $\chi$  representa la susceptibilidad lineal del medio,  $\chi^{(2)}, \chi^{(3)} \dots$  son susceptibilidades de orden superior que dan lugar a los términos no lineales y  $\epsilon$  representa el campo eléctrico total de las ondas de luz que se propagan. El segundo término del lado derecho es responsable de la

generación del segundo armónico (SHG), suma y generación de diferencia de frecuencia, interacciones paramétricas, etc., mientras que el tercer término es responsable de la generación del tercer armónico, intensidad dependiente del índice de refracción, automodulación de fase (SPM), modulación de fase cruzada (XPM), cuatro ondas mezcla (FWM), etc. Para los medios que poseen una simetría de inversión,  $\chi^{(2)}$  es cero y no hay efecto no lineal de segundo orden. Por lo tanto, las fibras ópticas de sílice no poseen no linealidad de segundo orden y el primer término no lineal es el tercer orden de no linealidad.

## 4.8. FOP a utilizar

Como se ha estado mencionado a lo largo del documento, estaremos trabajando la fibra óptica plástica (FOP). Sabemos que hay muchas fibras de este tipo en el mercado en diferencias de tamaños y características. En nuestro caso utilizaremos el modelo PG-FB1000, por lo que es importante conocer las especificaciones que nos da el fabricante para trabajar teniéndolas en cuenta. En la Tabla 4.1 podemos ver las principales características.

**Tabla 4.1:** Especificaciones de la FOP PG-FB1000 dada por el fabricante [https://www.electronics.toray/en/products/raytela/rayt\\_03.html](https://www.electronics.toray/en/products/raytela/rayt_03.html).

Descripción	Especificaciones
Estructura óptica	Índice escalonado
Apertura numérica (NA)	0.46
Recepción máxima de luz	55°
Temperatura de uso regular	-55 a 85°C
<b>Núcleo</b>	
Material	Metacrilato de polimetilo (PMMA)
Índice de refracción	1.49
Diámetro	980 $\mu\text{m}$
<b>Revestimiento</b>	
Material	Polímero que contiene flúor
Índice de refracción	1.42
Diámetro	1000 $\mu\text{m}$

# Diodo emisor de luz (LED)

---

## Contenidos

---

<b>5.1. Introducción</b>	<b>47</b>
<b>5.2. Funcionamiento del LED</b>	<b>48</b>
<b>5.3. Eficiencia cuántica externa</b>	<b>49</b>
<b>5.4. Características de los LEDs</b>	<b>50</b>
5.4.1. Relación luz-corriente	51
5.4.2. Ancho espectral	51
5.4.3. Respuesta temporal	55
5.4.4. Características ópticas y eléctricas	56
<b>5.5. Selección del LED</b>	<b>57</b>
<b>5.6. Arreglo de LEDs</b>	<b>60</b>
<b>5.7. Acoplamiento de la fibra óptica a los LEDs</b>	<b>61</b>
<b>5.8. Placa de circuito impreso (PCB) para el sistema de emisión</b>	<b>62</b>

---

## 5.1. Introducción

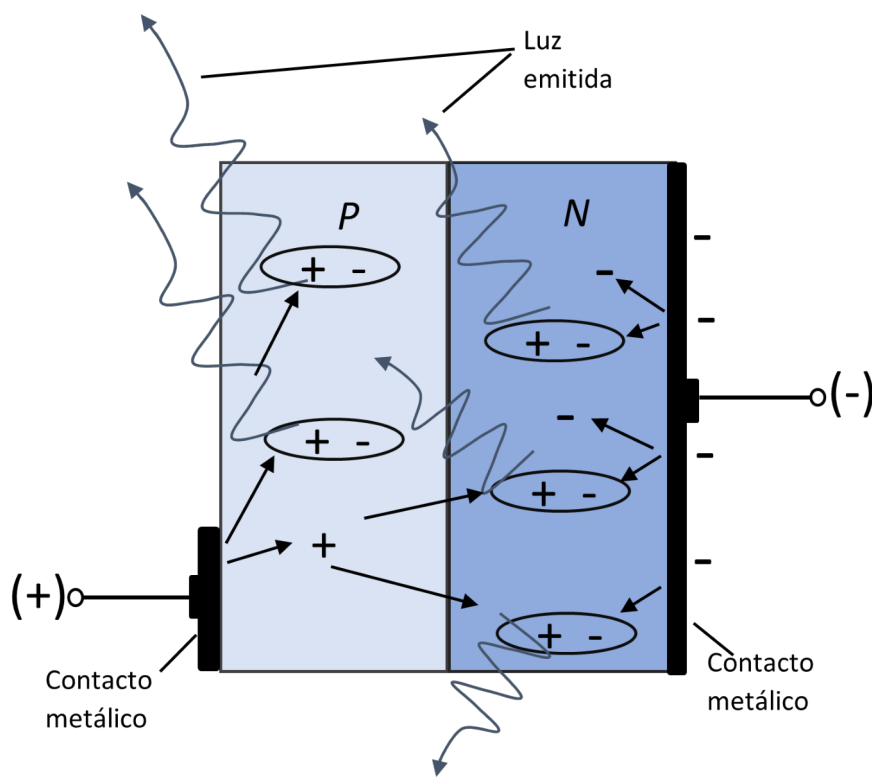
El diodo emisor de luz, comúnmente llamado LED, es uno de los dispositivos fotónicos más sencillos y tiene importantes aplicaciones tanto para visualización como para generar señales ópticas en comunicaciones. Comparado con el diodo láser (LD) su fabricación es mucho más sencilla pues no requiere una cavidad óptica especial para su funcionamiento. Aunque sus desventajas son una baja señal óptica, un espectro muy ancho y de luz no coherente y una respuesta bastante lenta.

A pesar de estas desventajas, se decidió utilizar este dispositivo como fuente de luz en lugar de un LD, principalmente por que el primero no requiere un sistema de alineación xyz costoso para confinar luz en la fibra. Esto, además resultaría algo inviable para el diseño considerado para controlar la motricidad los hexápodos (Sección 6.8).

En este capítulo veremos lo que son los dispositivos LED, esto es sus características, construcción, fabricación y tipos [13], así como el arreglo que se realizó en la presente tesis.

## 5.2. Funcionamiento del LED

Como su nombre lo dice, el diodo emisor de luz, es un diodo que emite luz visible o invisible (infrarroja) cuando se energiza. En cualquier unión p-n polarizada en directa se da dentro de la estructura y principalmente cerca de la unión, una recombinación de huecos y electrones. Esta recombinación requiere que la energía procesada por los electrones libres se transforme en otro estado. En todas las uniones  $p - n$  semiconductoras una parte de esta energía se libera en forma de calor y vibraciones (energía no radiante) y otra en forma de fotones (energía radiante).



**Figura 5.1:** Proceso de electroluminiscencia en el LED.

En diodos de Si y Ge el mayor porcentaje de la energía convertida durante la recombinación en la unión se disipa en forma de calor dentro de la estructura y la luz emitida es insignificante. Por esta razón, el silicio y el germanio no se utilizan en la construcción de dispositivos LED. Por otra parte, los diodos construidos de GaAs emiten luz en la zona infrarroja (no visible) durante el proceso de recombinación en la unión  $p - n$ . Aún cuando la luz no es visible, los LED infrarrojos tienen numerosas aplicaciones donde la luz visible no es un efecto deseable. Mediante otras combinaciones de elementos se puede generar una luz visible coherente como los diodos láser. La Tabla 5.1 proporciona una lista de semiconductores compuestos comunes y la luz que generan. Además

comprende también el intervalo de potenciales de polarización en directa de cada uno.

**Tabla 5.1:** Características de LEDs, dependiendo del color de emisión.

Color	Construcción	Voltaje (V)
Ámbar	AlInGaP	2.1
Azul	GaN	1
Verde	GaP	2.2
Naranja	GaAsP	2.0
Rojo	GaAsP	1.8
Blanco	GaN	4.1
Amarillo	AlInGaP	2.1

La superficie metálica conductora externa conectada al material tipo p es más pequeña para permitir la salida del máximo de fotones de energía luminosa cuando el dispositivo se polariza en directa. Observe en la Figura 5.1 que la recombinación de los portadores inyectados producida por la unión polarizada en directa produce luz emitida en el sitio de la recombinación. Habrá, desde luego, algo de absorción de los paquetes de energía de fotones en la estructura misma, pero se puede liberar un gran porcentaje, como se muestra en la figura.

Para determinar la eficiencia cuántica de esos dispositivos, primeramente consideremos un tiempo de vida para los portadores que se recombinen de forma radiante ( $\tau_r$ ) y otro para los que se recombinen de forma no radiante ( $\tau_{nr}$ ) siendo el tiempo de recombinación total (para un electrón  $\tau_e$ ):

$$\frac{1}{\tau_e} = \frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_{nr}} \quad (5.1)$$

De esta forma, la eficiencia cuántica interna para el proceso radiante se define entonces como:

$$\eta = \frac{\frac{1}{\tau_r}}{\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_{nr}}} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_r}{\tau_{nr}}} \quad (5.2)$$

### 5.3. Eficiencia cuántica externa

Ya hemos visto como se generan los fotones en un LED. Para que estos fotones emerjan del dispositivo hay que diseñar el LED con mucho cuidado. Hay tres mecanismos fundamentales de pérdidas de los fotones emitidos:

- Los fotones emitidos pueden ser reabsorbidos por el semiconductor generando pares electrón-hueco.

- Una determinada fracción de los fotones será reflejada en la interfase semiconductor-aire (no emergen del semiconductor).
- Algunos fotones incidirán sobre la superficie con ángulos superiores al ángulo crítico sufriendo por tanto un proceso de reflexión interna total.

Para minimizar la absorción de los fotones, es imprescindible que la emisión de los fotones se produzca cerca de la superficie de forma que tengan que viajar una distancia corta antes de emerger del semiconductor. Hay que tener en cuenta que en un material gap (propiedad física que hace diferente a un conductor, un aislante y semiconductor, conocida como banda prohibida) directo el fotón sólo puede recorrer una distancia de alrededor de una micra antes de ser absorbido. Por otra parte no se puede situar todo el volumen de emisión activa demasiado cerca de la superficie, ya que si no se generarán procesos de recombinación no radiante debido a la existencia de defectos superficiales que reducirán la eficiencia del dispositivo. Los fotones que incidan sobre la superficie semiconductor-aire pueden reflejarse y todos los que se reflejen son por tanto perdidos. La intensidad luminosa reflejada es proporcional a  $|r^2|$  por lo que si  $n_{r2}$  es el índice de refracción del semiconductor, y  $n_{r1}$  el del aire, el coeficiente de reflexión  $R$  para luz incidente vertical vale:

$$R = |r^2| = \left( \frac{n_{r2} - n_{r1}}{n_{r2} + n_{r1}} \right)^2 \quad (5.3)$$

Estas pérdidas se llaman pérdidas de Fresnel. Para entender un poco pongamos un ejemplo: si un LED de GaAs, si  $n_{r2} = 3.66$  y  $n_{r1} = 1$ , las pérdidas son de un 33%, es decir, el 33% de los fotones se reflejan y no llegan al segundo medio (aire). Para reducir estas pérdidas el dispositivo se recubre con un encapsulado dieléctrico cuyo índice de refracción es de alrededor de 1.6 lo que reduce el número de fotones reflejados permitiendo que una mayor cantidad de fotones emerja.

Finalmente, se tienen las pérdidas de fotones debida a la reflexión interna total. Si la incidencia de los fotones es con un ángulo mayor que el crítico se reflejarán totalmente. El ángulo crítico, si el índice de refracción del semiconductor es  $n_{r2}$ , es:

$$\theta_c = \arcsen \left( \frac{n_{r1}}{n_{r2}} \right) \quad (5.4)$$

Para la superficie GaAs-aire el ángulo crítico es 15.9°. La utilización de una cúpula (encapsulado dieléctrico) elimina casi por completo esta pérdida. Para un material dieléctrico con  $n_{r1} = 1.6$ , el ángulo crítico aumenta hasta 38.7°.

## 5.4. Características de los LEDs

El funcionamiento del LED depende del proceso de emisión espontánea para proporcionar luz a partir de los electrones y huecos inyectados. Como consecuencia, se tendrán simplificaciones en la fabricación y diseño del LED si se compara con el caso del diodo láser, en cambio tendremos que considerar que sus cualidades no son tan buenas para aplicaciones con demasiada exigencias. Las características más importantes del LED son la característica luz-corriente, la pureza espectral de la luz de salida, el tiempo de respuesta frente a señales eléctricas externas y la dependencia de su salida con la temperatura. La pureza espectral (es decir, la separación en distintas longitudes de onda del haz de salida) es un tema muy crítico desde el punto de vista de un sistema óptico de comunicaciones de alta calidad. Para entender mejor esta características, analicemos de una

manera general cada una de ellas.

### 5.4.1. Relación luz-corriente

Cuando una corriente  $I$  pasa a través de un diodo directamente polarizado, parte de esa corriente se convierte en luz. Si  $\eta_{tot}$  es la eficiencia total de esta conversión (que incorporaría la eficiencia cuántica interna y externa), la corriente equivalente de fotones que emerge desde el diodo es:

$$I_{ph} = \text{número de fotones por segundo} = \eta_{tot} \frac{I}{e} \quad (5.5)$$

En general,  $\eta_{tot}$  depende de la corriente inyectada, ya que la vida media radiante de los portadores  $\tau_r$  depende del nivel de inyección de portadores por lo que la relación  $I_{ph} - I$  no es lineal. Sin embargo, en un LED esta dependencia es bastante débil y la característica  $I_{ph} - I$  es casi lineal como se muestra en la siguiente figura. Para niveles muy altos de inyección, la luz de salida empieza a saturar ya que el componente comienza a calentarse y la eficiencia de la recombinación radiante disminuye.

En LEDs de emisión superficial, se produce una caída de la luz de salida a altas corrientes, efecto que ya no se puede explicar simplemente por el calentamiento del componente. Esto sucede porque con altas corrientes la densidad de fotones aumenta lo suficiente como para que se empiece a producir una emisión estimulada de fotones. Esta emisión se produce en el plano del LED por lo que la emisión perpendicular a la superficie del LED disminuye. Estos LEDs son llamados LEDs superluminiscentes y su comportamiento es similar al de un diodo láser.

### 5.4.2. Ancho espectral

El ancho espectral de la radiación emitida es muy importante y su importancia depende de la aplicación. Si el LED se utilizara en un dispositivo con la función de sólo visualizarse, como en un display 7 segmentos, como indicador de encendido o apagado, etc., no es importante su pureza espectral. En cambio, si se va utilizar para comunicaciones ópticas, es importante el analizarlo y tomarlo en cuenta. Los pulsos de luz de diferente longitud de onda viajan por una fibra a diferentes velocidades por lo que la señal se distorsionará si el espectro que compone la señal es muy amplio. La energía de un fotón emitido por un LED no es simplemente igual a la anchura de la banda prohibida  $E_g$  ya que los electrones en la banda de conducción y los huecos en la de valencia están distribuidos según su energía. De la Figura 5.2a, la izquierda y la del centro representan el diagrama de bandas de energía y la distribución energética de electrones y huecos en las bandas de conducción y de valencia respectivamente. La concentración de electrones en la banda de conducción en función de la energía es una función  $n(E)$ , la cual viene dada por el producto  $n(E) = N_e(E)f_e(E)$ . La distribución energética de los huecos en la banda de valencia se obtiene de forma similar.

La concentración de electrones en la banda de conducción en función de la energía es una función asimétrica que tiene un pico en  $(1/2)k_B T$  por encima de  $E_C$ . Los electrones están distribuidos en una anchura de alrededor de  $2k_B T$  desde  $E_C$  como se observa en 5.2a al centro. La distribución energética de los huecos en la banda de valencia se produce en una anchura energética similar



desde  $E_V$ .

La velocidad de recombinación directa es proporcional tanto a la concentración de electrones como a la de huecos en las energías involucradas. Esto significará que el espectro de emisión va a quedar determinado básicamente en función de:

$$N_{CV}(\hbar\omega)f^e(E^e)f^h(E^h) \propto \sqrt{\hbar\omega - E_g}f^e(E^e)f^h(E^h) \quad (5.6)$$

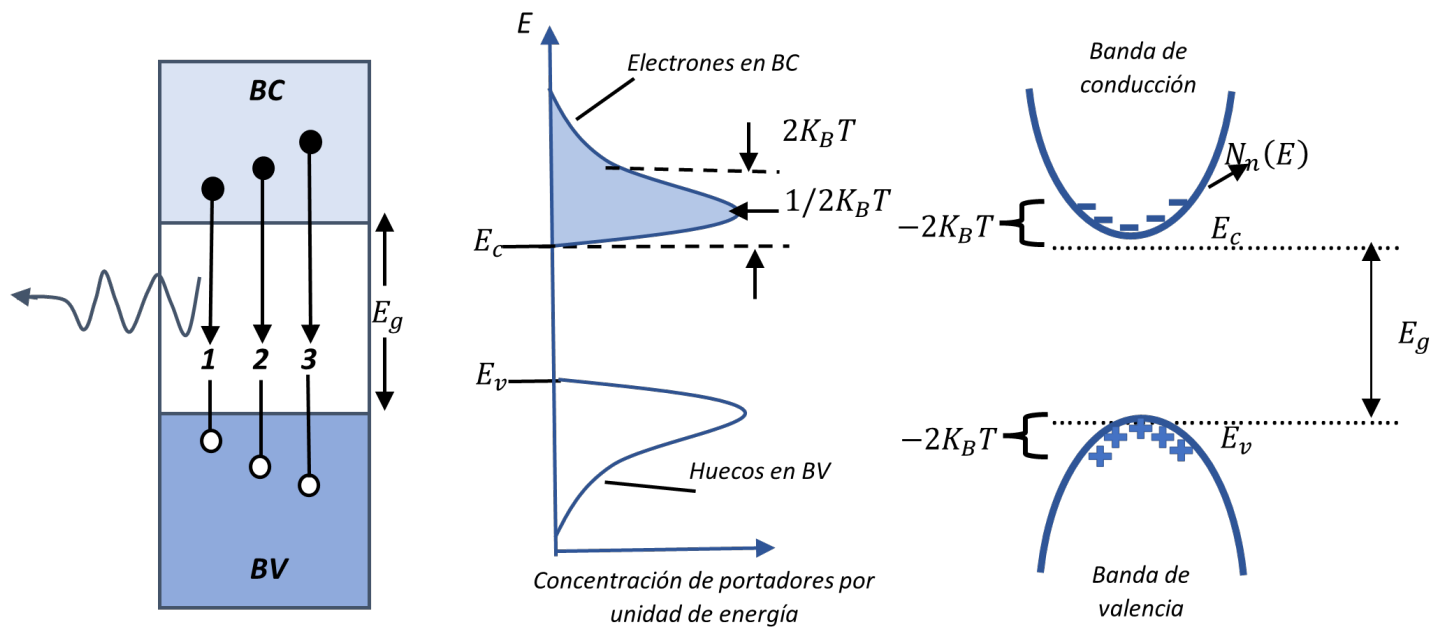
donde  $E^e$  y  $E^h$  corresponden a las energías del electrón y del hueco involucrados en el proceso de recombinación radiante, respectivamente;  $E_g$  es la anchura de la banda prohibida del semiconductor empleado y  $N_{cv}(\hbar\omega)$  es la densidad conjunta de estados (correspondiente a la interacción de electrones y huecos de energía específica). La transición identificada como 1 en la Figura **5.2a** a la izquierda, involucra la recombinación directa de un electrón en  $E_C$  y un hueco en  $E_V$ . Pero las concentraciones de portadores cerca de los límites de las bandas es muy pequeña y, por lo tanto, este tipo de recombinación no ocurre de forma frecuente. La intensidad relativa de la luz a este fotón de energía  $h\nu_1$  es pequeña (como se observa en **5.2b** izquierda). Las transiciones que involucran las concentraciones de electrones y de huecos más grandes ocurren con mayor frecuencia. Por ejemplo, la transición 2 tiene la probabilidad máxima ya que a esas energías las concentraciones de electrones y de huecos son las máximas, como se observa en **5.2a** del centro. La intensidad relativa de la luz correspondiente a esta transición energética  $h\nu_2$ , es por tanto máxima. Transiciones como la designada como 3 que producen la emisión de fotones altamente energéticos  $h\nu_3$ , involucran energías para los electrones y huecos cuyas concentraciones son pequeñas (ver **5.2a** al centro). Por tanto, la intensidad de la luz a estas energías fotónicas elevadas es pequeña. La caída de la intensidad de la luz en función de las características energéticas del fotón (espectro de salida) se muestra en **5.2b** a la izquierda. Podemos también obtener la representación de la intensidad relativa de la luz en función de la longitud de onda (ver **5.2b** derecha). Ya que  $\lambda = c/v$ . La anchura del espectro ( $\Delta\nu$  ó  $\Delta\lambda$ ) se define como la anchura entre los puntos de intensidad media, como se observa en ambas figuras de **5.2b**.

La longitud de onda correspondiente al pico de intensidad y la anchura del espectro están muy relacionadas con la distribución energética de los electrones y huecos en las bandas de conducción y valencia y, por tanto, dependen del semiconductor utilizado. La energía del fotón para el pico de emisión es próxima a  $E_g + k_B T$  ya que esta corresponde a transiciones de máximo a máximo en las distribuciones de energía de electrones y huecos. El ancho  $\Delta(h\nu)$  varía de forma típica entre  $2,5k_B T$  y  $3k_B T$ , como se muestra en **5.2b** izquierda.

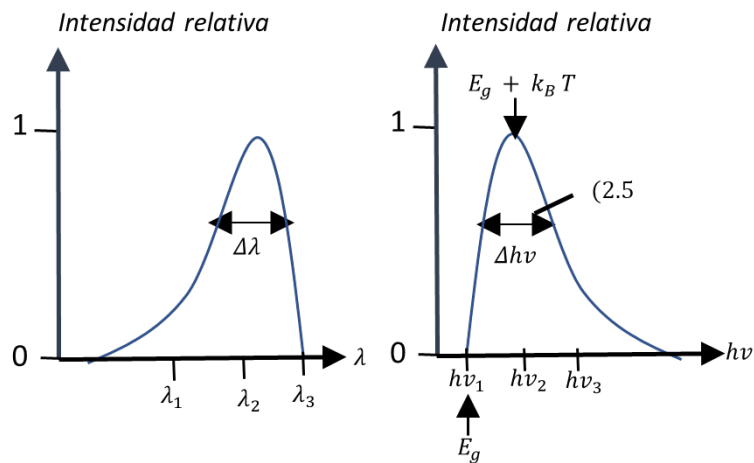
El espectro de salida, del LED no depende solamente del material semiconductor, sino que también de la estructura de la unión p-n, incluyendo los niveles de dopado. El espectro representado en **5.2b** derecha representa un espectro idealizado en el que no se han tenido en cuenta efectos de alto dopado de las bandas energéticas y se ha considerado un bajo nivel de inyección de portadores para la unión directamente polarizada. Si se considera un alto nivel de inyección, la anchura será:

$$\Delta(h\nu) \sim \frac{n}{N_c} K_B T \quad (5.7)$$

donde  $N_c$  es la densidad efectiva de estados en la banda de conducción.



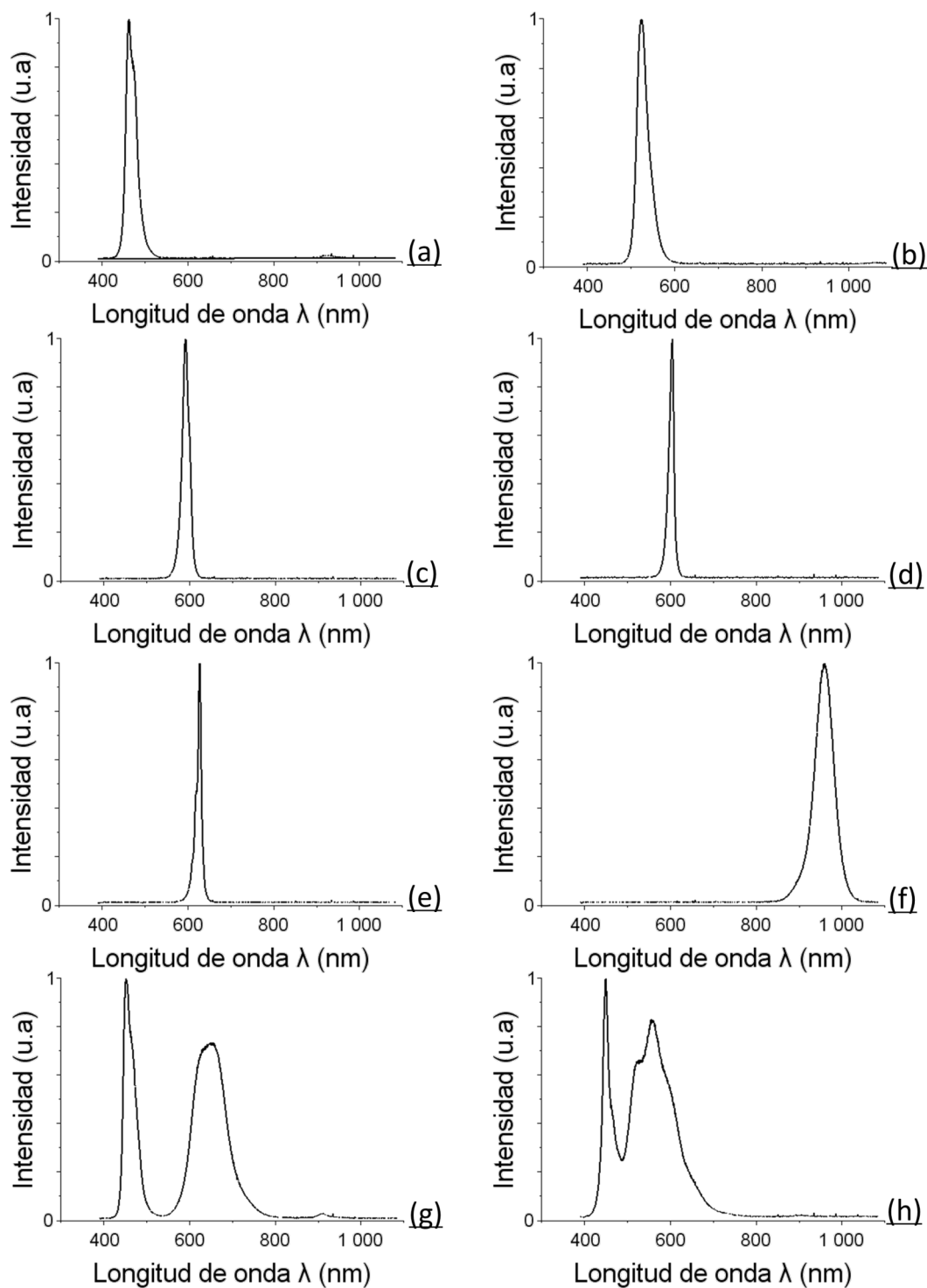
(a)



(b)

**Figura 5.2:** (a) A la izquierda tenemos el diagrama de bandas de energía con posibles caminos de recombinación. La figura del centro representa la distribución energética de los electrones en la banda de conducción y de los huecos en la banda de valencia. La figura de la derecha es la representación de los estados energéticos permitidos para los electrones ( $N_n(E)$ ) y huecos. (b) La figura de la izquierda es la representación de la intensidad relativa de la luz en función de la energía de los fotones. A la derecha tenemos la representación de la intensidad relativa de la luz en función de la longitud de onda de los fotones.

Para ilustrar de mejor forma el concepto de pureza espectral, se hizo un prueba a algunos LEDs ultra luminiscentes, de los colores más comerciales. Para poder determinar estos anchos espectrales, se hizo uso del analizador de espectros ópticos (OSA), con el cual se tomaron datos. En la Figura



**Figura 5.3:** Anchos espectrales de algunos de los LEDs más comerciales. (a) Azul. (b) Verde. (c) Amarillo. (d) Rojo. (e) Infrarrojo. (f) Rosa. (g) Blanco.

**5.3** podemos ver y analizarlos, si bien, no todos tienen un gran ancho, por lo que podemos decir que son más puros. Aunque a comparación de un láser sigue siendo un ancho espectral muy grande, esto en comunicaciones a largas distancias nos puede causar algunos inconvenientes como lo vimos en el Capítulo 4. Retomando, podemos ver que el ancho espectral de la mayoría de los LEDs ronda los 50 nm, teniendo un pico máximo de emisión en la longitud de onda correspondiente al color que emite. Analizando los datos detenidamente, podemos determinar las longitud de onda con mayor emisión, donde tenemos que: azul (462 nm), verde (523 nm), amarillo (590 nm), naranja (604 nm), rojo (627 nm) e infrarrojo (959 nm).

Como puede apreciarse en la figura, tenemos dos LEDs diferentes al resto que son el blanco (**5.3g**) y el amarillo (**5.3h**; ambos tienen una emisión considerable a lo largo de todo el ancho espectral en el rango visible, esto debido a que para emitir el color blanco, es necesario radiar fotones en todo el rango visible, ya que no tiene una longitud de onda específica, como lo es para los colores anteriores. Esto mismo pasa con el color rosa.

### 5.4.3. Respuesta temporal

La velocidad de respuesta puede ser despreciable si lo vemos por el lado de las aplicaciones del LED como componente luminoso, es decir, cuando es aplicado al uso en lámparas, focos, indicadores, etc., donde no hay necesidad de cambios a altas velocidades. Sin embargo, la conversión de señales eléctricas en luminosas es importante en las comunicaciones ópticas.

Hay dos factores principales que limitan la velocidad con que un LED puede responder a los cambios en la corriente. Uno de ellos se debe a los efectos de la capacitancia de la unión  $C_j$  que surge de la variación en la carga almacenada en la región de agotamiento cuando se varía el voltaje externo. La otra limitación se debe a lo que a veces se denomina “capacitancia de difusión”, y resulta desde el almacenamiento de portadores móviles dentro de una longitud de difusión más o menos de la unión. Cuando se reduce el voltaje externo, la carga debe difundirse alejándose de la unión y desaparecer por recombinación para permitir que se alcancen las nuevas condiciones de equilibrio. La respuesta en frecuencia resultante de este proceso puede escribirse como:

$$R(f) = \frac{R(0)}{(1 + 4\pi^2 f^2 \tau_c^2)^{1/2}} \quad (5.8)$$

donde  $R(f)$  es la respuesta en frecuencia  $f$  y  $\tau_c$  es el tiempo de vida de los portadores minoritarios que tienen en condiciones de inyección de bajo nivel. Para inyección de alto nivel, el concepto de una vida útil constante ya no se aplica, y debemos asumir algún valor medio de  $\tau_c$ . Sin embargo, en la práctica, la Ec. 5.8 resulta ser una buena representación de la respuesta en frecuencia de la mayoría de los LEDs. Es evidente que para una buena respuesta de frecuencia requerimos que  $\tau_c$  sea lo más pequeño posible. Para material de tipo  $p$  tenemos que:

$$\tau_c = (B\rho)^{-1} \quad (5.9)$$

donde  $\rho$  es la población mayoritaria de portadores (huecos) y  $B(m^3/s)$  es una constante dada por el semiconductor. Vemos que  $\tau_c$  puede reducirse usando material altamente dopado. Desafortunadamente, si los compuestos como el GaAs se dopan cerca del límite de solubilidad para las

impurezas del aceptor, entonces se forman centros no radiactivos. El germanio es un aceptor de impurezas de uso bastante común en GaAs y por encima de una concentración de unos  $10^{24}$  átomos  $m^{-3}$  la eficiencia cuántica externa comienza a declinar. A esta concentración, el tiempo de vida de los electrones esta dado por:  $\tau_c = (7 \times 10^{-16} \times 10^{-16})^{-1} = 1.4 \times 10^9 s$ .

Un enfoque alternativo para lograr tiempos de respuesta cortos es usar material ligeramente dopado con una región activa estrecha y para operar el diodo en condiciones de inyección de avance pesado. Las densidades de huecos y electrones inyectados son entonces mucho mayores de lo que son en equilibrio. Si  $\Delta n$  y  $\Delta p$  son las concentraciones de portadores inyectados de electrones y huecos, entonces la Ec. 5.9 puede escribirse como:

$$\tau_c = (B\Delta\rho)^{-1} \quad (5.10)$$

Si la densidad de corriente de inyección es  $J$  y el ancho de la región activa es  $t$ , entonces en equilibrio el número de recombinaciones por segundo por unidad de volumen debe ser  $J/te$ . Dado que un exceso de población densidad  $\Delta\rho$  da lugar a recombinaciones  $\Delta\rho/\tau_e$  por segundo por unidad de volumen, entonces, tenemos:

$$\Delta\rho = \frac{J\tau_e}{et} \quad (5.11)$$

Eliminando  $\Delta\rho$  de las Ecs. 5.10 y 5.11 obtenemos:

$$\tau_c = \left( \frac{et}{KB} \right)^{1/2} \quad (5.12)$$

Vemos que en este caso  $\tau_c$  puede reducirse reduciendo  $t$  y aumentando  $J$ . Sin embargo, ya que la vida útil ahora depende de la corriente, este enfoque puede conducir a la distorsión de la señal.

#### 5.4.4. Características ópticas y eléctricas

##### Características eléctricas

Hay que recordar que el LED es al final una unión  $p - n$ , como tal, su curva característica es parecida a la de un diodo normal de unión  $p - n$ . Su tensión umbral está entre 1.2 V y 2 V dependiendo del material semiconductor. Su resistencia dinámica varía desde unos pocos ohms hasta decenas de ohms. La tensión de ruptura es de unos 5 V.

Para nuestra aplicación es de importancia analizar los parámetros para modo pulsado, en los cuales se utilizan valores promedio ya que el nivel de voltaje esta en cambio constante.

La corriente promedio en un tren de pulsos está relacionada con la corriente máxima de pico a través de la expresión:

$$I_P = i_p d_c \quad (5.13)$$

donde  $I_P$  es la corriente promedio,  $i_p$  la corriente pico y  $d_c$  el ciclo de trabajo que esta dada por:

$$d_c = \frac{t_{on}}{T} \quad (5.14)$$

siendo  $t_{on}$  es el tiempo del pulso y  $T$  es el periodo. La disipación de potencia en estado estacionario es:

$$P_D = i_D V_D \quad (5.15)$$

siendo  $V_D$  e  $i_D$  la tensión de caída y la corriente a través del diodo respectivamente. En condiciones pulsantes la potencia disipada promedio es:

$$P_P = i_P [V_O + R_D(i_P - i_O)] \quad (5.16)$$

siendo  $V_O$  la tensión en el punto de operación,  $i_O$  la corriente en el punto de operación y  $R_D$  es la resistencia dinámica del LED.

### Características ópticas

El parámetro óptico más importante es la intensidad luminosa. La intensidad luminosa es una función no lineal de la corriente del LED, de manera que la intensidad luminosa relativa aumenta al aumentar la corriente. A corrientes grandes la eficiencia del LED aumenta considerablemente. Este hecho favorece la utilización del LED en modo pulsado ya que el incremento de corriente en estado estacionario está limitado por la máxima disipación de potencia. En modo pulsado se puede conseguir una mayor intensidad luminosa sin llegar al límite de potencia disipable. En este modo, la intensidad promedio puede ser calculada utilizando la siguiente ecuación:

$$I_{Pr} = I_R \frac{i_p d_c \eta_{Pr}}{I_0 \eta_R} \quad (5.17)$$

donde  $I_{Pr}$  es la intensidad luminosa promedio (cd, W/sr),  $I_R$  es intensidad luminosa de referencia (cd, W/sr),  $i_p$  la corriente de pico (A),  $i_0$  la corriente de referencia (A),  $d_c$  el ciclo de trabajo,  $\eta_{Pr}$  es la eficiencia relativa a la corriente de pico y  $\eta_R$  es la eficiencia relativa de referencia ( $\eta_R = 1$ ).

Otra característica del LED es la dependencia con la temperatura de su intensidad luminosa. El coeficiente de temperatura de  $I_{Pr}$  es de alrededor de 1% / °C. Un incremento de 25 °C disminuirá la intensidad luminosa un 25% como. Este efecto debe de tenerse en consideración.

## 5.5. Selección del LED

Conociendo el LED y sus características, podemos elegir uno que se adapte a nuestras exigencias, en particular a la longitud de onda pertinente.

Otro de los parámetros que tomaremos en cuenta, además de su longitud de onda, es la corriente con la que trabajara el LED, ya que esta característica es importante al tomar una decisión, debido a que siempre se busca la mejor opción para que funcione muy bien con la mínima cantidad de recursos posibles. El consumo de corriente es un parámetro muy importante porque de este depende el tiempo por el que el sistema puede ser usado. Cuanto menor sea el consumo, mayor será el tiempo de uso. La mayoría de los dispositivos LED tienen una corriente de trabajo promedio de 20 mA, a esta corriente funcionan de una manera optima y con una intensidad luminosa aceptable.

Para limitar la corriente induciendo cierto voltaje, basta con utilizar una resistencia que nos proporcione la corriente deseada. El valor de la resistencia puede ser calculado fácilmente utilizando las leyes de voltaje de Kirchhoff (LVK), utilizando la siguiente ecuación:

$$R = \frac{V_{cc} - V_c}{I_L} \quad (5.18)$$

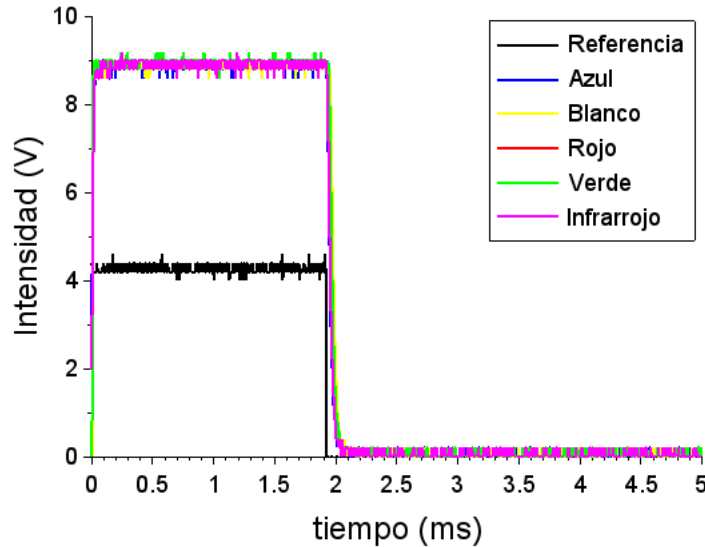
donde  $V_{cc}$  es el voltaje de alimentación,  $V_c$  es la caída de voltaje del LED e  $I_L$  es la corriente que le queremos proporcionar al LED.

Como vimos en la Sección 5.2, cada LED, dependiendo de la longitud de onda emitida tiene un voltaje para la polarización directa, este es el voltaje mínimo que el LED requiere para encenderse; así como los diodos rectificadores requieren un mínimo de  $\sim 0.7$  V para comenzar a conducir, los LEDs requieren un mínimo para comenzar a encender (voltaje de polarización), por lo que ese voltaje se traduce a una caída de voltaje. En la práctica, este voltaje de polarización puede variar un poco. La Tabla 5.3 muestra los voltajes de caída en los LEDs con los que trabajaremos, cuyos datos se determinaron experimentalmente alimentando con un voltaje variable hasta que fluyera una corriente total de 20 mA. Esto lo realizamos con una fuente regulable que también nos indica la corriente que es suministrada por la misma.

**Tabla 5.3:** Voltajes de polarización para los LEDs utilizados en este trabajo de investigación.

Color	Voltaje de caída $V_c$ (V)
Azul	3
Verde	3
Rojo	2.1
Infrarrojo	1.5
Blanco	3.2

Sabiendo esto podemos comenzar a probar cada uno de los LEDs. Para probar cada uno de ellos, nos basamos en en la Tabla 5.3, a partir de esta podemos calcular la resistencia de carga, considerando un  $V_{cc} = 5V$  que es el que nos entrega Arduino. A cada uno de los LEDs se les coloco una resistencia de tal forma que su valor resistivo produjera una corriente a través de ellos que oscilaba entre 18 y 17 mA, ya que estamos limitados a los valores de resistencia comerciales existentes. Para el caso del sistema de detección de luz utilizamos el diseño desarrollado en este trabajo, que hace la función de receptor óptico; el cual veremos con más detalle en la (Sección 6.7. En la Figura 5.4 podemos ver la respuesta del fototransistor al ser expuesto directamente a los diferentes LEDs (diferentes rangos longitudes de onda), donde vemos que obtenemos los mismos resultados para los 5 LEDs utilizados. Esto se debe a que la intensidad luminosa de cada uno de los LEDs es la suficiente para saturar el fototransistor, de tal forma que nos entrega el voltaje máximo que puede dar, siendo este los 9 V con los que se esta alimentando al componente.

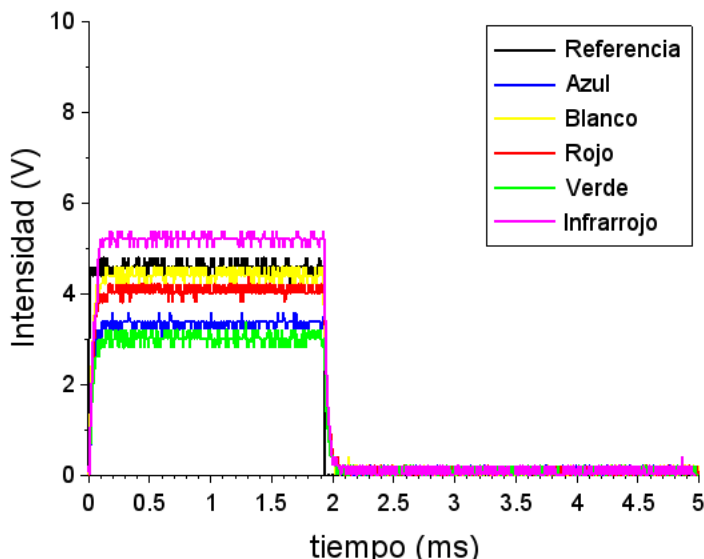


**Figura 5.4:** Respuesta del fototransistor 3DU5C a los diferentes tipos de LEDs, que emiten directamente al fototransistor a distintos rangos de longitud de onda.

En el presente trabajo, confinaremos una porción de la luz emitida por el LED en la fibra plástica, misma que será guiada hasta el fototransistor. Por ende, la cantidad de luz incidente será menor a la que irradia el LED por completo, ya que los LEDs emiten luz en todas direcciones; por tal motivo, sólo un poco de luz incidirá en la sección transversal de la fibra; e incluso, no todos los haces incididos se lograrán propagar, debido al ángulo de aceptación, por lo que la cantidad de luz será aún menor. Sin embargo, la poca luz que se logre confinar puede ser suficiente para accionar los actuadores. Aquí es donde cumple un papel muy importante la sensibilidad a cierta longitud de onda por parte del fototransistor.

Para saber qué LED es más conveniente para nuestro trabajo, se realizaron de nueva cuenta las mediciones anteriores, pero midiendo la luz a la salida de la fibra plástica. Estos resultados los podemos ver en la Figura 5.5, que a primera vista vemos que ya tenemos una intensidad menor a las anteriores, donde teníamos hasta los 9 V y ahora sólo llegamos hasta los 5 V como máximo. Además podemos ver claramente la respuesta del fototransistor a diferentes longitudes de onda, para cada uno de los LEDs y cómo se ve afectado por la longitud de onda que es inducida. Como se mencionó, todos los LEDs son excitados con la misma corriente, esto no quiere decir que con la misma corriente tendremos intensidades iguales, sino que puede variar en cada uno de estos, por lo que puede que este factor se vea involucrado en los resultados obtenidos mostrados en la Figura 5.5. A pesar de esto, la intención es de buscar el LED con el que trabaje mejor el fototransistor disponible con la menor cantidad de energía que se pueda consumir, y si vemos nuevamente la Figura 5.5, podemos concluir que el mejor resultado lo tenemos al utilizar el LED que emite en el rango del infrarrojo.





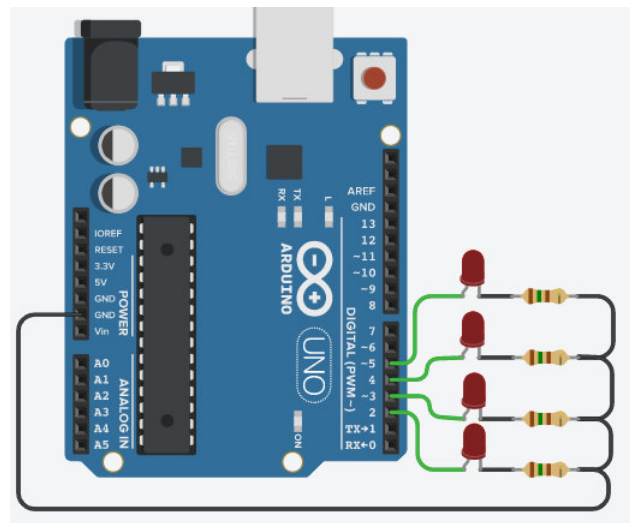
**Figura 5.5:** Respuesta del fototransistor 3DU5C a los diferentes tipos de LEDs, donde la luz es guiada por la fibra plástica, a distintos rangos de longitud de onda.

## 5.6. Arreglo de LEDs

Como se mencionó en el Capítulo 3, necesitaremos 4 LEDs, correspondientes a nuestras cuatro neuronas que controlan la locomoción del robot hexápodo. Cada uno de estos estará conectado a cada uno de nuestros cuatro pines de salida del microcontrolador seleccionados ( Sección 3.3), que en este caso son los pines 3, 4, 5 y 6. Esto se puede apreciar en la Figura 5.6. Si vemos, utilizamos una resistencia de protección para que el LED no tenga que disipar los 5 V (que es lo que nos entrega cada pin del microcontrolador al enviar un valor en alto), si no que sólo los 1.5 V que necesita, de lo contrario habría una ruptura por exceso de voltaje, es decir, el componente se dañaría irremediablemente. Para determinar la resistencia teóricamente de tal forma que nos entregue una corriente de 20 mA usaremos la Ec. 5.18, considerando los parámetros dados en la Tabla 5.3, tenemos que:

$$R = \frac{5V - 1.5V}{20mA} = \frac{3.5V}{20 \times 10^{-3}A} = 175 \Omega \quad (5.19)$$

Sin embargo no existen en el mercado ese valor, pero lo podemos sustituir por una de 180  $\Omega$ , que teóricamente utilizando la misma ecuación, tenemos una corriente de 19.4 mA, aunque ya en la practica tenemos 18.5 mA debido a que valores varían un poco debido a otros factores como el calor generado, tanto por la resistencia como por el LED. Además hay que recordar que las resistencias no son totalmente precisas, ya que tienen un nivel de tolerancia; en el caso de la resistencia usada es del  $\pm 1\%$ , es decir, que podemos tener 1.8  $\Omega$  por encima o por debajo del valor original. Esta es una muy buena tolerancia que nos permite tener un valor muy cercano al valor especificado. A pesar de esto, se utilizó finalmente una resistencia de 150  $\Omega$  que es el valor inmediato por debajo de 180  $\Omega$  que existe comercialmente, ya que obtuvimos mejores resultados, proporcionándole una corriente de 22 mA. Hay que ver también por el tiempo de vida de nuestros componentes, así como sus limitaciones; 22 mA no dañaría ni a nuestro LED ni a nuestra resistencia, ya que estamos



**Figura 5.6:** Arreglo general utilizado para los LEDs, hecho en la plataforma Tinkercad.

usando un resistencia de  $1/4$  de watt, es decir, que tiene una disipación de potencia máxima de 250 mW. La siguiente ecuación determina la potencia disipada en la resistencia, donde obtenemos que:

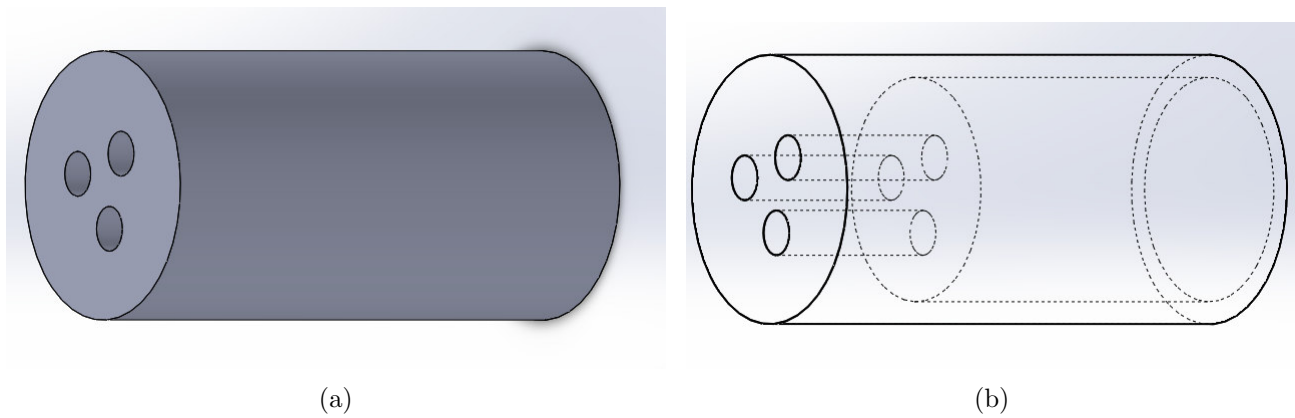
$$P = Ri^2 = (150 \Omega)(0.022 A)^2 = 0.0726 W \quad (5.20)$$

Vemos que 72.6 mW esta por debajo de la potencia de disipación máxima, por lo que no tendremos mayor problema, aunque si lo dejamos demasiado tiempo se podría calentar. Sin embargo, al estar trabajando en modo pulsado, la corriente promedio será menor. No hay una corriente promedio definida, ya que el ancho de pulso en cada una de las neuronas varía por lo que tampoco tendremos la misma potencia, pero siempre será menos que la corriente pico, por lo que estará más tiempo a una temperatura ambiente y no se calentara antes de que pasen los 70 minutos, es decir, antes de que se reinicie el valor de `micros()` (ver Sección 3.3).

## 5.7. Acoplamiento de la fibra óptica a los LEDs

Para confinar la luz en nuestra fibra, es pertinente tener un conector que permita unir el LED con la fibra. Y aunque existen varios tipos de conectores en fibras ópticas, se optó por realizar uno utilizando las herramientas de hoy en día, como lo es la impresión 3D. Primeramente realizamos un diseño mediante Software *SolidWorks*, programa diseñado para modelar y simular sistemas mecánicos, así como el diseño de piezas y componentes electrónicos (en 3D). En la Figura 5.7 podemos ver con detalle el diseño que se hizo. Este diseño se pensó para las conexiones del primer prototipo del sistema (Sección 6.8.1), donde colocamos 3 fibras a un sólo LED, de ahí el por qué tiene 3 orificios, correspondientes para cada una de las fibras. Después lo cambiamos (Sección 6.8.2), a exponer una sola fibra por LED.

Para las dimensiones, se tomaron en cuenta las medidas del LED. La mayoría de los LEDs tienen las mismas dimensiones por lo que pudiésemos trabajar con muchos de estos dispositivos. Las medidas se tomaron del LED infrarrojo con el que se trabaja, en el cual tenemos un diámetro



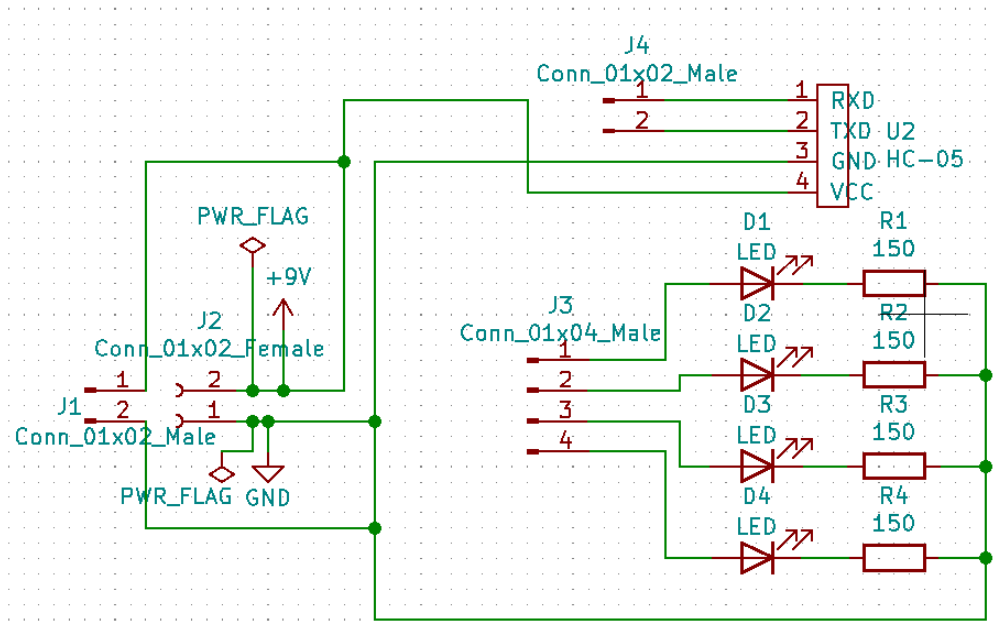
**Figura 5.7:** Diseño del conector de la fibra a los LEDs. (a) Vista superficial del diseño. (b) Vista interna del diseño.

de 5 mm y un largo de 8 mm. Se diseñó un cilindro con un diámetro de 6 mm con un orificio de 5 mm, para que tuviésemos 1 mm de cobertura, este milímetro se divide en dos ya que podríamos decir que tenemos dos lados; realmente sólo tenemos 0.5 mm de ancho que cubre a nuestro LED por la razón mencionada. Su altura es de 12 mm pero tenemos un orificio interior de 8 mm que corresponde a la altura del LED, por lo que tenemos un grosor de 4 mm de alto, 3 orificios centrificados de 1 mm, que corresponde al diámetro de la fibra para poder acoplar la fibra por esos pequeños orificios, como se aprecia con mayor detalle en la Figura 5.7b.

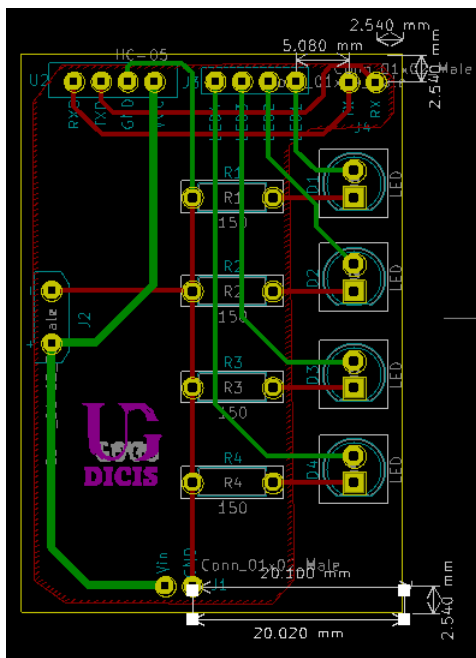
## 5.8. Placa de circuito impreso (PCB) para el sistema de emisión

Para montar de manera correcta los LEDs, necesitamos un circuito. Para las pruebas y la mayoría de las gráficas obtenidas, montamos los componentes en una placa de pruebas (protoboard). Para nuestro diseño final optamos por realizar un circuito impreso o PCB, utilizándolo la herramienta *KiCad*, que es un software par el diseño de PCBs. Un software muy conocido para simular circuitos eléctricos, aunque también permite crear PCB de una manera muy general es *Proteus*. Sin embargo, tiene como inconveniente que requiere el pago de una licencia y es de alto costo. Por ello, buscando desarrollar un sistema económico, incluso en su construcción, se optó por *KiCad*, el cual es gratuito y de código libre. En la Figura 5.8 podemos ver el circuito diseñado para el arreglo de LEDs o sistema de emisión.

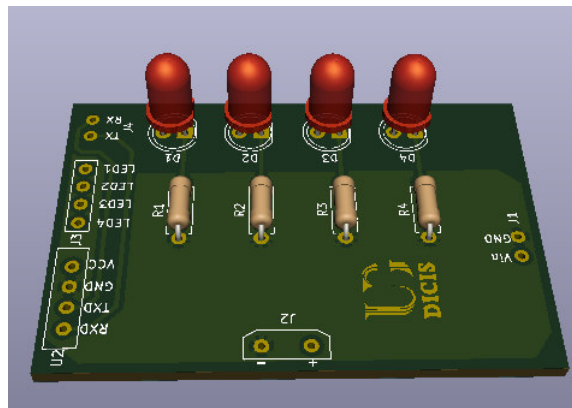
Para el diseño del PCB existen una serie de reglas que nos guían para desarrollar un circuito electrónico óptimo. Estas reglas nos dicen, por ejemplo, el ancho y grosor de pista que se necesita según la corriente máxima con la que estaremos trabajando. Otra de ellas y muy importante es evitar siempre los ángulos de 90 grados entre pistas, ya que en esos puntos tienden a calentarse y pueden dañar a nuestra pista. Algunos softwares de diseño ya contemplan esto y no permite este tipo de ángulos; como es el caso de *KiCad*. Por el contrario *Proteus* si lo permite, simplemente para no hacer esto podemos añadir pistas para evitar esos ángulos de 90 grados. Otra cosa que se contempla, es el utilizar el plano tierra, que se utiliza para una mejor disipación de calor y no se sobre calienten las pistas y no causen daños cuando haya una sobrecarga donde se puede quemar algunas de las pistas con un ancho demasiado pequeño.



(a)



(b)



(c)

**Figura 5.8:** PCB diseñado para el sistema de emisión. (a) Representación esquemática del circuito. (b) Distribución de los componentes en la placa (layout). (c) Diseño en 3D de la placa realizada.

En la Figura 5.8a tenemos la representación esquemática del circuito desarrollado; en esta parte es donde se hacen las conexiones necesarias para el circuito, todo cuidadosamente para evitar errores una vez que hacemos la distribución de componentes. La distribución de componentes mejor conocida como layout, es donde colocamos los componentes según las dimensiones que necesitamos, así como las huellas y footprints de los componentes (ver Figura 5.8b). De ahí que sea importante

conocer las dimensiones de los componentes para colocarlos correctamente en la placa y no tener errores o sobreponerlos al colocarlos como se menciona en la Sección 6.6.1. Cabe destacar que es de suma importancia la correcta distribución de componentes para evitar que interfieran unos con otros, ya que en casos donde se usa antenas o inductores, estos tienden a generar mucho ruido y a su vez ser muy sensible a este.

Una de las herramientas muy útiles de *KiCad*, es un visualizador 3D para los circuitos, que nos ayuda a dimensionar de una mejor forma el resultado de nuestro circuito que no nos puede dar el layout. Además cuenta con una amplia librería de componentes diseñados para este uso. La Figura 5.8c nos muestra nuestro diseño en 3D, y nos da una mejor dimensionalidad del mismo.

Si vemos, se colocaron algunos componentes extra en la placa además de los LEDs y resistencias. Se diseñó esta placa pensando en sobreponerla en la placa Arduino, por lo que necesitamos pines macho para conectarnos a los pines hembra de la placa. Se conectaron varios de estos, cada uno de ellos tiene el nombre al pin al que van conectados. Además, se agregó una bornera, en caso de que se quiera alimentar al Arduino con una fuente externa y no con la computadora. En este caso se necesita una fuente con un voltaje mayor a 5 V, que es el proporcionado por el puerto USB del equipo. Si utilizamos el pin *Vin* de la placa, necesitamos por lo menos 7 V, ya que esta entrada pasa previamente por un regulador de voltaje para alimentar con sólo 5 V al microcontrolador que es el que necesita para funciona. Volviendo al caso de que se alimente con una fuente externa, no podremos comunicarnos por cable al puerto serial para enviar los datos requeridos, como la señal de encendido y apagado, o los parámetros como las cadenas y los valores de los tiempos. Para este caso se colocaron unos pines hembra para conectar un módulo Bluetooth, específicamente el módulo Bluetooth HC-05 (Figura 5.9) para enviar datos de manera inalámbrica al Arduino; este no requiere de código extra, sólo es cuestión de elegir el puerto serial asignado por el equipo para el dispositivo HC-05.



**Figura 5.9:** Módulo Bluetooth HC-05

# Receptores ópticos

## Contenidos

<b>6.1. Introducción</b>	<b>66</b>
<b>6.2. Características de los fotodetectores</b>	<b>66</b>
6.2.1. Eficiencia cuántica	68
6.2.2. Capacidad de respuesta o fotorrespuesta	70
6.2.3. Reglas de diseño de los fotodetectores	70
6.2.4. Corriente oscura	71
6.2.5. Velocidad o tiempo de respuesta	71
6.2.6. Linealidad	73
<b>6.3. Tipos comunes de fotodetectores</b>	<b>73</b>
6.3.1. Fotodetector pin (pin-PD)	74
<b>6.4. Fototransistores</b>	<b>74</b>
6.4.1. Construcción	75
6.4.2. Funcionamiento del fototransistor	76
6.4.3. Configuraciones de circuito de fototransistor	76
6.4.4. Modos de operación	77
6.4.5. Especificaciones de rendimiento	77
6.4.6. Parámetros de diseño	78
<b>6.5. Amplificadores operacionales en receptores ópticos</b>	<b>79</b>
6.5.1. Fundamentos de los amplificadores operacionales	79
6.5.2. Configuraciones básicas del operacional	80
<b>6.6. Fototransistor BPY 62</b>	<b>82</b>
6.6.1. Características del BPY 62	82
6.6.2. Selección de la resistencia	83
<b>6.7. Fototransistor 3DU5C</b>	<b>85</b>
6.7.1. Características del 3DU5C	85

6.7.2. Selección de la resistencia . . . . .	86
<b>6.8. Receptores diseñados . . . . .</b>	<b>86</b>
6.8.1. Primer diseño . . . . .	87
6.8.2. Segundo diseño . . . . .	89
<b>6.9. Etapa de amplificación . . . . .</b>	<b>90</b>
6.9.1. Amplificador operacional TL084 . . . . .	90
6.9.2. Amplificador operacional LM741 . . . . .	94
<b>6.10. Acoplamiento de la fibra óptica a los fototransistores . . . . .</b>	<b>96</b>
<b>6.11. Placa de circuito impreso (PCB) para el receptor óptico . . . . .</b>	<b>96</b>

---

## 6.1. Introducción

Hace unas cuantas décadas se comenzaron a desarrollar sistemas de comunicación ópticos, debido que presentan grandes ventajas en comparación con los sistemas eléctricos. Como sabemos, un haz de luz por sí sólo, no puede ser interpretado por algún equipo sin antes haber pasado por proceso de conversión a una señal eléctrica. Los receptores ópticos tienen la función de convertir luz (fotones) en una carga eléctrica, para que esta pueda ser interpretada por un microcontrolador o microprocesador para realizar un proceso específico, o simplemente realice aquello con el fin por el que fue transmitida. Uno de los componentes críticos en los fotoreceptores o receptores ópticos, son los fotodetectores.

Para este trabajo es importante el abarcar esto, ya que estaremos trabajando con señales de luz, por lo necesitaremos desarrollar un sistema de detección óptico capaz de convertir los pulsos modulados de luz en una señal eléctrica que pueda ser interpretada por los servomotores. De esta manera logren moverse de la forma en que lo requiramos.

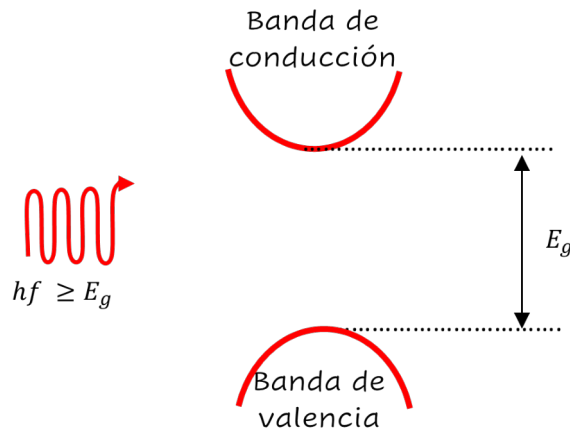
En este capítulo abarcaremos los conceptos y características de los fotodetectores [12], así como el diseño que desarrollamos para nuestro trabajo.

## 6.2. Características de los fotodetectores

Un fotodetector es un dispositivo en el cual un par electrón-hueco es generado por la absorción de fotones. Un fotón con energía  $hf > E_g$ , donde  $E_g$  es la banda prohibida energía como lo muestra la figura 6.1, se aniquila para crear un par electrón-hueco. La energía del fotón ( $E_{ph}$ ) disminuye a medida que aumenta la longitud de onda ( $\lambda$ ) de acuerdo con la ecuación:

$$E_{ph} = hf = \frac{hc}{\lambda} \quad (6.1)$$

donde  $h$  = constante de Planck ( $6.626 \times 10^{-34} Js$ ),  $c$  = velocidad de la luz,  $f$  = frecuencia de la luz (Hz) y  $\lambda$  = longitud de onda de la luz (m). Si la energía  $E_{ph}$  del fotón incidente es mayor o



**Figura 6.1:** Absorción del fotón en un material semiconductor

igual a la energía de banda prohibida. Un electrón hace una transición de la banda de valencia a la banda de conducción, absorbiendo el fotón incidente. La longitud de onda  $\lambda_{co}$  en la que el coeficiente de absorción  $\alpha$  se vuelve cero se llama longitud de onda de corte. Si el longitud de onda incidente  $\lambda$  es mayor que  $\lambda_{co}$ , el fotodiodo no absorberá luz. Esto se debe a que, si  $\lambda > \lambda_{co}$ , entonces:

$$f < f_{co} = \frac{E_g}{h} \quad (6.2)$$

Por lo tanto, la energía del fotón ( $\propto f$ ) no será la adecuada para excitar un electrón hacia la banda de conducción si  $\lambda > \lambda_{co}$ , y tal fotón no será absorbido, entonces la Ec. 6.2 puede reescribirse como:

$$\lambda_{co} = \frac{hc}{E_g} \quad (6.3)$$

$$\lambda_{co} = \frac{1.2}{E_g(eV)} (\mu m) \quad (6.4)$$

En un fotodetector de semiconductores, hay dos o tres procesos clave según el tipo de fotodetector.

- *Absorción y generación.* Aquí, los fotones de energía apropiada (es decir, la energía de la entrada del fotón debe ser al menos igual a la energía de banda prohibida del material semiconductor activo) genera PEHs (Pares Electrón-Hueco) libres, a través del efecto fotoconductor (o fotoemisión interna) cuando son absorbidas en la región fotosensible (o activa) del fotodetector. Teniendo en cuenta que en el efecto fotoconductor, los portadores fotogenerados permanecen en el material semiconductor y dan como resultado un aumento en su conductividad. Esto contrasta con la emisión fotoeléctrica, en la que los electrones fotogenerados escapan del material y luego son libres de moverse fuera del material bajo un campo eléctrico aplicado.



- *Transporte.* Los PEHs generados derivan bajo la influencia de un campo eléctrico aplicado  $E$ . Esto da como resultado una corriente que fluye en el circuito.
- *Amplificación.* En algunos fotodetectores, cuando el campo eléctrico es lo suficientemente grande, los portadores generados que se mueven en el campo eléctrico aplicado pueden ganar suficiente energía para impacto ionizante. Tras el impacto ionizante, se generan portadores adicionales, creando más PEHs. De esta forma, un PEH fotogenerado puede dar como resultado muchos más PEHs, lo que lleva a un fotodetector con ganancia. Más detalladamente, la ganancia del fotodetector se define como la relación entre el número de PEHs recolectados y el número de pares primarios fotogenerados. La ganancia expresa la sensibilidad del fotodetector a la longitud de onda operativa.

### 6.2.1. Eficiencia cuántica

En un fotodetector semiconductor, cuando un fotón de energía  $E_{ph} \geq E_g$  es absorbido, se forma un PEH. Luego, se produce una fotocorriente cuando los PEHs generados por fotones se separan en un campo eléctrico aplicado, con electrones moviéndose a la región  $n$  y huecos a la región  $p$ . Sin embargo, los fotones con longitud de onda apropiada, no siempre generan PEHs, ni se recogen todos los PEHs en los respectivos terminales. Por lo tanto, la QE (eficiencia cuántica,  $\eta$ ) se define como la probabilidad de que un fotón incidente en el fotodetector genere un PEH (fotoportador) que contribuye a la corriente del fotodetector y viene dado por:

$$\eta = \frac{\text{número de fotoportadores que contribuyen a la fotocorriente}}{\text{número de fotones incidentes}} \quad (6.5)$$

Hay que tomar en cuenta que  $0 < \eta \leq 1$ , es decir, el valor máximo de  $\eta$  en un fotodetector sin ganancia es 1 o 100 %, lo que significa que cada fotón incidente genera un PEH. La QE depende de la longitud de onda del fotón, el tipo de semiconductor y estructura del fotodetector.

El número medio de fotones,  $N_{ph}$  es una onda óptica de energía  $E$  y frecuencia  $f_0$  es:

$$N_{ph} = \frac{E}{hf_0} \quad (6.6)$$

Por lo tanto, el número medio de fotones por unidad de tiempo, o *tasa de fotones* o *flujo de fotones*, esta dado por:

$$\frac{N_{ph}}{T} = \frac{E}{Thf_0} = \frac{P}{hf_0} \quad (6.7)$$

Si la potencia óptica incidente en el fotodetector es  $P_I$ , el número medio de fotones incidentes por unidad de tiempo, o *tasa de incidencia de fotones*, es:

$$R_{incidente} = \frac{P_I}{hf_0} \quad (6.8)$$

Dejando que el número de fotoportadores generados sea  $N_{PC}$ . No todos los fotoportadores contribuyen a la fotocorriente, ya que algunos de ellos se recombinan antes de llegar a los terminales del fotodetector. Sea  $\zeta$  la fracción de fotoportadores que contribuyen a la fotocorriente. La tasa

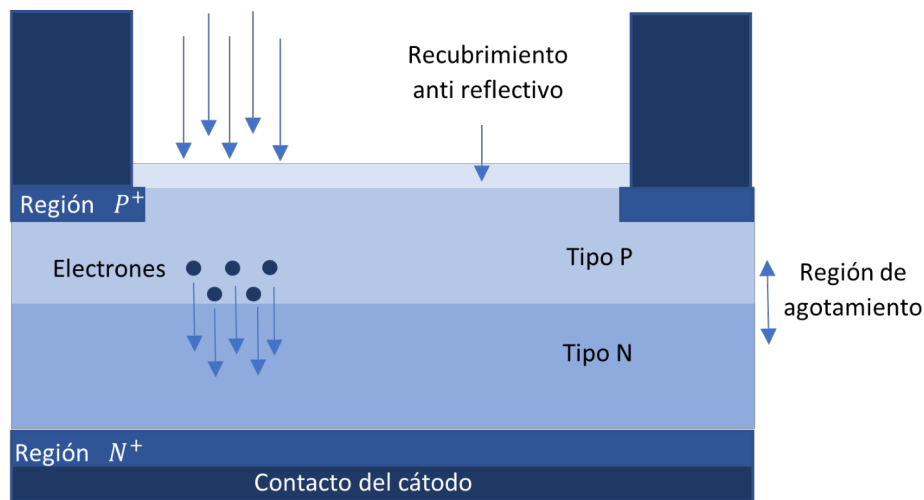
efectiva de generación de fotoportadores se puede escribir como:

$$R_{gen} = \frac{\zeta N_{PC}}{T} = \frac{I_{PC}}{q} \quad (6.9)$$

donde  $q$  es la carga del electrón. Usando Ecs. 6.8 y 6.9, la Ec. 6.5 puede reescribirse como:

$$\eta = \frac{\text{tasa de generación de fotoportadores}}{\text{tasa de incidencia de fotones}} = \frac{I_{PC}/q}{P_I/hf_0} = \frac{I_{PC}}{P_I} \frac{hc}{q \lambda_0} \quad (6.10)$$

De la Ec. 6.10, se observa que  $\eta$  es inversamente proporcional a la longitud de onda  $\lambda_0$ . Sin embargo, en longitudes de onda cortas,  $\eta$  disminuye debido a la recombinación de la superficie porque la mayor parte de la luz se absorbe muy cerca de la superficie. La vida útil es muy corta, por lo que la mayoría de los portadores fotogenerados se recombinan antes de que puedan ser recolectados en las terminales. Esto da lugar al límite de longitud de onda corta en la eficiencia cuántica del fotodetector. Sin embargo, con un tratamiento cuidadoso de la superficie, puede ser posible extender el límite de longitud de onda corta a menores valores de longitud de onda  $\lambda$ .



**Figura 6.2:** Representación esquemática de un fotodiodo simple con recubrimiento anti reflectivo.

En la práctica, al calcular  $\eta$ , debemos tener en cuenta los detalles del fotodetector, el material fotoactivo a través de su coeficiente de absorción y geometría, así como su superficie. Una representación esquemática de un fotodiodo pn con revestimiento antireflectante se muestra en la Figura 6.2. Sea  $P_I$  la potencia óptica incidente en un lado del fotodiodo pn. Si  $R_p$  es el coeficiente de reflexión de potencia en la interfaz aire-semiconductor, la potencia transmitida en la interfaz es  $(1 - R_p)P_I$ . La potencia transmitida a través del fotodiodo es:

$$P_{tr} = (1 - R_p)P_I e^{-\alpha W} \quad (6.11)$$

donde  $\alpha$  es el coeficiente de absorción y  $W$  es el espesor de la región de empobrecimiento o activa del fotodetector. Por tanto, la potencia absorbida en el fotodiodo es:

$$P_{abs} = (1 - R_p)P_I - P_{tr} = (1 - R_p)P_I [1 - e^{-\alpha W}] \quad (6.12)$$

De la Ec. 6.7, encontramos que el número medio de fotones absorbidos por unidad de tiempo, o *tasa de absorción de fotones*, es  $P_{abs}/(hf_0)$ . Si se absorbe un fotón, se genera un par electrón-hueco. Por lo tanto, el número de pares electrón-hueco generados por unidad de tiempo es:

$$\frac{N_{PC}}{T} = \frac{P_{abs}}{hf_0} \quad (6.13)$$

Usando las 6.12 y 6.13 en la 6.10, encontramos que:

$$\eta = \frac{P_{abs}\zeta}{P_I} = (1 - R_p)\zeta[1 - e^{-\alpha W}] \quad (6.14)$$

La eficiencia cuántica es igual a un producto de:

- El coeficiente de transmisión de potencia en la interfaz aire-semiconductor,  $1 - R_p$ .
- Los fotones absorbidos en la región activa de espesor  $W$ , dado por el término  $1 - e^{-\alpha W}$ .
- La fracción de fotoportadores  $\zeta$  que llegan al terminal del dispositivo y contribuyen a la fotocorriente medida.

El tercer término suele ser el más difícil de determinar, ya que depende de una serie de factores, como tiempos de vida, rutas de tránsito, propiedades de la superficie y las dimensiones físicas del dispositivo.

### 6.2.2. Capacidad de respuesta o fotorrespuesta

La capacidad de respuesta o fotorrespuesta (también llamada sensibilidad) es una medida de la capacidad del fotodetector para convertir la potencia óptica en una corriente o voltaje eléctrico. Depende de la longitud de onda de la radiación incidente, el tipo de material fotorreactivo (o activo) en el detector, y la estructura y condiciones de funcionamiento del fotodetector. Se define como:

$$R = \frac{I_{PC}}{P_I} \quad (6.15)$$

donde  $I_{PC}$  es la fotocorriente y  $P_I$  es la potencia óptica de entrada. La fotocorriente, a su vez, depende de las características de absorción del material activo (fotosensible) sobre el fotodetector y la eficiencia cuántica. En un fotodetector, la eficiencia cuántica intrínseca es el número de PEHs generados por fotón incidente. En el caso ideal, la eficiencia cuántica, que es una medida del número de PEHs fotogenerados por fotón incidente, es 1 o 100 %, es decir, cada fotón de energía (igual o mayor que la banda prohibida de energía  $E_g$  del material semiconductor activo) genera un PEH.

### 6.2.3. Reglas de diseño de los fotodetectores

Como se muestra en la Ec. 6.14, para mejorar la eficiencia cuántica, debemos minimizar los reflejos de luz (término  $R_p$ ) desde la superficie del semiconductor o maximizar la luz transmitida al semiconductor. Para esto, podemos utilizar un revestimiento antirreflectante para lograr una mejor transmisión de luz. Si la luz incide desde el aire (índice de refracción  $n_{air}$ ) en el semiconductor (índice de refracción  $n_{sc}$ ), entonces debemos elegir un material cuya índice de refracción  $n_{AR}$

(índice de refracción del revestimiento antirreflectante) viene dado por:

$$n_{AR} = \sqrt{n_{air}n_{sc}} \quad (6.16)$$

Si usamos un revestimiento antirreflectante de un cuarto de longitud de onda de un material transparente con un índice de refracción  $n_{AR}$ , entonces el espesor  $t_{AR}$  que causa la reflexión mínima de la radiación entrante viene dado por:

$$t_{AR} = \frac{\lambda}{4n_{AR}} \quad (6.17)$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda en el espacio libre de la luz incidente sobre el revestimiento antireflectante.

#### 6.2.4. Corriente oscura

La corriente oscura es la corriente generada en el fotodetector sin señal óptica incidente o cuando está en la oscuridad. Esta corriente tiene su origen en la generación de un PEH por radiación térmica o luz parásita. Aquí, introducimos brevemente expresiones teóricas corrientes típicas para tres mecanismos que contribuyen a la corriente oscura en un fotodetector con polarización inversa. Los principales mecanismos de transporte de diodo de homounión en polarización inversa son difusión de portadores minoritarios  $J_{diff}$ , corriente de generación-recombinación (por ejemplo, debido a tunelización asistida por trampa y de banda a banda)  $J_{GR}$ , o fuga superficial  $J_S$ . Estos tres mecanismos pueden ser descrito por las siguientes expresiones:

$$J_{diff} = \frac{qn_i^2}{A} \left( \frac{1}{N_A} \sqrt{\frac{D_n}{\tau_n}} + \frac{1}{N_D} + \sqrt{\frac{D_p}{\tau_p}} \right) [e^{qV/kT} - 1] \quad (6.18)$$

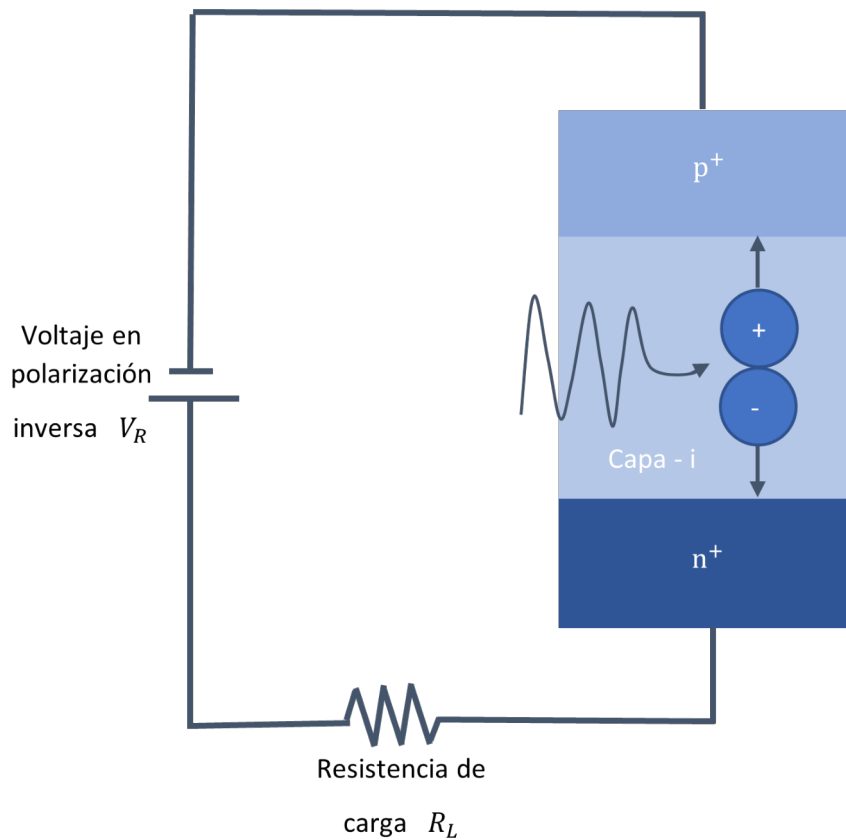
$$J_{GR} = \frac{qn_iW}{A\tau_{GR}} [e^{qV/2kT} - 1] \quad (6.19)$$

$$J_S = \frac{B_SVT^{3/2}}{A} e^{-E_g/2kT} \quad (6.20)$$

En estas expresiones,  $A$  es el área del fotodiodo,  $W$  es el ancho de agotamiento en el voltaje de polarización inversa  $V$ ,  $n_i$  es la concentración de portador intrínseco,  $N_A$  y  $N_D$  son densidades de receptor y donante, respectivamente,  $E_g$  es la brecha de banda energía,  $D$  y  $\tau$  son constantes de difusión de portadores minoritarios y tiempos de vida, y  $B_s$  es un parámetro de ajuste. Las  $D$ 's correspondientes y las longitudes de difusión  $L$  se pueden calcularse usando la relación de Einstein  $D/\tau = kT/q$  donde  $\tau =$  movilidad y  $T =$  temperatura absoluta. Tomando en cuenta que si hay dislocaciones presentes, también debemos incluir un modelo para la corriente de fuga procedente de las dislocaciones.

#### 6.2.5. Velocidad o tiempo de respuesta

La velocidad de respuesta o ancho de banda de un fotodetector pin, que se muestra en la Figura 6.3, depende de los siguientes factores:



**Figura 6.3:** Representación esquemática de un fotodiodo pin mostrando la regio fotoactiva donde los pares electrón-hueco son generados.

1. El tiempo de tránsito  $\tau_t$  de los portadores fotogenerados a través de la región de empobrecimiento o activa, dado por

$$\tau_t = \frac{W}{v} \quad (6.21)$$

donde  $V$  es la velocidad del transportador. Si los portadores no viajan a su velocidad de saturación  $v_{sat}$ , entonces  $v = \mu E$  donde  $\mu$  es la movilidad del portador que viaja en un campo eléctrico  $E$ . La intensidad del campo eléctrico se calcula a su vez a partir de  $E \sim V/W$ , donde  $V$  es el voltaje en la región de agotamiento  $W$ . Por lo tanto, puede escribir  $\tau_t$  como

$$\tau_t = \begin{cases} W/v_{sat}, & \text{Para portadores que viajan a su velocidad de saturación} \\ W^2/(\mu V), & \text{Para portadores que viajan por debajo de su velocidad de saturación} \end{cases} \quad (6.22)$$

2. La difusión más lenta (en relación con los portadores a la deriva) de los portadores se produce fuera de la región de agotamiento. Para minimizar este efecto del tiempo de difusión, generalmente la región de empobrecimiento se hace lo más grande posible. Por ejemplo, se puede usar un fotodiodo pin (Figura 6.3) en lugar de un fotodiodo  $pn$  donde la región  $i$  es mucho más grande que una típica región de agotamiento con polarización inversa. Además,

debido a que la concentración de dopaje en la región  $i$  es significativamente más bajo que el de las regiones  $p$  o  $n$  en un fotodiodo pin, entonces la mayor parte del ancho de agotamiento es la región  $i$  y el tiempo de tránsito de la portadora están dominados por la deriva.

3. La constante de tiempo  $\tau_{RC}$  se debe a la resistencia  $R$  (la suma de la resistencia parásita  $R_S$  del diodo y la resistencia de carga  $R_L$ ) y la capacitancia  $C$  del diodo. En este caso, la constante de tiempo  $RC$  viene dada por

$$\tau_{RC} = RC \quad (6.23)$$

Por lo tanto, el tiempo de respuesta total  $\tau_{tot}$  se puede escribir como el valor de la raíz cuadrada media

$$\tau_{tot} = \sqrt{\tau_{RC}^2 + \tau_t^2} \quad (6.24)$$

Teniendo en cuenta que un tiempo de tránsito rápido implica una región activa del detector delgada, mientras que una baja capacitancia y una alta capacidad de respuesta requieren una región activa más gruesa. Por lo tanto, existen compensaciones entre tiempos de tránsito rápidos y baja capacitancia para respuesta de alta velocidad, alta eficiencia cuántica, baja corriente oscura y buena eficiencia de acoplamiento cuando se usa en un sistema de fibra. Por ejemplo, un tiempo de tránsito rápido requiere una región fotoactiva del detector delgada, mientras que una baja capacitancia y la alta capacidad de respuesta (o eficiencia cuántica) requiere una región activa gruesa. Además, un área activa del detector más pequeña conduce a una corriente oscura más baja y una capacitancia de unión más pequeña, pero puede ser ineficaz para el acoplamiento del detector a la fibra cuando se utiliza en sistemas acoplados por fibra.

### 6.2.6. Linealidad

Por lo general, los fotodetectores con polarización inversa son dispositivos altamente lineales. La linealidad del detector significa que la corriente eléctrica de salida (fotocorriente) del fotodiodo es linealmente proporcional a la potencia óptica de entrada. Los fotodetectores con polarización inversa permanecen lineales en un rango extendido (seis décadas o más) de fotocorriente antes de que ocurra la saturación. La saturación de salida se produce a niveles de potencia óptica de entrada normalmente superiores a  $1 \text{ mW}$ . Debido a que los sistemas de comunicación de fibra óptica operan a bajos niveles de potencia óptica, la saturación del detector generalmente no es un problema.

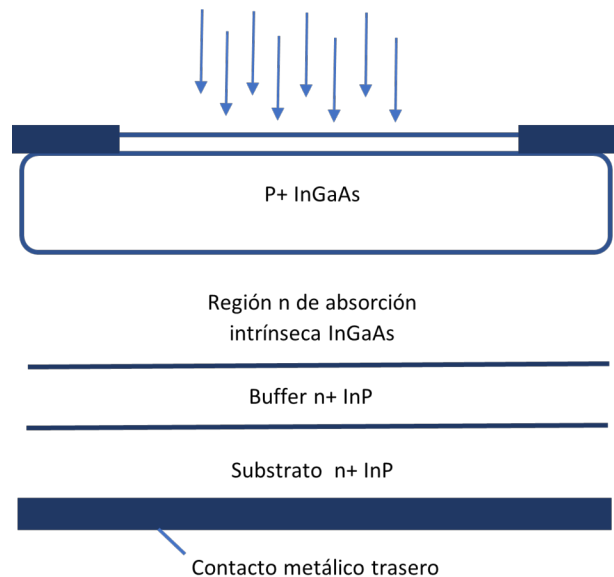
## 6.3. Tipos comunes de fotodetectores

Como se mencionó en la Sección 6.2, los fotodetectores semiconductores se pueden clasificar en términos generales en los que no tienen ganancia y aquellos con ganancia interna. En la primera categoría están los fotodiodos  $pn$ , los fotodetectores pin, fotodetectores Schottky de barrera y MSM-PD. En la segunda categoría están los fotoconductores, fototransistores y APD. Estos segundos tipos de fotodetectores se utilizan para mejorar la sensibilidad general del fotorreceptor frontal.

A continuación veremos lo que son los fotodetectores pin, ya que es uno de los principales fotodetectores en el uso de las comunicaciones por fibra. Así como los fototransistores [14], que son con los que estaremos trabajando en este proyecto

### 6.3.1. Fotodetector pin (pin-PD)

El fotodetector pin es uno de los tipos populares que se utilizan en las comunicaciones de fibra óptica y anteriormente introducido en la Sección 6.2.5. El rendimiento de los pin-PD supera al de los fotodiodos pn porque pueden adaptarse fácilmente para lograr una eficiencia cuántica y un ancho de banda óptimos. El pin-PD básico consta de tres regiones: capas  $p+$  y  $n+$  fuertemente dopadas y una capa  $i$  intrínseca que suele ser un semiconductor con mucho menos dopaje. La capa  $i$  intercalada entre la  $p+$  y  $n+$  capas se muestra en la Figura 6.4. En un pin-PD, la absorción de fotones tiene lugar principalmente en la región intrínseca que se agota cuando se aplica voltaje de polarización inversa a sus terminales. El proceso de recolección de los portadores generados es, entonces, rápido y eficiente. Por lo tanto, el ancho de banda intrínseco es muy alto y el ancho de banda total que está limitado por los efectos extrínsecos puede ser de decenas de gigahertz. La fabricación de fotodetectores pin es relativamente fácil, con procesos de semiconductores bien establecidos, y los dispositivos fabricados son muy confiables y de bajo ruido. Por lo general, los pin-PD se combinan con amplificadores de fibra dopada con erbio (EDFA) para aumentar la sensibilidad general del receptor.



**Figura 6.4:** Estructura esquemática de un fotodiodo pin InGaAs-InP con iluminación frontal.

## 6.4. Fototransistores

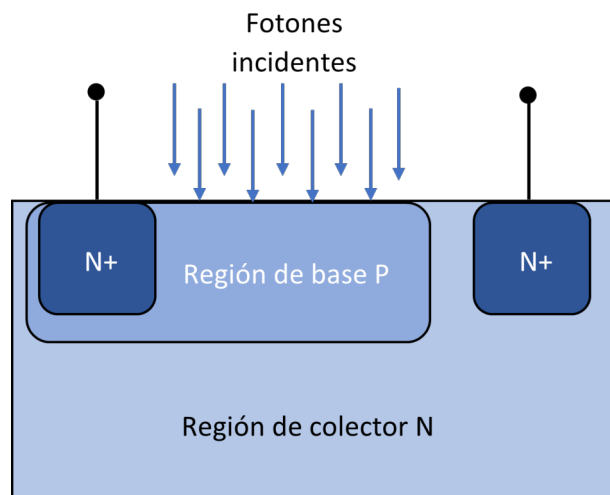
Un fototransistor es similar a un transistor de unión bipolar (BJT), pero normalmente sólo tiene dos terminales: el colector y el emisor, utilizados como contactos eléctricos. La base y la

unión base-colector se utilizan como capa de absorción. Los huecos fotogenerados en la región de absorción se acumulan en la base. Esta carga excesiva hace que se inyecten electrones desde el emisor. El mecanismo de ganancia actual es el mismo que en operación eléctrica normal de un BJT.

Para este trabajos hemos elegido hacer uso del fototransistor como dispositivo detector de luz, por lo que es importante adentrarse un poco más a ellos. Para esto, hemos dispuesto de 2 fototransistores, uno de ellos es el BPY 62 (Sección 6.6), que es un fototransistor de 3 terminales y el otro es el 3DU5C (Sección 6.7), el cual cuenta sólo con 2 terminales. Caracterizaremos cada uno de ellos para elegir el que tenga una mejor respuesta y con este haremos el diseño que necesitaremos para controlar los patrones de locomoción del robot hexápodo.

### 6.4.1. Construcción

Un fototransistor no es más que un transistor bipolar ordinario en el que la región base está expuesta a la iluminación. Está disponible en los tipos PNP y NPN con diferentes configuraciones, como emisor común, colector común y base común, pero generalmente se usa la configuración de emisor común. También puede funcionar mientras la base está abierta. En comparación con el transistor convencional, tiene más áreas de base y colector.



**Figura 6.5:** Estructura del fototransistor plano de homounión.

Los fototransistores antiguos usaban materiales semiconductores únicos como el silicio y el germanio, pero ahora los componentes modernos usan materiales como el arseniuro de galio (GaAs) para niveles de alta eficiencia. La base es el conductor responsable de activar el transistor. Es el dispositivo controlador de puerta para el suministro eléctrico más grande. El colector es el cable positivo y el mayor suministro eléctrico. El emisor es el cable negativo y la salida para el suministro eléctrico más grande.

Sin luz sobre el dispositivo, habrá un pequeño flujo de corriente debido a los pares de electrones huecos generados térmicamente y el voltaje de salida del circuito será ligeramente menor que el



valor de suministro debido a la caída de voltaje en la resistencia de carga  $R$ . Con luz al caer sobre la unión colector-base aumenta el flujo de corriente. Con el circuito abierto de la conexión base, la corriente colector-base debe fluir en el circuito base-emisor y, por lo tanto, la corriente que fluye se amplifica por la acción normal del transistor.

### 6.4.2. Funcionamiento del fototransistor

La unión colector-base es muy sensible a la luz. Su condición de trabajo depende de la intensidad de la luz. La corriente de base de los fotones incidentes es amplificada por la ganancia del transistor, lo que da como resultado ganancias de corriente que van desde cientos hasta varios miles. Un fototransistor es de 50 a 100 veces más sensible que un fotodiodo con un nivel de ruido más bajo.

Un fototransistor se activa una vez que la luz incide en el terminal de la base y la luz activa el fototransistor al permitir la configuración de PEHs, así como el flujo de corriente a través del emisor o colector. Cuando la corriente aumenta, entonces se concentra y se convierte en voltaje. Generalmente, un fototransistor no incluye una conexión base. El terminal de la base se desconecta a medida que se usa la luz para permitir que el flujo de corriente suministre todo el fototransistor.

### 6.4.3. Configuraciones de circuito de fototransistor

El fototransistor se puede utilizar en una variedad de configuraciones de circuitos diferentes. Al igual que los transistores más convencionales, el fototransistor se puede utilizar en circuitos de emisor común y colector común. Los circuitos de base comunes normalmente no se usan porque la conexión de la base a menudo se deja flotando internamente y es posible que no esté disponible. Si se requiere la conexión base, entonces es necesario comprar un fototransistor con una conexión base disponible. La elección de la configuración del circuito de fototransistor de emisor común o colector común depende de los requisitos del circuito. Las dos configuraciones de circuito de fototransistor tienen características operativas ligeramente diferentes y estas pueden determinar el circuito utilizado.

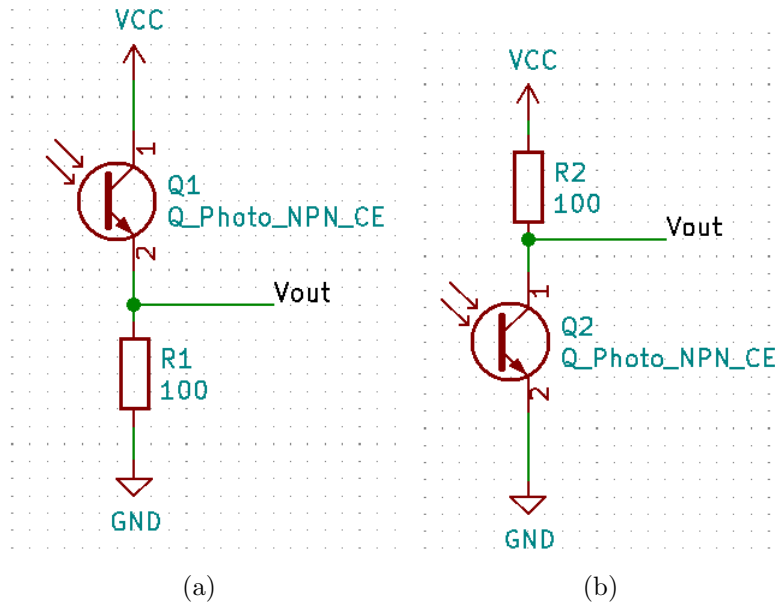
#### Configuración en colector común

La configuración del circuito de fototransistor de colector común o seguidor de emisor tiene efectivamente la misma topología que el circuito de transistor de emisor común normal: el emisor se conecta a tierra a través de una resistencia de carga y la salida del circuito se toma de la conexión del emisor del dispositivo (ver Figura 6.6a). El circuito genera una salida que pasa del estado bajo al estado alto cuando se detecta luz.

#### Configuración en emisor común

La configuración del circuito de fototransistor de emisor común es posiblemente la más utilizada, al igual que su circuito de transistor recto más convencional. El colector se lleva a la tensión de alimentación a través de una resistencia de carga del colector y la salida se toma de la conexión del colector en el fototransistor (ver Figura 6.6b). El circuito genera una salida que pasa de un estado de alto voltaje a un estado de bajo voltaje cuando se detecta luz. El circuito en realidad actúa

como un amplificador. La corriente generada por la luz afecta a la región base. Esto se amplifica por la ganancia de corriente del transistor de forma normal.



**Figura 6.6:** Principales configuraciones para un fototransistor de 2 terminales. (a) Circuito de fototransistor en colector común. (b) Circuito de fototransistor en emisor común.

#### 6.4.4. Modos de operación

En los circuitos de fototransistor los modos básicos de operación incluyen dos, como activo e interruptor. Donde el modo de operación comúnmente utilizado es el tipo de interruptor. Explica una respuesta no lineal hacia la luz; una vez que no hay luz, entonces no hay flujo de corriente en el transistor. La corriente comienza a suministrarse como la exposición a los aumentos de luz. El modo interruptor funciona en un sistema ON/OFF. El modo activo también se llama lineal que reacciona de tal manera que es proporcional al estímulo de luz.

#### 6.4.5. Especificaciones de rendimiento

La selección del fototransistor se puede realizar en función de diferentes parámetros, así como de especificaciones como las siguientes.

- Colector de corriente ( $I_C$ )
- Corriente base ( $I_\lambda$ )
- Longitud de onda máxima  $\lambda_{max}$
- Voltaje de ruptura de colector a emisor ( $V_{CE}$ )
- Voltaje de ruptura del emisor colector ( $V_{BRCEO}$ )

- Tensión de ruptura emisor-colector ( $V_{BRECO}$ )
- Corriente oscura ( $I_D$ )
- Disipación de potencia ( $P_D$  o  $P_{tot}$ )
- Tiempo de subida ( $t_R$ )
- Tiempo de caída ( $t_F$ )

#### 6.4.6. Parámetros de diseño

Los materiales seleccionados, así como la composición, juegan un papel fundamental en la sensibilidad de este tipo de transistores. El nivel de ganancia de los dispositivos de homoestructura o de un sólo material oscila entre 50 y varios cientos. Estos son fototransistores normales que frecuentemente se diseñan con silicio. Los dispositivos de heteroestructura o de configuración de varios materiales pueden incluir niveles de ganancia de hasta 10k pero son menos comunes debido a los altos costos de producción.

- El rango de longitud de onda electromagnética de diferentes materiales incluye lo siguiente
  - Para el material de silicio (Si), el rango de longitud de onda electromagnética es de 190 a 1100 nm
  - Para material de germanio (Ge), el rango de longitud de onda electromagnética es de 400 a 1700 nm
  - Para el material de arseniuro de indio y galio (InGaAs), el rango de longitud de onda electromagnética es de 800 a 2600 nm
  - Para material de sulfuro de plomo, el rango de longitud de onda electromagnética es <1000 a 3500 nm
- Para el correcto funcionamiento de un fototransistor, la tecnología de montaje juega un papel fundamental.

La tecnología de montaje superficial (SMT, Surface-Mount Technology) utiliza componentes en una PCB conectando los terminales de los componentes mediante soldadura a la cara superior de la placa. Por lo general, la almohadilla de la placa de circuito impreso se puede recubrir con una pasta como una formulación de soldadura y fundente. Las altas temperaturas generalmente de un horno de infrarrojos disolverán la pasta para soldar los terminales del componente hacia las almohadillas de PCB. La tecnología de orificio pasante (THR, Through-Hole Technology) es un estilo de montaje comúnmente utilizado. La disposición de los componentes se puede realizar colocando los terminales de los componentes utilizando orificios dentro de la placa de circuito impreso y estos componentes se pueden soldar en la cara opuesta de la placa de circuito impreso. Las características de los fototransistores incluyen principalmente un filtro de corte, que se utiliza para bloquear la luz observable. La detección de luz en otros se puede mejorar mediante un revestimiento antirreflectante. También se pueden obtener dispositivos que incluyen una lente de cúpula redonda en lugar de una lente plana.

## 6.5. Amplificadores operacionales en receptores ópticos

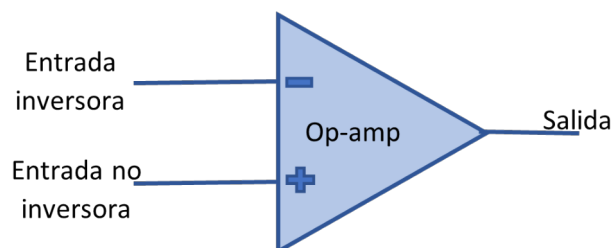
Al detectar el haz guiado por medio de la fibra óptica, regularmente el voltaje proporcionado por el detector óptico es muy pequeño, esto debido a diversas pérdidas que ocurren debido a la guía de onda, que ya mencionamos anteriormente (Sección 4.6). En este caso se utiliza una o varias etapas de amplificación, ya sea con transistores o con amplificadores operacionales. Para este trabajo resulta muy útil el amplificador operacional ya que a diferencia de los transistores resulta ser más fácil el tener una salida estable y su polarización no requiere de tantos recursos como los que exigen los transistores.

Un amplificador operacional también llamados Op-amp (Operational Amplifier), es básicamente un amplificador diferencial de muy alta ganancia con alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida. Los usos típicos del amplificador operacional son proporcionar cambios en la amplitud del voltaje y polaridad, en osciladores, en circuitos de filtrado y en muchos tipos de circuitos de instrumentación. Un amplificador operacional contiene varias etapas de amplificadores diferenciales para alcanzar una muy alta ganancia de voltaje.

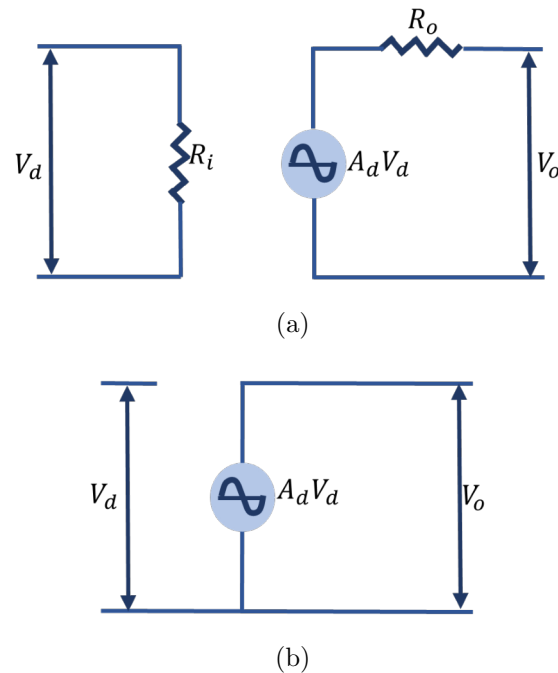
En esta sección analizaremos de manera muy general los amplificadores operacionales [15], debido a que estaremos utilizándolos para nuestro sistema de recepción.

### 6.5.1. Fundamentos de los amplificadores operacionales

Un amplificador operacional es un amplificador de muy alta ganancia que tiene una impedancia de entrada muy alta (por lo general de algunos megaohms) y una impedancia de salida baja (de menos de  $100 \Omega$ ). El circuito básico se construye utilizando un amplificador diferencial de dos entradas (positiva y negativa) y por lo menos una salida. La Figura 6.7 muestra un amplificador operacional básico. La entrada produce una salida que está en fase con la señal aplicada, en tanto que la entrada produce una salida de polaridad opuesta. La Figura 6.8a muestra el circuito equivalente de CA (Corriente Alternada) del amplificador operacional. Como se ve, la señal de entrada aplicada entre las terminales de entrada experimenta una impedancia de entrada  $R_i$  que suele ser muy alta. Se muestra que el voltaje de salida debe ser la ganancia del amplificador por la señal de entrada tomada a través de una impedancia de salida  $R_o$ , la que por lo general es muy baja. Un circuito de amplificador operacional ideal, como el de la Figura 6.8b, tendría una impedancia de entrada infinita, una impedancia de salida cero y una ganancia de voltaje infinita.



**Figura 6.7:** Esquemático del amplificador operacional básico.



**Figura 6.8:** Equivalente de CA de un circuito de amplificador operacional. (a) Circuito equivalente práctico. (b) Circuito equivalente ideal.

### 6.5.2. Configuraciones básicas del operacional

El amplificador operacional se puede conectar en una gran cantidad de circuitos para obtener varias características de operación según las características que requiramos. Sólo veremos las 3 configuraciones básicas: amplificador inversor, amplificador no inversor y seguidor de voltaje. Hay otras configuraciones más, como: amplificador sumador, amplificador integrador, amplificador derivador, etc. Sin embargo, en este trabajo no las trataremos, por lo que no las veremos en detalle.

#### Amplificador inversor

El circuito amplificador de ganancia constante más ampliamente utilizado es el amplificador inversor, que se muestra en la Figura 6.9. La salida se obtiene multiplicando la entrada por una ganancia fija o constante establecida por el resistor de entrada  $R_1$  y el resistor de realimentación  $R_f$ : esta salida también se invierte a partir de la entrada. La ecuación característica para esta configuración esta dada por:

$$V_o = -\frac{R_f}{R_1} V_{in} \quad (6.25)$$

#### Amplificador no inversor

Otra configuración también muy usada es el circuito de amplificador operacional que funciona como amplificador no inversor o multiplicador de ganancia constante (Figura 6.10a). Cabe destacar que el circuito de amplificador inversor se utiliza más porque es más estable en frecuencia. Para determinar la ganancia de voltaje del circuito, podemos utilizar la representación equivalente mostrada en la Figura 6.10b. Si vemos, el voltaje a través de  $R_1$  es  $V_{in}$  puesto que  $V \approx 0$ . Este

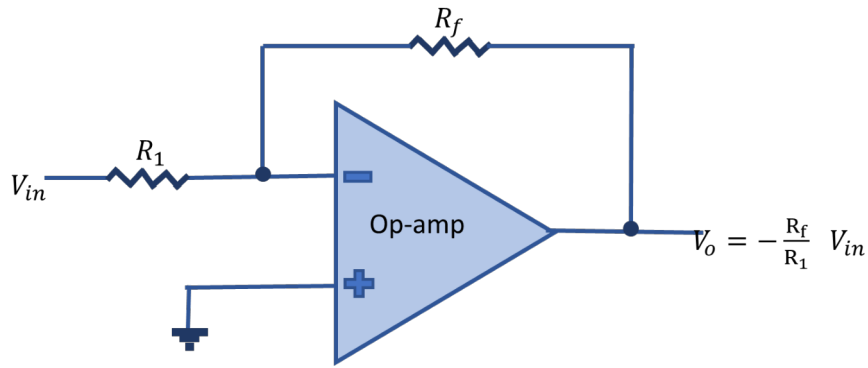


Figura 6.9: Configuración de amplificador inversor.

debe ser igual al voltaje de salida, a través de un divisor de voltaje de  $R_1$  y  $R_f$ , de modo que:

$$V_{in} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} V_o \quad (6.26)$$

Despejando  $V_o$  tenemos que:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) V_{in} \quad (6.27)$$

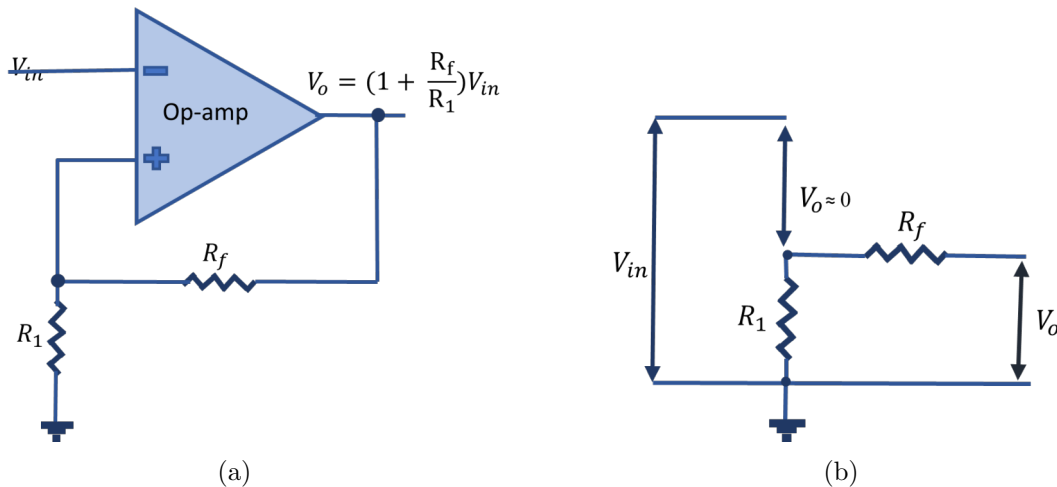


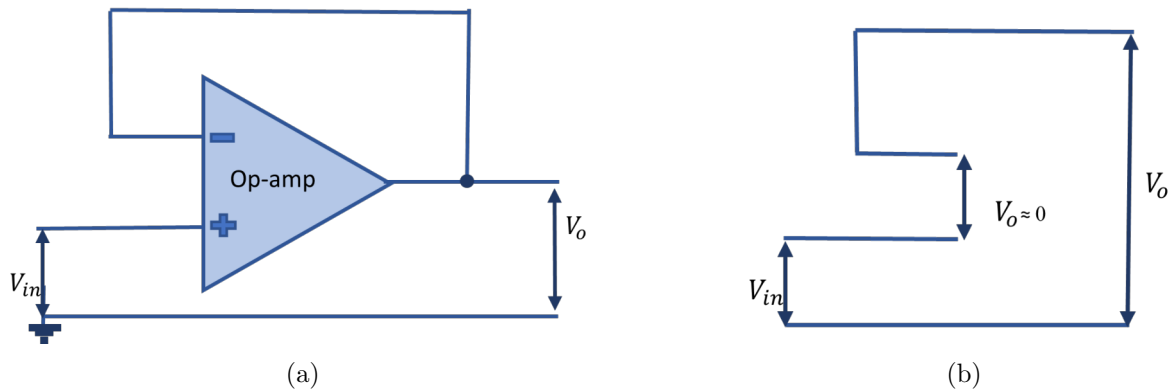
Figura 6.10: Configuración de amplificador no inversor. (a) Representación esquemática de la configuración no inversora. (b) Circuito equivalente.

### Seguidor de voltaje

El circuito de seguidor unitario, mostrado en la Figura 6.11a, proporciona una ganancia unitaria sin inversión de polaridad o fase. Por el circuito equivalente (Figura 6.11a) vemos que:

$$V_o = V_{in} \quad (6.28)$$

Además, vemos que la salida es de la misma polaridad y magnitud que la entrada debido a que el voltaje de entrada es conectado a la entrada no inversora.



**Figura 6.11:** Configuración seguidor de voltaje. (a) Representación esquemática de la configuración seguidor de voltaje. (b) Circuito equivalente.

## 6.6. Fototransistor BPY 62

Para este trabajo, estaremos utilizando un fototransistor como sistema de recepción óptica, siendo más específicos, el fototransistor BPY 62. Como vimos en las secciones anteriores, hay una gran variedad de sistemas receptores que incluso tiene mayor eficiencia en algunos aspectos que los fototransistores; como lo son los fotodiodos o los fotodetectores pin (Sección 6.3.1). Se eligió este por encima de estos, ya que es un dispositivo NPN de silicio, y como lo vimos en la Sección 6.4.6, este tipo de dispositivos trabajan con longitudes de onda desde los 190 -1100 nm, pasando por el rango visible hasta el infrarrojo cercano, por lo que se puede trabajar con distintos tipos de luz; siendo este más sensible a algunas longitudes de onda que a otras (ver figura 6.12). Además que se encuentran fácilmente en el mercado y a un precio muy accesibles. Al no estar trabajando con altas frecuencias obtenemos muy buenos resultados en la práctica. A continuación veremos algunas de sus características para saber si es factible utilizar este o el otro fototransistor.

### 6.6.1. Características del BPY 62

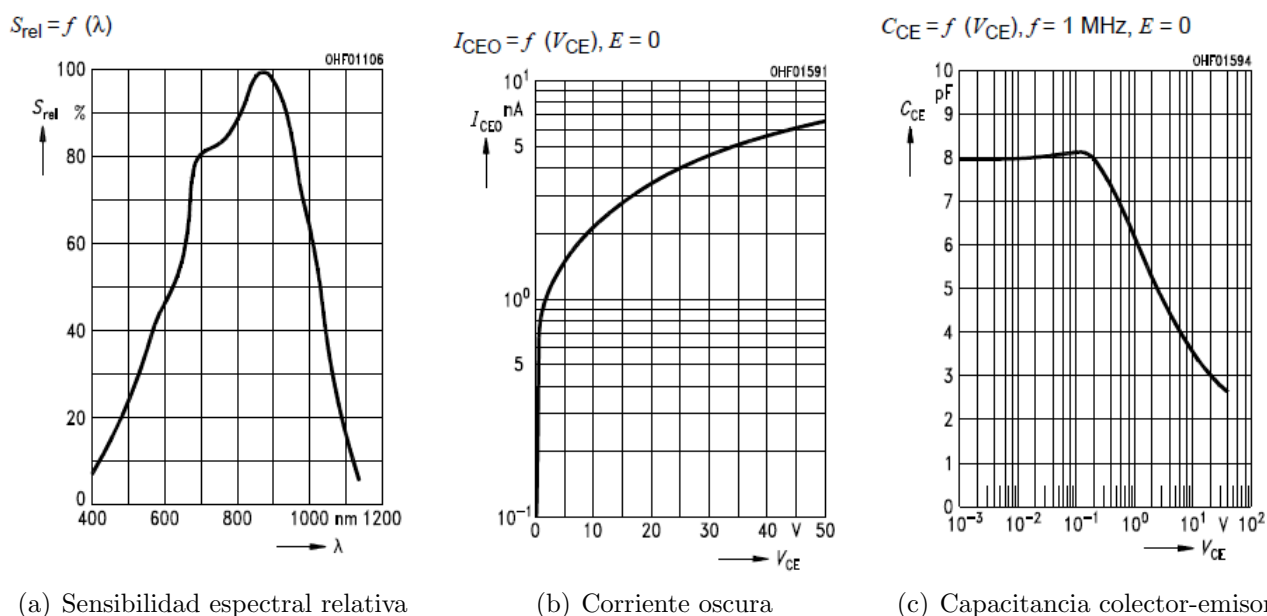
Como se mencionó en la Sección 6.4.5, hay una serie de especificaciones que nos permite conocer las características de los fototransistores y de esta forma saber si el componente cumple con los requisitos que necesitamos para trabajar. Las características son proporcionadas por el fabricante en una hoja de datos. De igual manera es importante saber todo sobre cada componente y saber cuáles son sus capacidades máximas de voltaje y de corriente, y en este caso, su rango de operación en cuanto a longitud de onda se trata. Los datos más relevantes los podemos ver en la Tabla 6.1.

Algunas características dependerán del voltaje aplicado al dispositivo, por lo que es mejor el visualizar sus respectivas gráficas. Algunas características importantes las podemos ver en la Figura 6.12, donde podemos ver algunas gráficas que representan relación entre dos parámetros.

También es necesario conocer sus características físicas, es decir, el tamaño, empaquetamiento, volumen, pines, etc. Estas características lo podemos ver en la Figura 6.13. Se debe de tomar en cuenta en caso de que se quiera hacer un diseño de una PCB (Printed Circuit Board), o circuito

**Tabla 6.1:** Características del fototransistor BPY 62, dadas por el fabricante.

Descripción	Símbolo	Valor	unidad
Voltaje colector-emisor	$V_{CE}$	50	V
Corriente del colector	$I_C$	100	mA
Sobre corriente del colector	$I_{CS}$	200	mA
Voltaje emisor-base	$V_{EB}$	7	V
Longitud de onda de máxima sensibilidad	$\lambda_{Smax}$	850	nm
Rango espectral de sensibilidad	$\lambda$	420 ... 1130	nm
Zona sensible radiante	$VA$	0.12	mm <sup>2</sup>
Angulo medio	$\varphi$	$\pm 8$	Grados

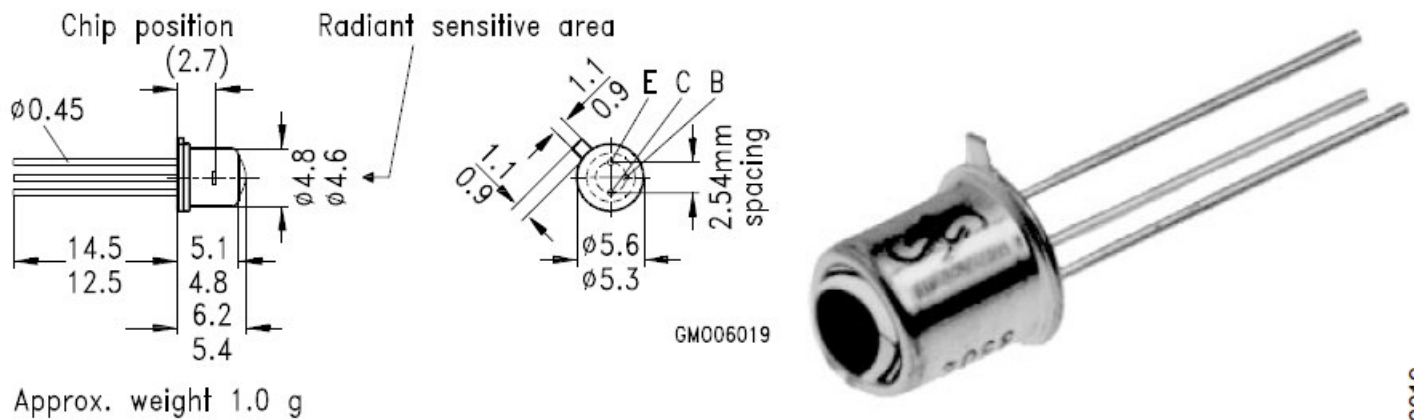
**Figura 6.12:** Gráficas proporcionadas por el fabricante, cortesía de SIEMENS <https://www.digchip.com/>

impreso, de tal forma que no haya problemas al montarlo.

### 6.6.2. Selección de la resistencia

Como lo mencioné en la Sección 6.4.3, es necesario tener un arreglo para que nuestro detector funcione de manera correcta, debido que el fototransistor por sí sólo, no nos daría una respuesta aceptable. Para este trabajo utilizamos la configuración en colector común, que mostramos en la Figura 6.6a, siendo esta la que se adapta a lo que requerimos. En el caso de utilizar emisor común, al detectarse luz pasa de un estado activo a inactivo, justo lo contrario de lo que necesitamos; de ahí el usar el modo en colector común que es el que cumple con la característica requerida. Si vemos, nuestro fototransistor tiene 3 patas (Figura 6.13), que corresponden a base, colector y emisor; mientras que en el arreglo de la Figura 6.6, sólo contempla dos de ellos (colector y emi-





**Figura 6.13:** Representación esquemática y física del un fototransistor BPY62, cortesía de SIEMENS <https://www.digchip.com/>

sor). Sin embargo, podemos dejar la base en circuito abierto ya que no estaremos trabajando con una señal externa más que con la entrada óptica, por lo que podemos omitirla, ya que a base del fototransistor sólo se usaría para polarizar el transistor de modo que fluyera corriente de colector adicional y esto enmascararía cualquier flujo de corriente como resultado de la fotoacción. Por lo que usaremos solamente el emisor y colector para formar el circuito que se muestra en la figura. Si vemos el circuito es sencillo, ya que sólo usa una resistencia de carga además del fototransistor. Es importante elegir correctamente la resistencia de carga  $R_c$ , ya que de ella dependerá la respuesta a la entrada óptica, como lo es el tiempo de respuesta y la sensibilidad; independientemente de la longitud de onda que incida a la terminal de base. Esta respuesta la podemos ver gráficamente en la Figura 6.14, donde se expuso el fototransistor directamente a un LED que emite luz infrarroja, debido a que es en el rango espectral donde tiene una mayor sensibilidad relativa (ver 6.12a). Utilizando el arreglo de la Figura 6.6a, considerando un  $V_{cc} = 9\text{ V}$  obtenemos estos resultados.

Consideremos a la referencia como la señal que queremos obtener, debido que esta señal es la que modula al LED, es decir, la encargada de encenderlo y apagarlo. Vemos que a resistencias grandes obtenemos casi los 9 V aplicados al fototransistor. Sin embargo, su respuesta a la caída de voltaje es muy lenta, y esta señal no nos es de mucha utilidad para modular el giro del motor. Si vemos, a menor valor de  $R_c$  la respuesta al dejar de irradiar fotones va mejorando, teniendo un caída de voltaje más rápida. Sin embargo, a consecuencia de una caída de voltaje rápida, tenemos menor sensibilidad, si vemos, al tener una respuesta con mayor similitud a la señal de referencia, que es considerando  $R_c = 100\ \Omega$ , tenemos sólo 4.5 V, que son suficientes para que el servomotor lo detecte como una señal para moverse. Estos resultados serían diferentes al incidir la luz por medio de una fibra óptica, ya que la cantidad de fotones sería menor a la que irradia el LED directamente al fototransistor, por ende el voltaje sería menor. Este no sería mucho problema, ya que podemos hacer uso de un transistor común, como un BJT utilizándolo como amplificador. Otra opción es utilizar un amplificador operacional. Antes de analizar una etapa de amplificación, veamos la respuesta del otro fototransistor.

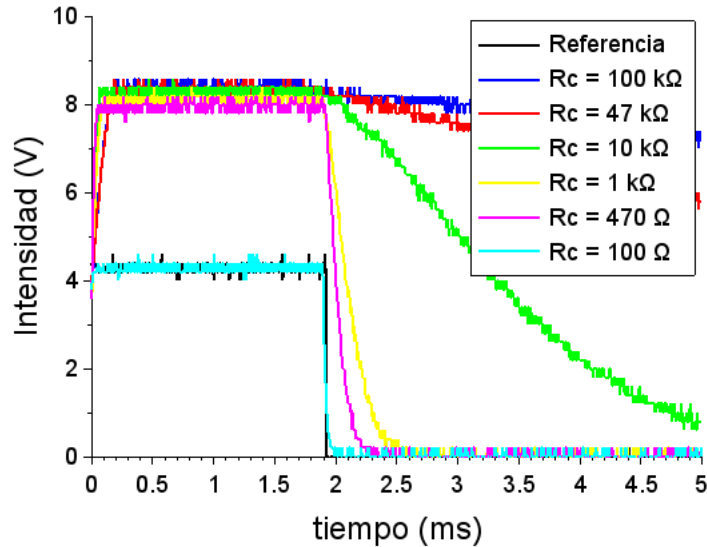


Figura 6.14: Respuesta del fototransistor BPY 62 a varios valores de resistencia de carga  $R_c$ .

## 6.7. Fototransistor 3DU5C

Otro de los fototransistores que probamos fue el 3DU5C, el cual cuenta con características distintas al previamente descrito. A diferencia del anterior, no tenemos la terminal de base disponible, si no que sólo tenemos colector y emisor. En realidad, esto no presenta una desventaja en comparación con el otro, ya que se está usando un arreglo que sólo contempla las terminal común y emisor. Al igual que el anterior dispositivo, veremos algunas de las características de este para analizar si es una mejor opción que el BPY 62.

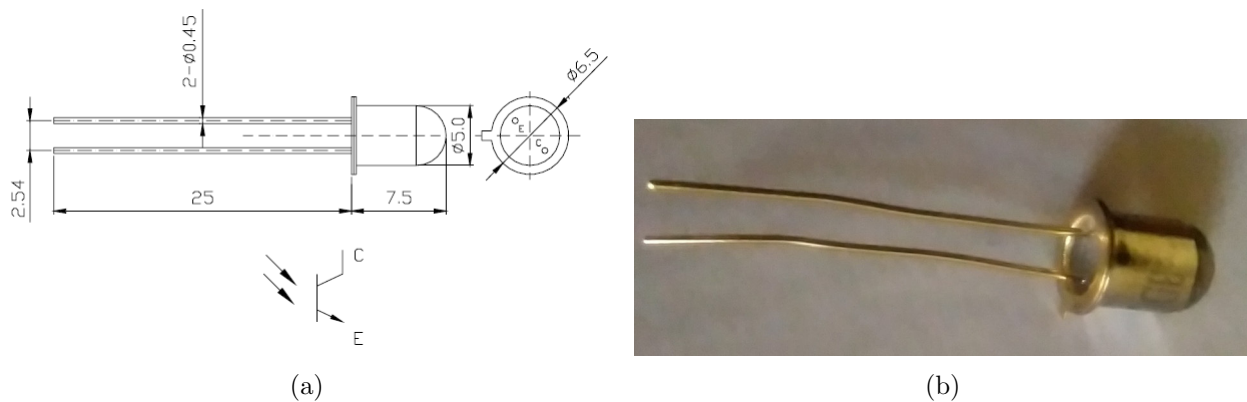
### 6.7.1. Características del 3DU5C

La tabla 6.2, muestra las principales características de este dispositivo. Este trabaja con un voltaje máximo de 10 V, en comparación al anterior que trabaja hasta con 50 V. Esto no implica inconvenientes, ya que trabajaremos con un voltaje de 7.2 V. Por otro lado, tenemos un rango de sensibilidad parecido al anterior, por lo que puede trabajar desde el rango visible hasta el infrarrojo cercano; teniendo un pico de sensibilidad en una longitud de onda de 880 nm.

Al igual que el anterior, tenemos un empaquetamiento TO-18, y con dimensiones similares (ver Figura 6.15). En el caso de este dispositivo, no pudimos encontrar su hoja de datos tan detallada como en el caso anterior, por lo que se procedió a caracterizarlo. Exponiéndolo a diferentes longitudes de onda con una intensidad igual para cada una de ellas.

**Tabla 6.2:** Características del fototransistor 3DU5C, dadas por el fabricante

Descripción	Símbolo	Valor	unidad
Voltaje colector-emisor	$V_{CE}$	10	V
Corriente del colector	$I_C$	0.5-1	mA
Corriente oscura	$I_D$	0.3	$\mu\text{A}$
Potencia disipada	$P_{tot}$	30	mW
Longitud de onda de máxima sensibilidad	$\lambda_{Smax}$	880	nm
Rango espectral de sensibilidad	$\lambda$	420 ... 1130	nm

**Figura 6.15:** Fototransistor 3DU5C. (a) Representación esquemática. (b) Representación física.

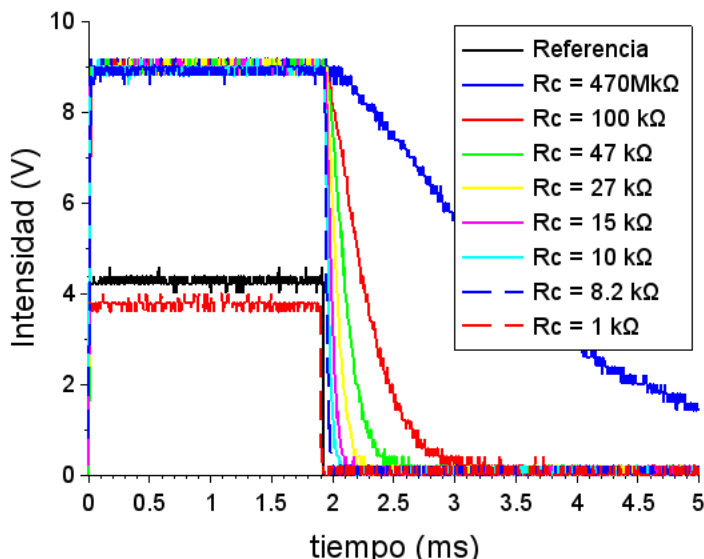
### 6.7.2. Selección de la resistencia

De igual forma, hicimos una comparación de cómo se comporta la señal eléctrica dada por el fototransistor al exponerlo a un pulso modulado de luz, como lo hicimos con el dispositivo anterior. Usamos el mismo arreglo mencionado y el mismo LED infrarrojo para que las condiciones fuesen las mismas. En la Figura 6.16 podemos ver que obtenemos resultados parecidos a los vistos en la Figura 6.14; a diferencia que este nos da hasta los 9 V, que es el voltaje que le estamos entregando. En comparación al BPY 62 que nos daba un máximo de 8.5 V, con este alcanzamos a tener una señal más simétrica; pareciéndose a la señal de referencia aun teniendo 9 V de salida del fototransistor colocando una resistencia de carga de 8.2 k $\Omega$ .

Adicionalmente, se realizaron pruebas guiando la luz con la fibra óptica, que es la configuración final. En ambos casos, al comparar las respuestas de los dos dispositivos, concluimos que este último fototransistor es la mejor opción para trabajar. Dichas pruebas se muestran en la Sección 6.8.

## 6.8. Receptores diseñados

Desde el principio de este trabajo de investigación, se pensó en realizar sólo un diseño de receptor óptico. Sin embargo, a lo largo de todas las pruebas que se realizaron, se decidió buscar



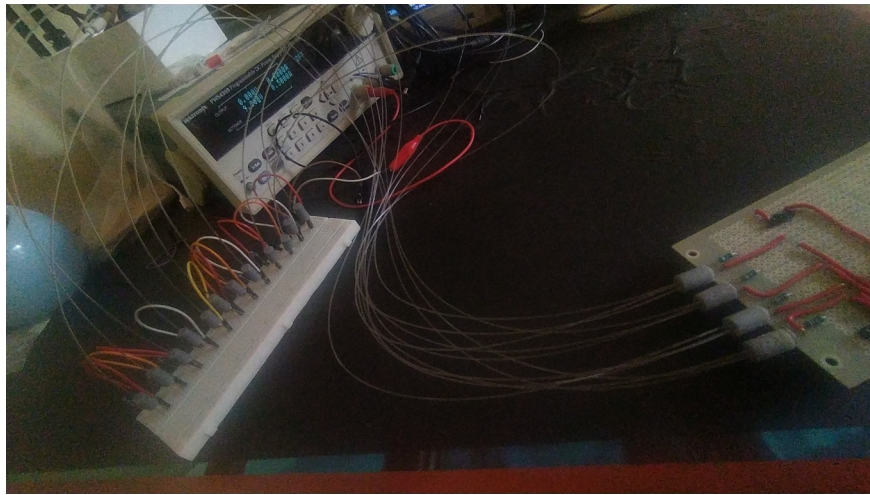
**Figura 6.16:** Respuesta del fototransistor 3DU5C a varios valores de resistencia de carga  $R_c$ .

nuevos diseños de circuitos para este, ya que presentaban algunas fallas y como complicaciones. En esta sección se intenta plasmar los dos diseños que realizamos y mostrar algunas de los resultados que se obtuvieron.

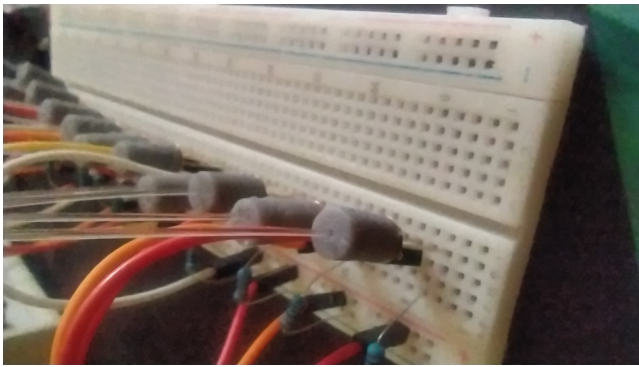
### 6.8.1. Primer diseño

Consistió utilizar 12 fototransistores, uno para cada uno de los servomotores, o mejor dicho, para cada una de las articulaciones del robot haxápodo. Estos fototransistores van conectados a una resistencia de carga anteriormente seleccionada (Sección 6.7.2) utilizando la configuración colector común (Figura 6.6a). Sin embargo, al momento de llevar a cabo las pruebas con el sistema completo, utilizando el CPG, el emisor, el receptor y la fibra plástica como línea de transmisión (Figura 6.17), los resultados no fueron aceptables. Por ello, el diseño de este circuito sólo quedó a nivel de protoboard.

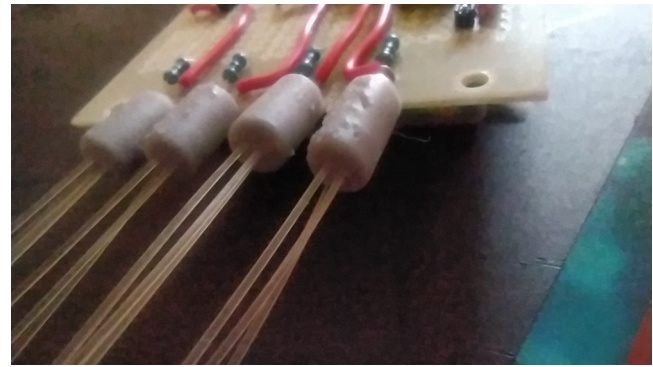
En la Sección 5.5 hicimos pruebas con cada uno de los LEDs para seleccionar con cual de ellos teníamos mejor respuesta; en la Figura 5.5 se muestran algunos de los resultados obtenidos. Volviendo a analizar esta figura, vemos que obtenemos una respuesta que llegan hasta los 5 V, un voltaje aceptable para que la señal sea interpretada por el servomotor. Desafortunadamente no se obtuvo la misma respuesta para todos los fototransistores, ya que en algunos obtenemos menores voltajes. Esto pasa debido a varios factores, como el ángulo en el que esta posicionada la fibra, la fabricación del fototransistor, el tiempo del pulso, etc. Algunos de estos factores los podemos analizar con mayor detalle tomando como referencia los resultados de la Figura 6.18, donde tenemos 4 figuras que corresponden a cada una de las 4 neuronas que estaremos utilizando. Cada una de ellas emite pulsos modulados con diferentes tiempos de anchos de pulso, esto para ver como responden los fototransistores a los diferentes pulsos que se estarán trabajando. El ancho de estos pulsos corresponde a los parámetros iniciales dados a cada una de las neuronas en el Código



(a)



(b)

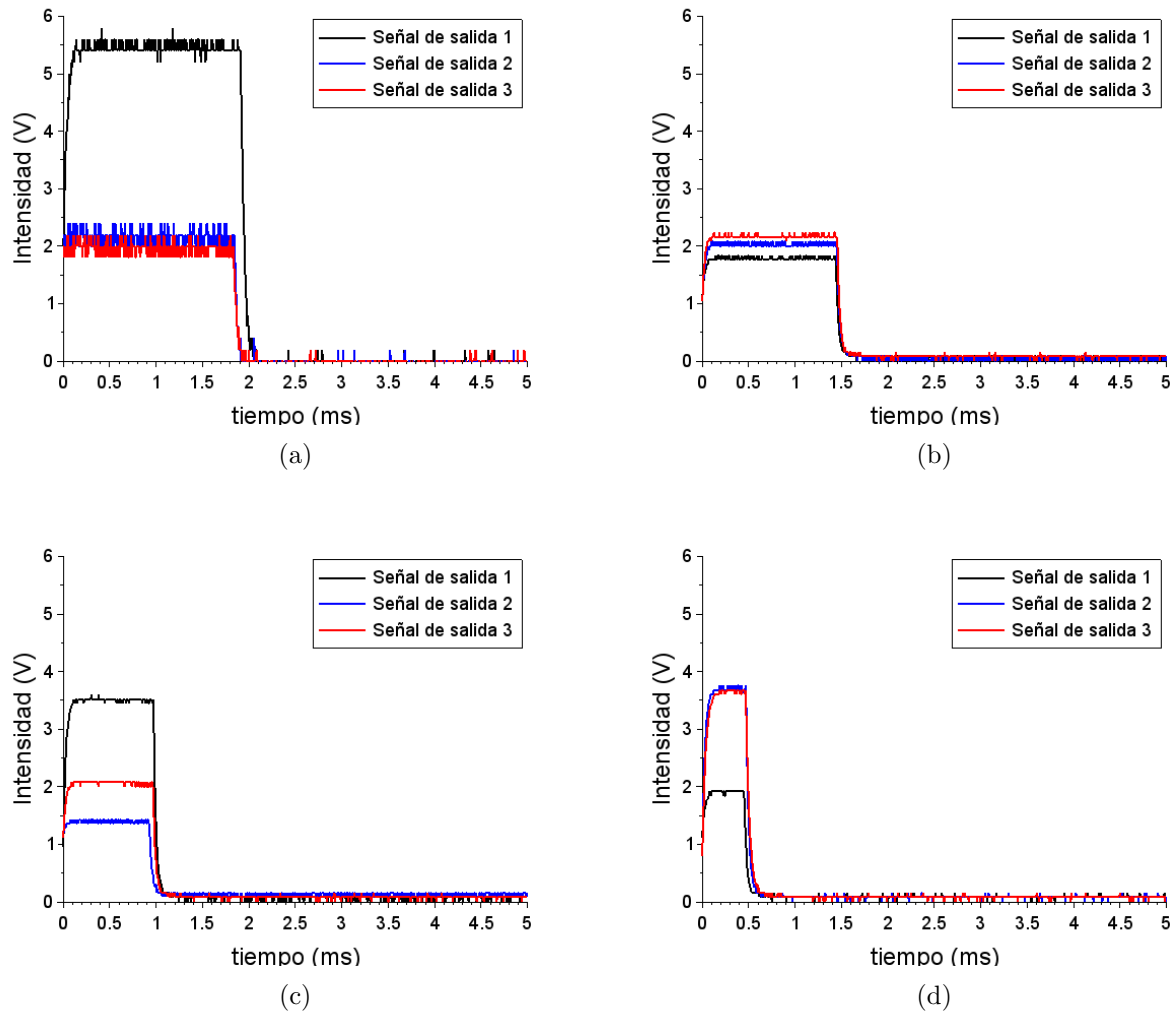


(c)

**Figura 6.17:** Sistema de prueba desarrollado para el primer diseño. a) Sistema de prueba conectando arreglo de LEDs con el receptor óptico de prueba. b) Receptor óptico de prueba utilizando 12 fototransistores en colector común (ver Figura 6.6). c) Diseño de prueba del circuito emisor (Arreglo de LEDs). Conectando 3 fibras a cada LED.

**3.2**, plasmado en la Sección **3.3**. Cada una de estas gráficas tiene 3 señales diferentes, ya que cada neurona esta conectada a 3 fibras diferentes y cada señal corresponde a los 3 fototransistores que se utilizan para cada una de ellas.

Tenemos repuestas que varían mucho en cada una de las gráficas, podríamos pensar que se debe solo por la fibra a la que se esta exponiendo cada uno de los fototransistores. Sin embargo, esta lógica difiere de la realidad. Para cada una de las neuronas, se hicieron pruebas con cada fototransistor, seleccionando la fibra con la que mejor se obtuvo respuesta. Se observó que dichas respuestas varían en cada fototransistor expuesto a la misma fibra. Por lo que concluimos que no sólo dependía del factor de las pérdidas de la fibra o del ángulo de aceptación, si no que también de la respuesta que tiene cada uno de los fototransistores; a pesar de ser el mismo modelo, cada uno tiene una respuesta diferente. Lo mismo ocurre con los LEDs: a pesar de ser el mismo color, si son de diferentes fabricantes, el voltaje de polarización difiere en cada uno de ellos (Capítulo 5); incluso, varían siendo del mismo fabricante. Para resolver este problema, se puede realizar una



**Figura 6.18:** Respuesta de los 12 fototransistores a las 4 neuronas (cada una de ellas con diferentes tiempos de pulso). (a) Respuesta de 3 diferentes fototransistores a la señal enviada por la *Neurona 1*. (b) Respuesta de 3 diferentes fototransistores a la señal enviada por la *Neurona 2*. (c) Respuesta de 3 diferentes fototransistores a la señal enviada por la *Neurona 3*. (d) Respuesta de 3 diferentes fototransistores a la señal enviada por la *Neurona 4*.

etapa de amplificación para cada una de las señales, ya sea utilizando un transistor convencional BJT o un amplificador operacional. Sin embargo, es impráctico colocar 12 de estos componentes, debido al alto consumo corriente, pues cada actuador por sí mismo demanda corriente. De aquí, que se obtuvo el siguiente modelo con el cual se obtuvieron los resultados finales.

### 6.8.2. Segundo diseño

Para este diseño se pensó en sólo utilizar 4 fototransistores, correspondientes a cada una de las neuronas. En realidad podemos conectar 3 de los servomotores a la misma señal. Al realizar las pruebas pertinentes, se observó que no había una caída considerable de voltaje al conectar un servomotor, a diferencia de lo que pasa al conectar un LED, donde hay una caída correspondiente al voltaje que necesita el LED para que comience a emitir. Así, se obtuvieron los resultados mostrados

en la Figura 6.18, con la diferencia que ahora sólo tenemos 4 señales en lugar de 12.

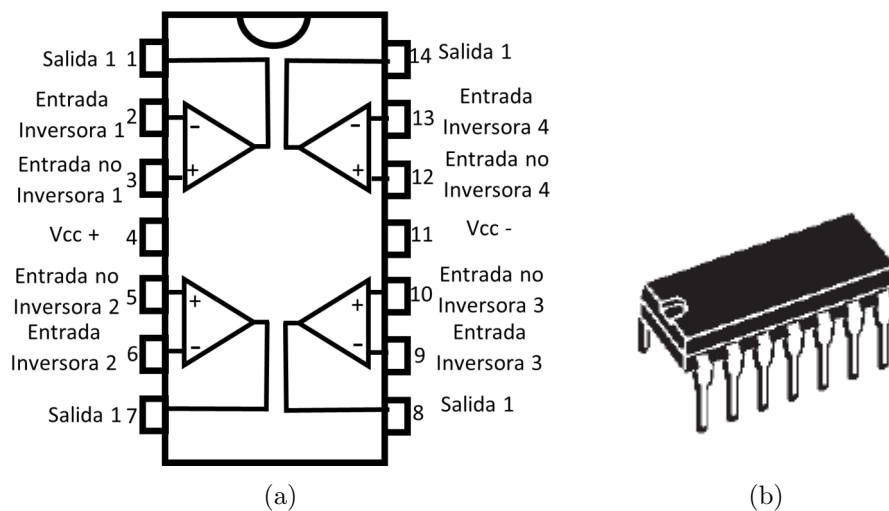
## 6.9. Etapa de amplificación

Existen varias opciones para amplificar una señal; una de ellas es a través de transistores. Sin embargo, para tener una operación estable se necesita una correcta polarización y requiere de varios recursos, es decir, necesitaríamos una mayor cantidad de componentes. Otra opción es utilizar amplificadores operacionales o Op-amps, que sólo requieren de 2 resistencias para fijar una ganancia constante. Por lo que al final se decidió trabajar con los operacionales.

En el mercado hay una gran variedad de Op-amps que podemos elegir. Se optó por trabajar con dos diferentes Op-amps, uno de ellos es el muy utilizado LM741, que nos presenta las características necesaria para nuestro trabajo además que es muy fácil de conseguir. El otro amplificador es el TL084, que a diferencia del anterior que sólo podemos conectar 1 entrada, en este podemos conectar hasta 4 señales distintas, que son justo con las que estaremos trabajando. En esta sección probaremos cada uno de ellos para elegir cuál es la mejor opción para nuestro trabajo.

### 6.9.1. Amplificador operacional TL084

Como se mencionó, este amplificador cuenta con 4 entradas (ver Figura 6.19) por lo que resulta muy conveniente para nuestro propósito ya que sólo necesitaremos uno de ellos.



**Figura 6.19:** Amplificador operacional TL084, cortesía de la hoja de datos del fabricante (<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/25385/STMICROELECTRONICS/TL084.html>)

Para probar el operacional, primeramente se utilizó la configuración no inversora (ver Figura 6.10), ya que es como estaremos trabajando al utilizar la configuración en colector común del fototransistor. Si trabajamos con la configuración inversora, la fase se nos invertiría, es decir, cuando el pulso este encendido habrá una salida en estado de apagado y cuando este apagado habrá una salida en estado de encendido. Cabe mencionar que de momento sólo estaremos usando una de las 4 entradas del operacional, por lo que para evitar algún inconveniente, se recomienda configurar

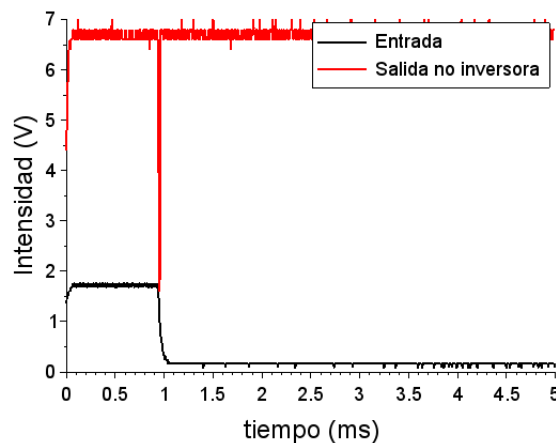
las entradas que no se estén utilizando en la configuración de seguidor de voltaje (ver Figura 6.11), para evitar que se amplifiquen ruidos externos y haya algún posible ruido en la señal de salida.

El amplificador se esta alimentando con un voltaje de  $V_{CC+} = +7.2\text{ V}$  y  $V_{CC-} = 0\text{ V}$  ya que es con la batería con la que estaremos alimentando; tanto a los fototransistores como al amplificador. Regularmente los amplificadores son alimentados con una fuente dual donde por ejemplo  $V_{CC+} = +15\text{ V}$  y  $V_{CC-} = -15\text{ V}$  ya que se suelen trabajar con señales que tienen voltajes negativos y para tener componentes negativas necesitamos alimentar con voltajes negativos. En nuestro caso no estamos trabajando con voltajes negativos, por lo que  $V_{CC-}$  se le suministran  $0\text{ V}$ .

Los valores de las resistencias se eligieron como:  $R_1 = 100\text{ k}\Omega$  y  $R_f = 220\text{ k}\Omega$ , de esta forma sustituyendo estos valores en la Ec. 6.27 obtenemos que:

$$V_o = \left(1 + \frac{220 \times 10^3}{100 \times 10^3}\right) V_{in} = (3.2) V_{in} \quad (6.29)$$

Una ganancia de 3.2 que es más que suficiente para obtener el voltaje deseado. Si tomamos como ejemplo el valor de la señal de salida 2 de la Figura 6.18b que tiene un valor pico de  $2\text{ V}$  y sustituyéndolo en la Ec. 6.29 tenemos que el voltaje de salida es  $V_o = 6.4\text{ V}$ . Ahora pongamos otro ejemplo, donde tomamos el valor de la señal de salida 1 de la Figura 6.18a que tienen un valor pico de  $5.5\text{ V}$  y sustituyéndolo en la Ec. 6.29 tenemos que  $V_o = 16\text{ V}$ . Una cantidad excesiva de voltaje, sin embargo no tendremos ese valor, ya que sólo estamos suministrando  $7.2\text{ V}$  al operacional, por lo que se saturaría e idealmente obtendríamos el máximo de voltaje que son  $7.2\text{ V}$ . Esto en la práctica no es posible, ya que nunca obtendremos como valor máximo el voltaje suministrado al operacional, si no que sólo nos dará como máximo de  $1$  a  $2\text{ V}$  por debajo del suministrado. Esto pasa debido a que hay una caída de voltaje interna entre los transistores que componen al amplificador.

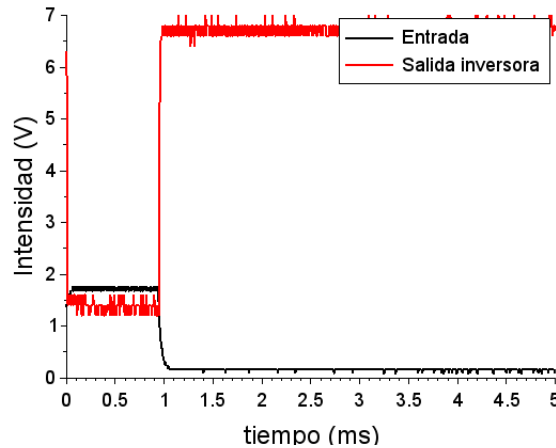


**Figura 6.20:** Respuesta del Amplificador TL084 en configuración no inversora.

Una vez realizada la conexión de la configuración mencionada, obtenemos el resultado que se muestra en la Figura 6.20. Vemos que tenemos un comportamiento algo inusual, ya que tenemos un muy alto nivel de OFFSET, llegando casi hasta los  $7\text{ V}$ . Cuando se presenta un pulso, pareciera que baja y sube de nueva cuenta haciendo la amplificación y una vez que el voltaje cae de nueva



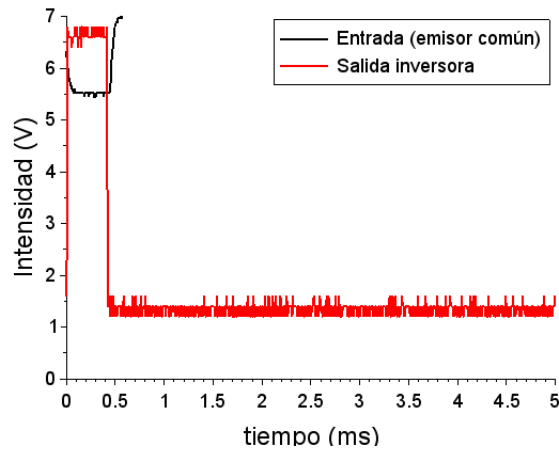
cuanta vuelve a caer, pero rápidamente sube. Este comportamiento al parecer no es normal, sin embargo nos hace la acción amplificadora. Por lo tanto, se optó por probar la configuración inversora (Figura 6.9) para comparar los resultados entre una configuración de la otra. Utilizando los mismos valores de resistencia y utilizando la entrada inversora se obtuvieron los resultados que se muestran en la Figura 6.21. Vemos que en este caso sí hace la acción inversora de manera correcta, ya que cuando en la entrada hay un voltaje en alto, en la salida hay una caída de voltaje y cuando la entrada esta en estado de apagado vuelve a haber un voltaje de salida en alto. Sin embargo, esta señal no nos es de utilidad; por lo menos no en esta forma.



**Figura 6.21:** Respuesta del Amplificador TL084 en configuración inversora.

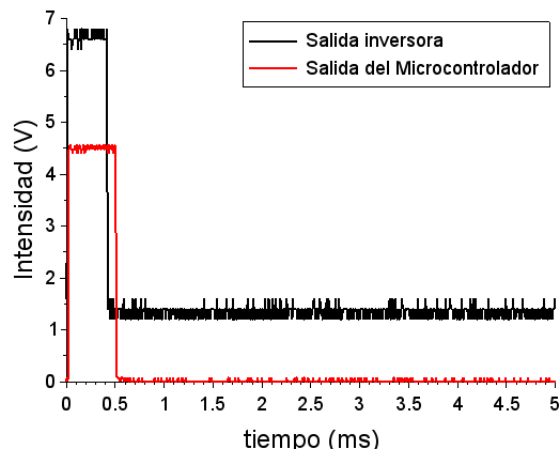
Lo que podemos hacer entonces es, que en lugar de usar la configuración en colector común para el fototransistor, utilicemos la configuración en emisor común (ver Figura 6.6). La configuración en colector común hace justamente lo mismo que hace la configuración inversora del operacional; cuando la luz incide en el fototransistor entra en estado de apagado y cuando no se le incide luz este se mantiene en estado de encendido. Si utilizamos esta configuración para el fototransistor y la inversora para el amplificador podemos revertir los efectos y así podemos obtener una señal optima para que sea leída por el servomotor. Los resultados se muestran en la Figura 6.22. Efectivamente obtuvimos una muy buena señal, inclusive con una etapa de filtrado, de tal manera que obtenemos una señal más parecida a la señal que esperamos, es decir, una señal más digital; donde tenemos una muy buena subida y bajada de voltaje.

En la Figura 6.23 se hace la comparación, entre la salida obtenida en configuración inversora y la señal dada por el microcontrolador para la modulación del LED. Vemos que son muy parecidas, sólo que en la señal de salida del operacional tenemos una perdida de tiempo. Observando la Figura 6.23, vemos que el tiempo en estado de encendido es mayor al que tenemos de salida del amplificador. Este detalle nos causaría que el servo se nos desplace algunos grados menos de lo que se espera. En realidad no sería un mayor problema, por lo que podríamos trabajar perfectamente con este diseño. Sin embargo hay un inconveniente, si vemos detenidamente tenemos un OFFSET considerable, es decir, la señal de salida del operacional no se queda del todo apagado cuando se le aplica un voltaje de encendido por parte del modo en emisor común del fototransistor, si no



**Figura 6.22:** Respuesta del Amplificador TL084 en configuración inversora con una entrada en emisor común.

que se mantiene en un nivel de voltaje por encima de cero, siendo precisos en 1.2 V. Por lo tanto, el servomotor no lo toma como una señal válida para moverse, ya que el voltaje de OFFSET es lo suficiente alto para que la señal no sea leída, y por ende, sea una señal errónea al no tener un pulso modulado correctamente.

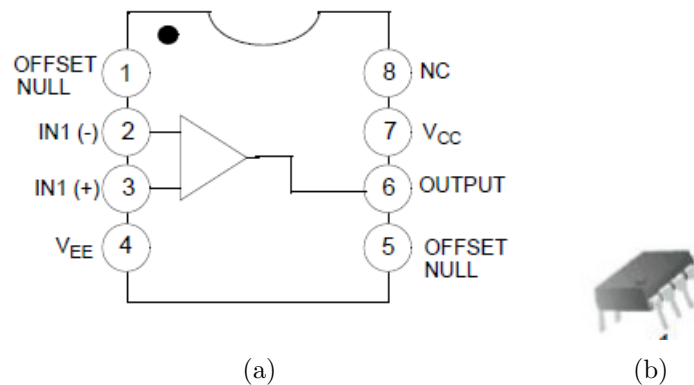


**Figura 6.23:** Comparación entre la respuesta del Amplificador TL084 en configuración inversora con la salida del microcontrolador.

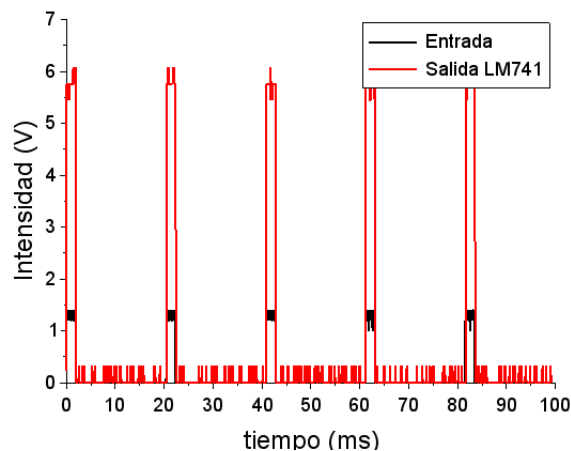
Otra desventaja que encontramos en este operacional, para nuestro estudio, es el consumo de corriente (50 mA). Si bien no es mucho, al compararlo con el consumo del LM741 (2 mA) usando las mismas resistencias para definir la ganancia, a la larga y con varios dispositivos, si hay diferencia.

### 6.9.2. Amplificador operacional LM741

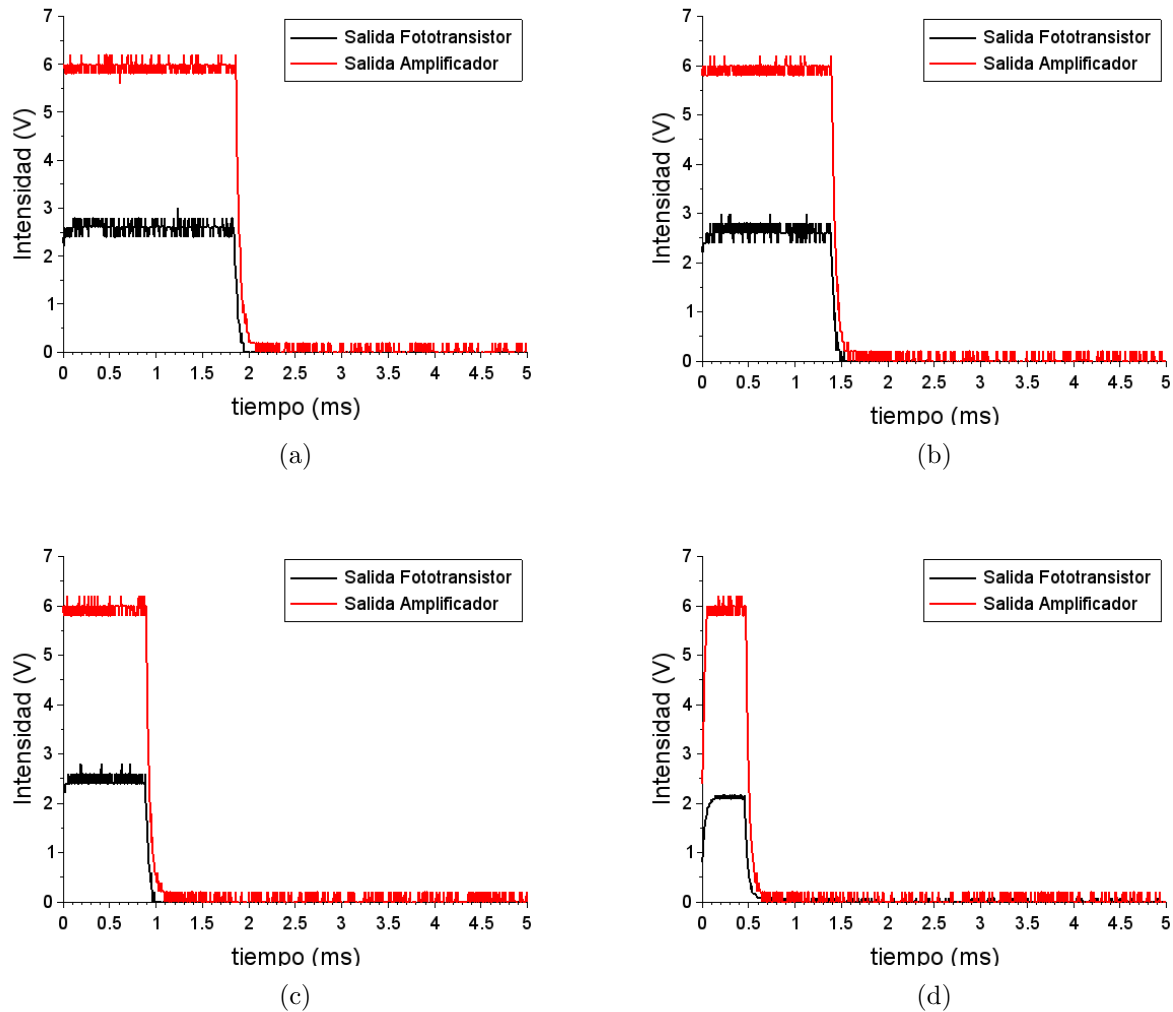
Este amplificador es uno de los más utilizados para fines de aprendizaje y en circuitos comerciales también los podemos encontrar. Presenta muy buenas características y es de muy fácil acceso. A diferencia del anterior, sólo podemos amplificar una señal, por lo que utilizaríamos 4 de estos para nuestro trabajo. El operacional lo podemos ver en la Figura 6.24. Primeramente hicimos una prueba inicial para ver como respondía a la entrada no inversora. Verificamos si tenía un comportamiento parecido al TL0874 o tenía una respuesta diferente, por lo que utilizamos una señal de entrada diferente y utilizando los mismos valores de resistencia definidos para la configuración anterior; por ende la misma ganancia. La señal de entrada al operacional es la señal de salida dada por el microcontrolador para la modulación del LED, sólo que esta señal esta atenuada debido a que se conectó un LED para que hubiese una caída de voltaje y se viese mejor el efecto de amplificación. La respuesta la podemos observar en la Figura 6.25, donde vemos que obtenemos una señal igual a la de entrada sólo que amplificada, que era el resultado que se esperaba, tanto en este amplificador como en el anteriormente utilizando en el modo no inversor.



**Figura 6.24:** Amplificador operacional TL084, cortesía de la hoja de datos del fabricante (<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/170960/FAIRCHILD/LM741.html>)

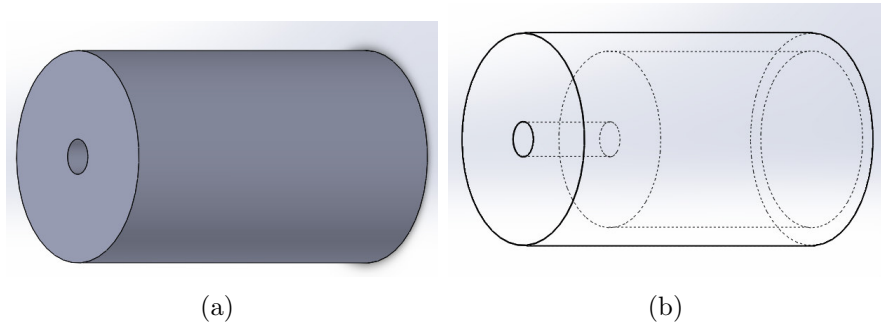


**Figura 6.25:** Respuesta del Amplificador LM741 en configuración no inversora.



**Figura 6.26:** Amplificación del LM741 en configuración no inversor de la señal de respuesta de los fototransistores a las 4 neuronas (cada una de ellas con diferentes tiempos de pulso). Señal enviada por la (a) *Neurona 1*, (b) *Neurona 2*, (c) *Neurona 3*, (d) *Neurona 4*.

Para asegurar que la amplificación fuera suficiente, hicimos una prueba, como en la Sección 6.8.1, donde determinamos la respuesta de los fototransistores a los 4 LEDs; a diferencia que aquí, sólo será una señal por LED y la comparamos con su señal amplificada. Los resultados obtenidos se presentan en la Figura 6.26, donde en todos los casos, independientemente del voltaje de entrada, obtenemos una amplificación pico de hasta 6 V (suficiente para nuestra demanda). Además, vemos que el nivel de OFFSET es de casi cero, por lo que el servomotor no lo detectará, y funcionará perfectamente para suministrar a los 3 servomotores que serán conectados a esta misma señal. Este Op-amp nos dio las características que estábamos buscando, por lo que fue el dispositivo utilizado en la etapa de amplificación.



**Figura 6.27:** Diseño del conector de la fibra a los fototransistores. (a) Vista superficial del diseño. (b) Vista interna del diseño.

## 6.10. Acoplamiento de la fibra óptica a los fototransistores

Al igual que se diseñó un acoplador en 3D para los LEDs (Sección 5.7) para posteriormente imprimirlo, se diseñó uno para el fototransistor. Tenemos que ser cuidadosos al elegir las dimensiones de nuestro diseño, ya que algunas impresoras 3D tienen un error de posición considerable, si tratamos con dimensiones muy pequeñas, como puede ser el caso de las nuestras. Una de las ventajas de tratar con fibras plásticas es que tienen diámetros más grandes comparados con las fibras de sílice, por lo que es más fácil manipularlas. La fibra usada en este trabajo tiene un diámetro de 1 mm por lo que es más probable tener una mejor impresión.

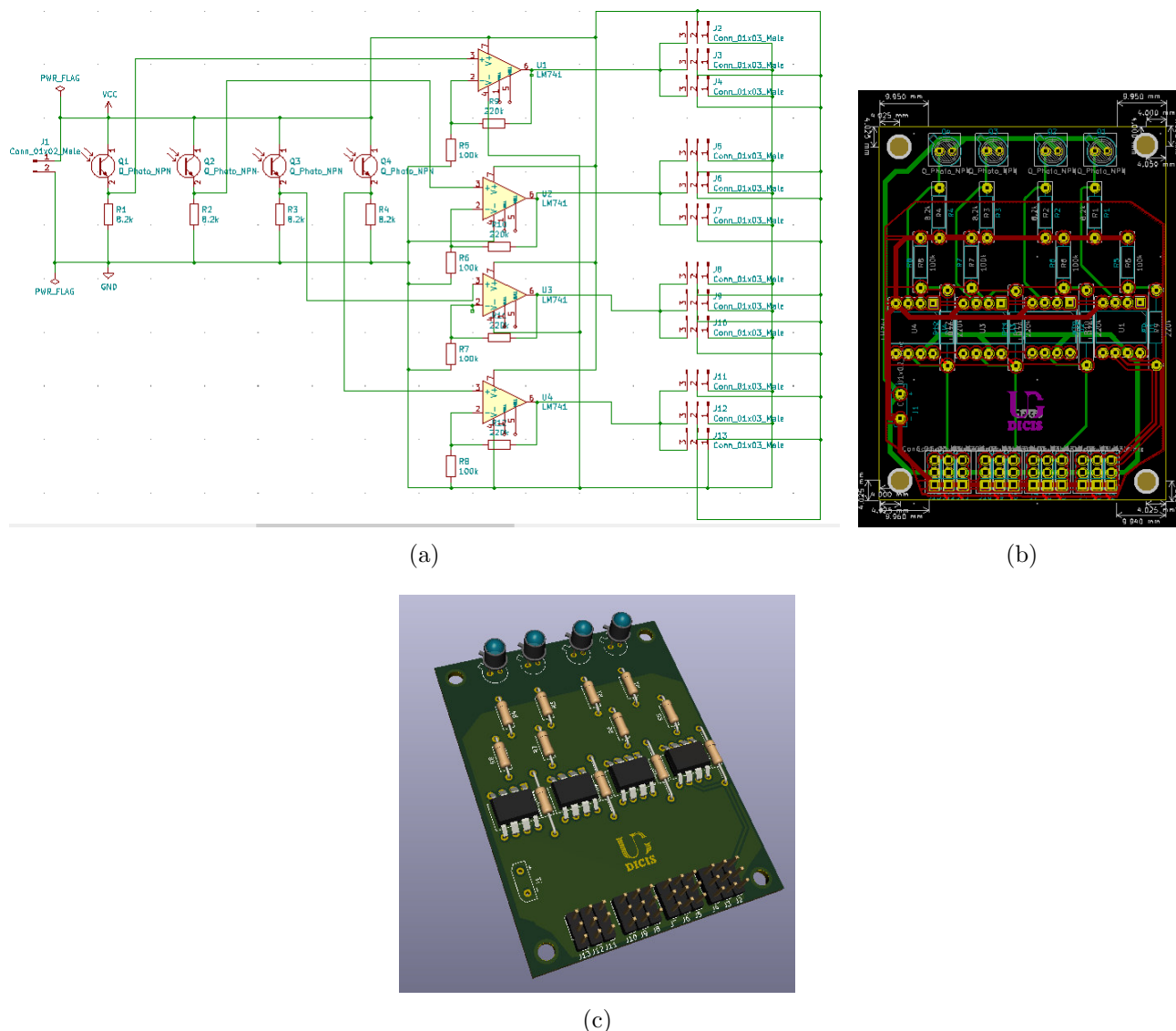
Las dimensiones se obtuvieron midiendo el dispositivo, donde se determinó que el diámetro del fototransistor es de 5 mm con un alto de 7 mm. Utilizando la misma lógica que para el diseño de los LEDs (Sección 5.7) se obtuvo el modelo de la Figura 6.27, donde tenemos un cilindro de un diámetro de 6 mm y largo de 10 mm con un orificio cilíndrico centrado de las dimensiones del fototransistor ( $d = 5$  mm y  $L = 7$  mm) y en la parte superior un orificio centrado de 1 mm de diámetro y un largo de lo que quedo de espesor del orificio para colocar el fototransistor; para acoplar la fibra al fototransistor por medio de este. Esta descripción la podemos de una forma más clara en la Figura 6.27b.

## 6.11. Placa de circuito impreso (PCB) para el receptor óptico

Para concluir, describiremos el diseño de la placa para montar todos los componentes, tanto la etapa de recepción, conformada por los 4 fototransistores en configuración de colector común (Figura 6.6) con una resistencia de carga de 8.2 k $\Omega$  para cada uno de ellos, así como la etapa de amplificación de las señales adquiridas. Además, necesitamos pines para conectar los servomotores a las señales, y por supuesto alimentarlos. Para esto se decidió diseñar nuestra PCB en *KiCad*.

Al estar trabajando con altas intensidades de corrientes es recomendable utilizar un grosor de pista lo suficientemente ancho para evitar sobrecalentamientos y posibles rupturas de la pista. El ancho y grosor lo podemos calcular con una de forma establecida por las reglas. En nuestro caso utilizamos un ancho de 1 mm de pista, ya que estaremos utilizando hasta 3 A para alimentar a uno algunos de los servomotores. Además se recomienda utilizar un plano tierra para una mejor

disipación de calor (ver Figura 6.28b). Todo lo que se montó en la placa ya fue descrito anteriormente (6.28a), salvo por los conectores para los servomotores. Utilizamos conectores macho conocidos “Headers” para conectar las tres terminales de cada uno de los servomotores; dos de ellos corresponden a la alimentación (Vcc y GND) y el tercero que corresponde a la señal modulada para el control de la posición. Por lógica se deduce que colocamos 12 de estos, uno para cada uno de los servos.



**Figura 6.28:** PCB diseñado para el sistema de recepción. (a) Representación esquemática del circuito. (b) Distribución de los componentes en la placa (layout). (c) Diseño en 3D de la placa realizada.

# Resultados

---

## Contenidos

---

<b>7.1. Introducción</b>	<b>98</b>
<b>7.2. Parámetros de entrada</b>	<b>99</b>
7.2.1. Selección de los ángulos esenciales	99
7.2.2. Cadenas para cada ángulo seleccionado	101
<b>7.3. Observaciones del código del CPG</b>	<b>102</b>
<b>7.4. Patrones de locomoción</b>	<b>104</b>
7.4.1. Caminata	104
7.4.2. Giros	110
7.4.3. Velocidad	112
<b>7.5. Futuros trabajos</b>	<b>114</b>

---

## 7.1. Introducción

Ya hemos abarcado todos los diseños, tanto para el receptor (Capítulo 6) como para el emisor (Capítulo 5); además de la teoría de cada uno de ellos. Ahora, presentaremos los resultados obtenidos al montar el diseño final, para crear los movimientos necesarios de cada una de las articulaciones del hexápodo. Asimismo, definiremos los tipos de desplazamiento que hará el robot, así como una explicación detallada de cada una de ellos.

Por otro lado, se plasmarán algunas observaciones con respecto del código principal, es decir, al CPG, ya que se realizaron unas mejoras para tener un mejor comportamiento del mismo. Este es el último capítulo de este trabajo de tesis, por lo que veremos unas conclusiones y futuros trabajos a realizar que no se aplicaron en el mismo debido a que se salía del tema principal.

## 7.2. Parámetros de entrada

Cómo se vio en el Capítulo 3, el código fue hecho para recibir datos de entrada para manipular fácilmente el ancho de pulso. Hay que seleccionar cuidadosamente el tiempo de la variable `Alto` ya que de ella dependerá que el pulso tenga el ancho adecuado para mover a la posición que se desea tener.

### 7.2.1. Selección de los ángulos esenciales

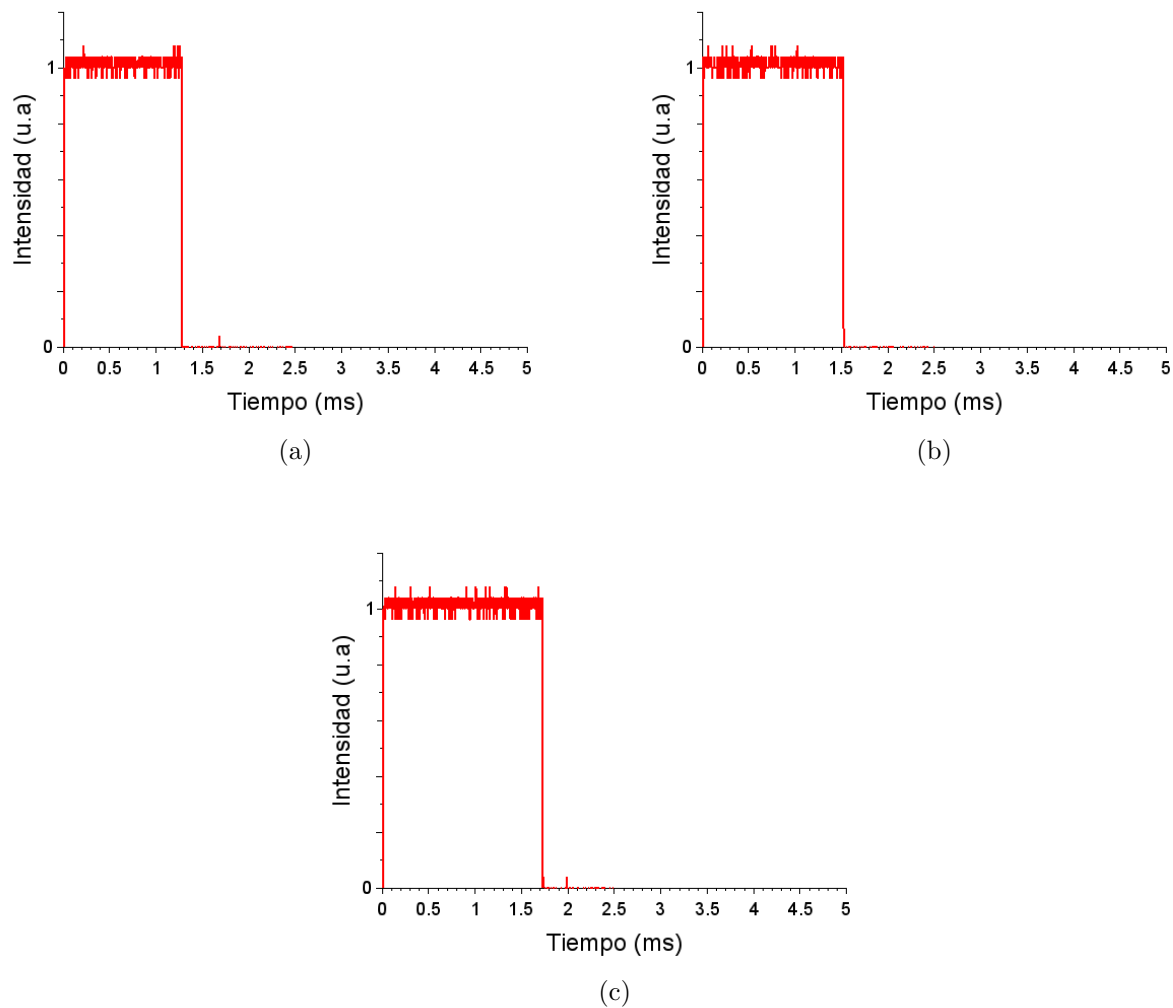
Primeramente hay que buscar los ángulos que son de nuestro interés. Para ello es necesario saber cuáles serán los movimientos del hexápodo. Como primer acercamiento, se realizó un análisis empírico de los ángulos que requerimos para mover nuestros servos de tal forma que sean óptimos para nuestra aplicación. En un principio se llegó a la conclusión de que sólo necesitaríamos 3 ángulos esenciales que son:  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  y  $135^\circ$ . El código principal (Código 3.2) contempla estos 3 ángulos, donde las cadenas “110”, “1110” y “11110” equivalen a  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  y  $135^\circ$  respectivamente. A lo largo de este documento hemos estado trabajando con esos tiempos; tanto en la selección del LED (Sección 5.5) y el análisis de los fototransistores en las Secciones 6.6 - 6.9. Sin embargo, al utilizar estos tiempos para generar patrones de locomoción observamos movimientos muy bruscos que hacen perder la estabilidad al hexápodo hasta hacerlo caer.

Para resolver este inconveniente, se aumentó el número de ángulos posibles, esto, como lo he mencionado antes, es posible reduciendo el tiempo de la variable `Alto`, buscando una relación entre el tiempo de pulso y los ángulos que queremos obtener. Cómo se mencionó en la Sección 3.3, nos basamos en la librería de Arduino para determinar la relación entre estos. La Tabla 7.1 nos muestra los ángulos con su respectivo tiempo de pulso; de ahí se tomó que los tiempos para  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  y  $135^\circ$  son 1, 1.480 y 1.94 ms, respectivamente. Como podemos ver, tenemos una relación muy cercana entre uno y otro; cada uno de ellos son casi múltiplos de 500, con unos microsegundos de diferencia traducido a unos 4 a 6 grados de diferencia. De ahí se obtuvo que 500 podría equivaler al tiempo de pulso por cada 1 que hubiera, obteniendo que “110” (1000ms), “1110”(1500ms),y “11110” (1920ms) son las cadenas seleccionadas. No obstante, encontramos un inconveniente, en el código principal (Código 3.2) vemos que definimos 400 como valor inicial de la variable `Alto`, encargada de fijar el valor del tiempo de pulso y aun así obtenemos casi todos nuestros tiempos múltiplos de 500, es decir, como si hubiéramos dado este valor a la variable.

Como sabemos, todos los procesos son cargas para el microcontrolador, por lo que le tomará cierto tiempo en llevar a cabo las instrucciones. De acuerdo con el reloj del Arduino, no es tan veloz, por lo que no podemos obtener valores por debajo de los  $4 \mu\text{s}$  ya que ese es el tiempo que le toma en enviar un pulso. Aunado a ese detalle, es que al estar trabajando con variables tipo `String` hacemos un uso intensivo de la memoria del microcontrolador, por lo que podemos tener comportamientos extraños en los programas (como es nuestro caso) e incluso llegar a desbordar la memoria (lo cual veremos como evitar esto en la siguiente sección). Debido a esto se definió un valor de  $100 \mu\text{s}$  por debajo de lo que requeríamos.

Regresando al aumento de ángulos posibles, se pensó que podíamos usar los ángulos que hay





**Figura 7.1:** Pulsos de los ángulos con los que se crearan los patrones de locomoción para el robot. (a) Pulso generado por el CPG para la cadena “111110” (1280  $\mu$ s) equivalente a 70°. (b) Pulso generado por el CPG para la cadena “1111110” (1500  $\mu$ s) equivalente a 90°. (c) Pulso generado por el CPG para la cadena “11111110” (1720  $\mu$ s) equivalente a 112°.

**Tabla 7.1:** Tiempo de pulso para los ángulos principales.

Ángulo (°)	Tiempo del pulso ( $\mu s$ )
0	540
10	650
20	750
30	850
40	960
45	1000
50	1060
60	1160
70	1280
80	1380
90	1480
100	1580
110	1680
120	1780
130	1880
135	1940
140	1990
150	2080
160	2200
170	2300
180	2400

entre  $45^\circ$  y  $90^\circ$  para hacer movimientos más sutiles. Para esto reducimos el valor de la variable `Alto`. Haciendo pruebas se llegó a que el valor para esta variable sería de `150` ya que con este valor obtenemos buenos resultados, como lo muestra la Figura 7.1. Si vemos, tenemos ángulos que están entre los que habíamos elegidos anteriormente a excepción de  $90^\circ$  debido que ese será nuestro punto medio y es importante que este se mantenga fijo, debido que será la posición inicial para que nuestros servos tengan movilidad tanto hacia la izquierda y derecha o en sentido del reloj o en contra (esto lo veremos con detalle en la Sección 7.4).

### 7.2.2. Cadenas para cada ángulo seleccionado

Al disminuir el tiempo del pulso por cada “1”, a su vez, tenemos que aumentar la cantidad de estos para los ángulos que teníamos anteriormente como lo vemos al pie de la Figura 7.1. Para saber cuales son los grados en relaciona al tiempo del pulso podemos ver de nueva cuenta la Tabla 7.1 y buscamos su relación. Vemos que algunos valores no están en la tabla, pero podemos hacer un aproximado acercándonos al valor que si esta en la tabla. Ahora nuestros cadenas principales serán “111110” ( $70^\circ$ ), “1111110” ( $90^\circ$ ) y “11111110” ( $112^\circ$ ).

### 7.3. Observaciones del código del CPG

Como podemos ver, en el Código 3.2, la selección del ancho de pulso cubre uno un sólo pulso (20 ms). Hay que recordar que nuestra frecuencia de trabajo será de 50 Hz, es decir, que tendremos 50 pulsos por segundo. Si por ejemplo, queremos mantener la posición de 90° por un segundo, tendríamos que poner la cadena “1111110” 50 veces. Esto resulta algo impráctico debido a que se crearía una variable enorme y probablemente tendríamos problemas de desbordamiento de la variables Cadena  $x$  ( dónde  $x = 1, 2, 3$  o  $4$ ). Para corregir ese problema se pensó en que cada uno de estos comandos se repita cierto número de veces. Ese número de veces dependerá del tiempo que se quiera mantener en esa posición al servo. El Código 7.1 muestra el cambio que se debe realizar en cada una de las neuronas del código principal para que haga la función que mencionamos.

**Código 7.1:** Código de optimizacion para cada una de las neuronas.

```
void LecturaCadenax() {
.   static unsigned long Previo = 0;
.   static int k = 0;
.   static int k2 = 0;
.   static int j = 0;
.   static int Resto = 0;
.   static int Retraso = 0;
.   int L = Cadena1.length();
.   String Aux = Cadena1.substring(k, k + 1);
.   unsigned long Actual = micros();
.   if (Actual - Previo > Retraso)
.   {
.       Previo = Actual;
.       j++;
.       if (Aux == "1")
.       {
.           digitalWrite(Led1, HIGH);
.           Retraso = Alto;
.           Resto += Alto;
.       }
.       else
.       {
.           digitalWrite(Led1, LOW);
.           Retraso = Bajo - Resto;
.           k = 0 + k2;
.           k++;
.           if( j >= Vez)
.           {
.               k2 = k2 + ( Resto/Alto) + 1;
.               j = 0;
.           }
.       }
.   }
}
```

```

. . . }
. . . Resto = 0;
. . . }
. . . }
. . . if(k >= L)
. . . {
. . .     k = 0;
. . .     k2 = 0;
. . .     j = 0;
. . . }
. . . }
}

```

La parte que sufrió un cambio es entorno al comando `else` debido a que el `0` representa el término del pulso y ahí es donde comienza un contador utilizando la variable `j` como tal. Si vemos, después de sumar tenemos un condicional `if` el cual entrará en caso de que el número de veces se haya cumplido. En caso contrario, `k` se regresará a la posición inicial sumándole `k2` que en un principio es `0`. El número de veces esta dado por la variable `Vez`, esta será declarada como variable global por lo que primeramente hay que declararla junto a las demás variables globales; como lo son `Alto` y `Bajo`. Inclusive podemos cambiar su valor dependiendo de lo que requiera el usuario, al igual que lo hacemos con las cadenas, agregándole el código **7.2**. Una vez que se haya cumplido el numero de veces, entrará al condicional y dentro de él actualizaremos el valor de `k2` de tal forma que avance a la siguiente cadena, ya que si vemos el valor de `k` depende del valor de `k2` y cada vez que termine el número de veces determinadas, este valor irá aumentando conforme al recorrimiento necesario para que `k` siga leyendo los caracteres siguientes de la cadena. Una vez que la cadena se termine, hay que volver a inicializar los valores para que el ciclo se repita.

**Código 7.2:** Código para que la variable `Vez` sea cambiada por el usuario

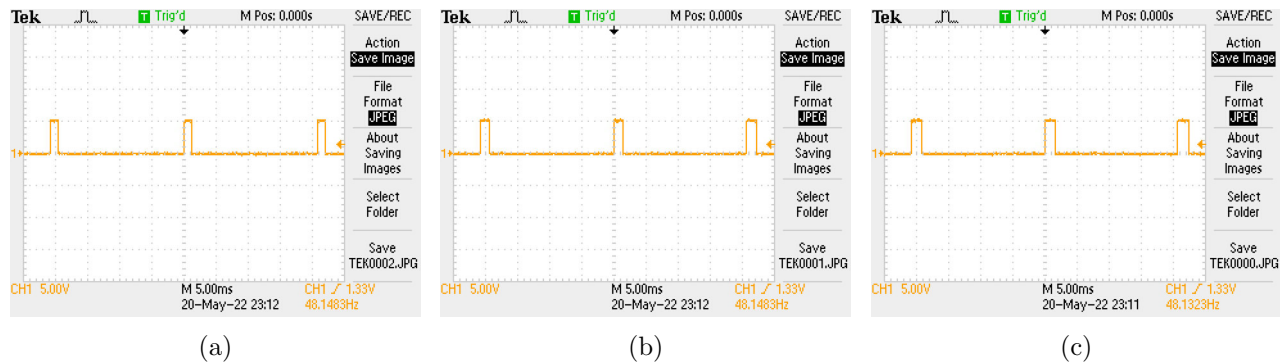
```

. . . else if (Comando == 53)// si Comando = 5
. . . {
. . .     Vez = Serial.parseInt ();
. . . }

```

Si revisamos de nueva cuenta el código y consideramos que `Alto` está por debajo de su valor adecuado, vemos que al restarlo a `Bajo` tendríamos un valor en estado de apagado mayor al que se debería tener. Esto genera un pequeño cambio de frecuencia menor a la esperada, pero no representa un problema considerable; es en realidad, un pequeño desfaseamiento entre las señales. A través de mediciones temporales en el osciloscopio, podemos visualizar de mejor forma el comportamiento obtenido. La Figura **7.2** muestra el espacio entre pulsos de nuestros 3 ángulos principales. En cada imagen, tenemos divisiones (cuadros del osciloscopio) de 5 ms, y cada inicio de pulso está separado por 4 de ellos y un poco más del quinto. Idealmente deberían estar separados por exactamente 4 cuadros, debido que al tener 4 cuadros de separación, tendríamos un ciclo de trabajo de 20 ms; 50 Hz traducidos en términos de frecuencia. Al tener un poco más de los 4 cuadros, tendríamos

aproximadamente 21 ms de ciclo de trabajo, lo cual disminuye nuestra frecuencia a 48 Hz, por consecuencia, se ve un ligero corrimiento. Esto pasa debido a que el tiempo de apagado es mayor al que idealmente debería de ser. Aunque este detalle podría subsanarse con pocas líneas de código, no hay repercusiones en los resultados del trabajo y sólo contribuirían a mejorar el aspecto estético.



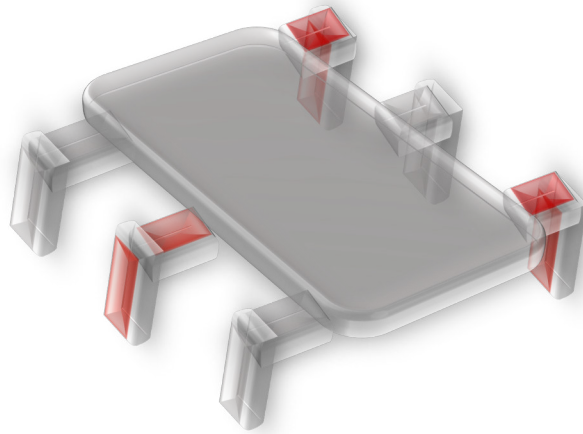
**Figura 7.2:** Capturas del osciloscopio para visualizar las frecuencias de cada uno de los ángulos usados. Respuestas temporales donde se aprecia la frecuencia para un ancho de pulso a: (a) 70°, (b) 90° y (c) 112°.

## 7.4. Patrones de locomoción

Una vez visto como se relacionan los ángulos con los anchos de pulso y sus cadenas, podemos comenzar a generar los patrones de locomoción del robot. Como se ha reiterado varias veces, es importante que se seleccione correctamente el movimiento de cada una de las patas para que el robot mantenga estabilidad, de lo contrario el robot caerá debido a que no tiene un soporte estable. Para que el robot se mantenga de pie y no caiga, es necesario que mantenga por lo menos 3 patas firmes mientras las otras se mueven; de otra forma perderá el equilibrio. La disposición de las patas en movimiento y las que deben mantenerse estáticas para que el robot no se desestabilice lo podemos ver en la Figura 7.3. Sabiendo esto, podemos pasar a la parte de las rutinas o tareas básicas para nuestro robot. Estaremos trabajando con los movimientos básicos para el robot que son: hacia adelante, hacia atrás, giro a la derecha y giro a la izquierda. Estos movimientos son suficientes para generar desplazamiento en el hexápodo, usando sólo 4 neuronas.

### 7.4.1. Caminata

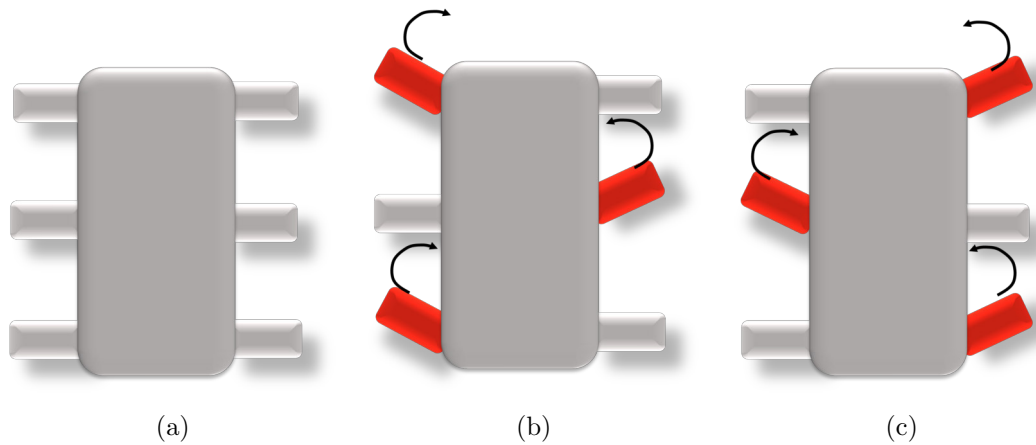
Primeramente se programaron rutinas para los movimiento esenciales. El principal es la caminata y de esta se pueden derivar otras más. Al estar trabajando con sólo 4 neuronas, el correcto posicionamiento de cada uno de los servos es de vital importancia, ya que si no los posicionamos de la manera correcta, no obtendremos resultados satisfactorios. Para ir entendiendo un poco como funcionara nuestro sistema es importante tener una referencia gráfica, la cual podemos ver en la Figura 7.4. Si vemos, en la posición inicial tendremos todos los servos en un ángulo de 90°, se elige



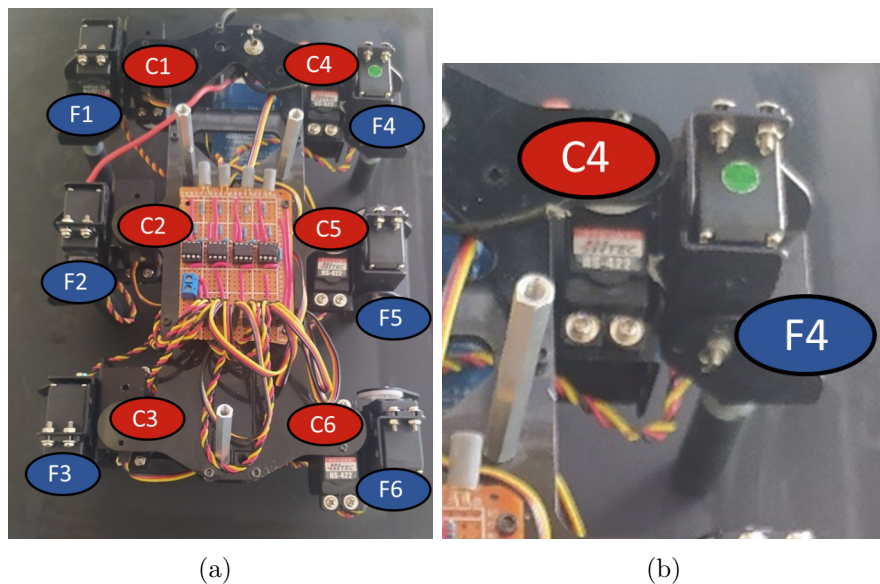
**Figura 7.3:** Movimiento de las patas para que el robot hexápodo se mantenga estable. Las patas en rojo representan aquellas que se mueven, mientras que las otras se mantienen estáticas o viceversa.

este ángulo para tener una posición central del servo y tener movimientos tanto en sentido horario (en sentido de las manecillas del reloj) como antihorario (en sentido contrario de las manecillas del reloj). Si vemos tenemos 2 movimientos diferentes, tomando como referencia que en sentido horario se mueve a un ángulo de  $112^\circ$  y en sentido antihorario a  $70^\circ$ . Como vemos, son  $22^\circ$  y  $20^\circ$  grados de los que se desplaza en sentido horario y antihorario, respectivamente;  $2^\circ$  de diferencia. Esto pasa debido que la relación tiempo-grados no es del todo lineal, y hay un ligero cambio de grados si tenemos un tiempo de 200 ms por encima a si tenemos 200 ms por debajo del valor fijado. Retomando el giro de los servos, en nuestro sistema hemos posicionado los 3 servos del lado derecho de tal forma que al moverse en sentido antihorario se estará moviendo  $112^\circ$  al igual que lo hacen los servos de la derecha al moverse en sentido horario. Por lo tanto, tenemos que en realidad no necesitamos 2 señales diferentes, si no que solamente una.

Sabiendo esto podemos comenzar a repartir las neuronas para cada articulaciones de cada una de las patas. Si vemos, tendremos un total de 2 movimientos diferentes: uno de ellos pertenecen a las 3 patas en rojo y el otro a las 3 restantes, de acuerdo a la Figura 7.4. Ahora hay que contemplar que cada pata tiene dos articulaciones (que pertenecen a la coxa y al fémur); entonces tendremos un total de 4 movimientos: el movimiento de 3 coxas (movimiento 1) y de sus respectivos fémures (movimiento 2); luego, las 3 coxas restantes (movimiento 3) y sus fémures (movimiento 4). De ahí que se hayan hecho 4 neuronas para el control de la locomoción del hexápodo. Vamos a tomar como referencia la disposición de las articulaciones que se propone en la Figura 7.5 que nos facilitan la nomenclatura para entender bien los movimientos. Para la *Neurona 1* dispondremos las articulaciones C1, C3 y C5. Para la *Neurona 2* los respectivos fémures F1, F3 y F5, de las coxas anteriores. Para la *Neurona 3* las coxas restantes C2, C4 y C6 y finalmente para la *Neurona 4* sus respectivos fémures F2, F4 y F6.



**Figura 7.4:** Posiciones del hexápodo para la caminata. (a) Posición inicial: todos los servos tienen una posición de  $90^\circ$ . (b) Primer movimiento. Giros de las coxas: 2 de ellas en sentido horario y 1 antihorario. (c) Segundo movimiento. Giros de las coxas restantes: 1 de ellas en sentido horario y 2 antihorario.



**Figura 7.5:** Disposición de las articulaciones: (a) hexápodo completo, (b) acercamiento a una de las patas. F corresponde al fémur, C a la coxa y los números señalan las 6 patas.

### Desplazamiento hacia adelante

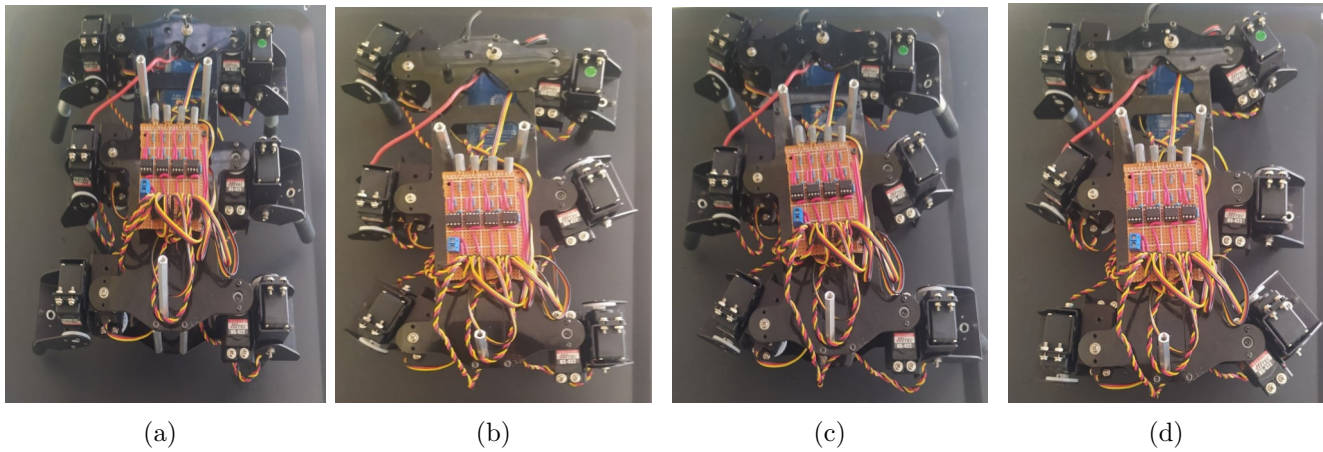
En esta sección nos enfocaremos en definir los patrones, de tal forma que el robot se desplace hacia adelante. Para entender de la mejor forma que es lo que estará pasando, vamos a definir los ángulos a los que nuestra red neuronal codifica para cada una de las neuronas. Para llevar un orden cronológico de cada uno de los ángulos que son enviados para generar una caminata, vamos a definir algo a lo que llamaremos “momento”. Los momentos serán básicamente los ángulos a los que se ubican cada uno de los servomotores cada cierto instante de tiempo. Para esta primera tarea, se determinó que el hexápodo tendrá 4 momentos diferentes, ya que después de estos mo-

mentos terminen se repetirán hasta que el usuario envíe la señal para detenerlo. En cada uno de estos momentos cada una de las neuronas enviara la señal a su 3 respectivas articulaciones, que ya hemos seleccionado anteriormente. Los momentos son los siguientes:

- Momento 1: Comenzamos el movimiento de las tres patas que controlan la *Neurona 1* y la *Neurona 2* (coxas y fémures 1,3 y 5). En este primer momento comenzamos levantando los fémures de las patas mencionadas, enviando la cadena “11111110” que los moverá  $112^\circ$ ; esto para despegar las patas del suelo y poder dar el paso. Mientras esto pasa, la coxa que corresponde a cada uno de los fémures levantados permanecerá en centrada ( $90^\circ$ ). Las dos neuronas restantes (*Neurona 3* y *Neurona 4*) que controla las otras 3 patas, enviarán la cadena para que estas se mantengan firmes mientras movemos las otras. Este primer momento lo podemos ver gráficamente en la Figura **7.6a**.
- Momento 2: Ahora tenemos que hacer que el haxápodo dé un paso. Esto lo hacemos desplazando las coxas  $112^\circ$ . Mientras que las articulaciones C1 y C3 se desplazan en sentido horario, C5 se desplaza en sentido antihorario debido a que programamos el servomotor para que lo hiciera de esta forma. En este momento los fémures de las coxas que acabamos de mover también se desplazan a la posición central ( $90^\circ$ ) para que ahora estas patas estén en la superficie sosteniendo el peso del hexápodo. De esta forma le damos paso al movimiento de las 3 patas restantes. Mientras tanto, las otras patas siguen fijas, por los que estas envían la cadena “11111110” ( $90^\circ$ ). Esto lo podemos ver en la Figura **7.6b**.
- Momento 3: Damos cabida a que se muevan las patas restantes ya que las patas que acabamos de mover, ya están ahora manteniendo la estabilidad al robot. Empezamos elevando los fémures, justo como lo hicimos en el momento 1; la coxa de las otras patas esta regresando a la posición central, ya que en el momento anterior la habíamos desplazado  $112^\circ$ . Este sutil movimiento de las coxas es la que permite el desplazamiento del robot. La Figura **7.6c** nos muestra este momento.
- Momento 4: Finalmente tenemos este movimiento que es similar al que hacemos en el momento 2 a excepción que ahora son los fémures y coxas 2, 4 y 5 las que están dando el paso. En la Figura **7.6d** lo podemos apreciar.

Una vez abarcado los momentos, podemos juntar todos ellos para formar la cadena binaria para cada una de las Neuronas. En la Figura **7.7** podemos ver la representación relativa de los pulsos enviados por cada una de las neuronas. Decimos relativos debido a que en realidad cada uno de esos pulsos se repetirá según el valor dado la variable *Vez*. Para una caminata, le podríamos enviar un valor de 24 y un poco más acelerada si le enviamos 9, es decir, los pulsos se repetiría 25 o 10 veces según sea el caso; debido que se comienza en cero. De esta manera la cadena para cada una de las neuronas serian:





**Figura 7.6:** Momentos del hexápodo para avanzar hacia adelante. (a) Momento 1: *Neurona 2* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 3 y 4* = “11111110” (90°). (b) Momento 2: *Neurona 1* = “11111110” (112°), *Neurona 2, 3 y 4* = “11111110” (90°). (c) Momento 3: *Neurona 4* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 2 y 3* = “11111110” (90°). (d) Momento 4: *Neurona 3* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 2 y 4* = “11111110” (90°).

*Neurona1* = “1111110111111101111101111110”.

*Neurona2* = “1111111011111101111101111110”.

*Neurona3* = “1111110111111101111101111110”.

*Neurona4* = “1111110111111101111101111110”.

### Desplazamiento hacia atrás

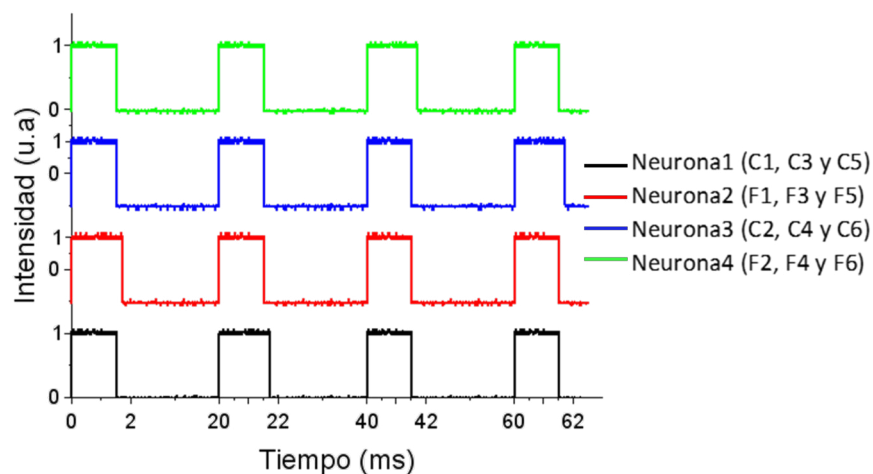
En este caso, los momentos son casi iguales a los del desplazamiento hacia adelante. Lo único que cambiaremos es que, en lugar de que las coxas tengan un desplazamiento de 112° tendrán uno de 70°, solamente las coxas; los fémures seguirán teniendo el mismo desplazamiento de 112°. Resulta algo lógico, ya que en lugar de que roten hacia adelante, rotarán hacia atrás. Entonces, los momentos quedarían como lo se muestra en la Figura 7.8. Las cadenas de las Neuronas para este caso son:

*Neurona1* = “11111101111101111101111110”.

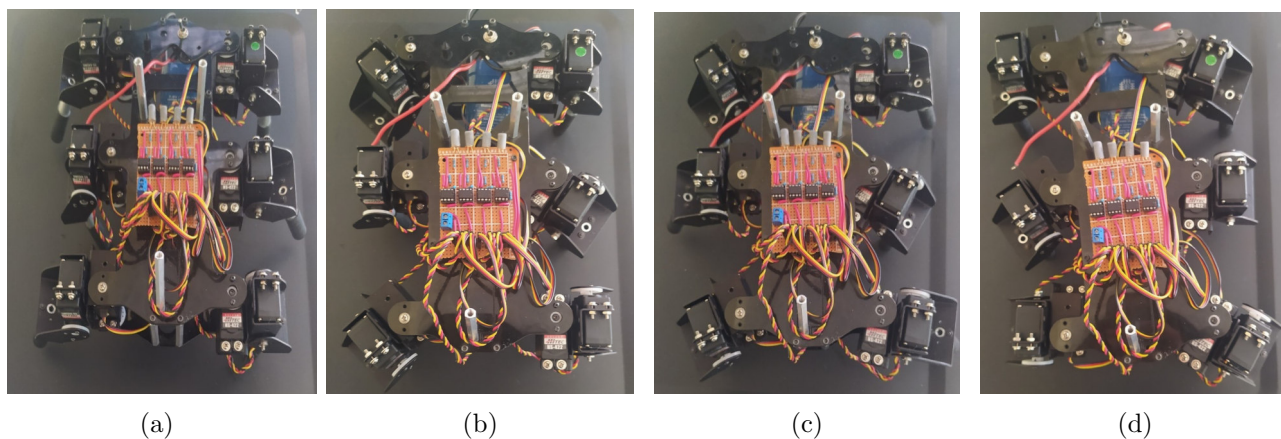
*Neurona2* = “1111111011111101111101111110”.

*Neurona3* = “1111110111111101111101111110”.

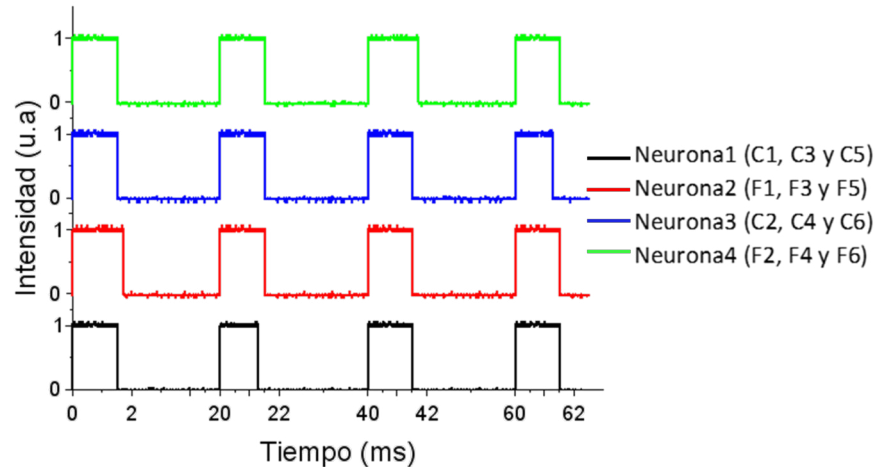
*Neurona4* = “1111110111111101111101111110”.



**Figura 7.7:** Pulsos relativos de cada una de las neuronas para el desplazamiento hacia adelante.



**Figura 7.8:** Momentos del hexápodo para avanzar hacia atrás. (a) Momento 1: *Neurona 2* = “11111110” ( $112^\circ$ ), *Neurona 1, 3 y 4* = “11111110” ( $90^\circ$ ). (b) Momento 2: *Neurona 1* = “11111110” ( $70^\circ$ ), *Neurona 2, 3 y 4* = “11111110” ( $90^\circ$ ). (c) Momento 3: *Neurona 4* = “11111110” ( $70^\circ$ ), *Neurona 1, 2 y 3* = “11111110” ( $90^\circ$ ). (d) Momento 4: *Neurona 1* = “11111110” ( $112^\circ$ ), *Neurona 1, 2 y 4* = “11111110” ( $90^\circ$ ).



**Figura 7.9:** Pulsos relativos de cada una de las neuronas para el desplazamiento hacia atrás.

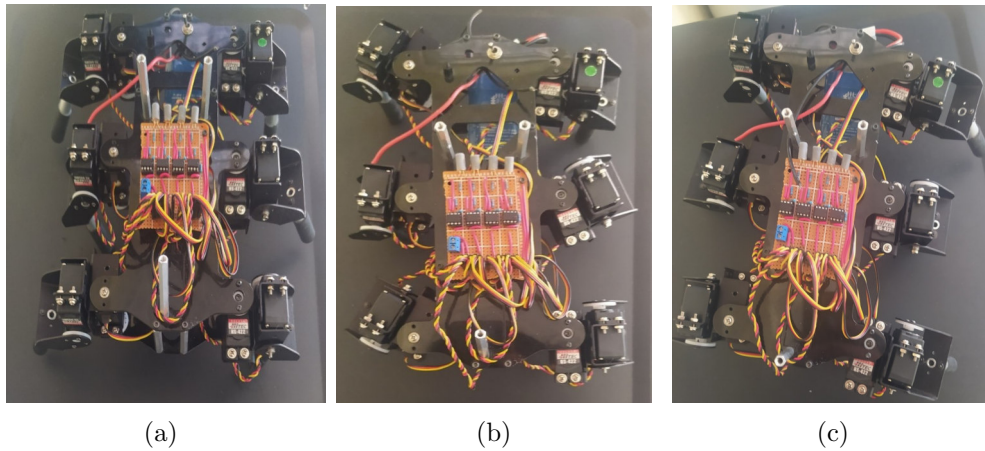
### 7.4.2. Giros

Otro movimiento muy importante son los desplazamientos hacia los lados que más que desplazamientos, son giros, ya que podemos derivar desplazamientos hacia los lados a partir de los giros. Evidentemente tenemos dos tipos de giro: hacia la izquierda y hacia la derecha. Al igual que los desplazamientos hacia atrás y hacia adelante, los giros son muy parecidos. Lo que difieren el uno y el otro es la rotación de las coxas. Ahora analicemos cada uno de ellos.

#### Derecha

Para describir este movimiento, los trataremos igual que los anteriores. Lo dividiremos por momentos y consideraremos las mismas articulaciones para cada neurona. Este caso es exactamente igual al desplazamiento hacia adelante, sólo que le quitamos el último momento para que 3 de las coxas se mantengan estáticas en todo momento. De esta forma no tendrá un avance considerable hacia adelante.

- Momento 1: Comenzamos el movimiento de las tres patas que controlan las *Neurona 1* y la *Neurona 2* (coxas y fémures 1,3 y 5). En este primer momento comenzamos levantando los fémures de las patas mencionadas enviando la cadena “11111110” que los moverá  $112^\circ$ ; esto para despegar las patas del suelo y poder dar el paso. Mientras esto pasa, la coxa que corresponde a cada uno de los fémures levantados permanecerá en centrada ( $90^\circ$ ). Las dos neuronas restantes que controlan las otras 3 patas enviarán la cadena para que estas se mantengan firmes mientras movemos las otras. Este primer momento lo podemos ver gráficamente en la Figura 7.10a.
- Momento 2: Ahora tenemos que dar el paso. Esto lo hacemos desplazando las coxas  $112^\circ$ , Mientras que las articulaciones C1 y C3 se desplazan en sentido horario, C5 se desplaza en sentido antihorario. En este caso, idealmente C5 debería de girar en sentido horario para tener una mejor rotación. Para esto tendríamos que reacomodar los servos de las coxas del



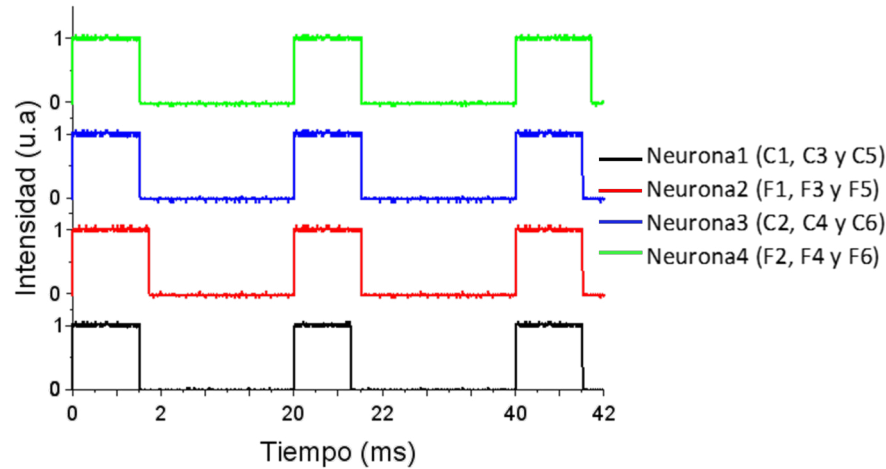
**Figura 7.10:** Momentos del hexápodo para girar hacia la derecha. (a) Momento 1: *Neurona 2* = “11111110” ( $112^\circ$ ), *Neurona 1, 3 y 4* = “11111110” ( $90^\circ$ ). (b) Momento 2: *Neurona 1* = “11111110” ( $112^\circ$ ), *Neurona 2, 3 y 4* = “11111110” ( $90^\circ$ ). (c) Momento 3: *Neurona 4* = “11111110” ( $112^\circ$ ), *Neurona 1, 2 y 3* = “11111110” ( $90^\circ$ ).

lado derecho. Sin embargo, le dimos mayor prioridad a los movimientos hacia adelante ya que es más fácil girarlo con la rotación del servo C5. De esta manera avanzará si gira en el sentido de las manecillas del reloj. En este momento, los fémures de las coxas que acabamos de mover también se desplazan a la posición central ( $90^\circ$ ) para que ahora estas patas estén en la superficie sosteniendo el peso del hexápodo para darle lugar al movimiento de las 3 patas restantes. Mientras tanto, las otras patas siguen fijas por los que las neuronas envían la cadena “11111110” ( $90^\circ$ ). Esto lo podemos ver en la Figura 7.10b.

- Momento 3: Este es el movimiento crucial para el giro, ya es el que lo diferencia del desplazamiento hacia adelante. Este será el último momento, ya que el 4 movimiento es eliminado para este caso. En este momento es importante la elevación los fémures 2, 4 y 6, ya que de no hacerlo, no permitiríamos el desplazamiento hacia la derecha y el robot se mantendría estático e incluso caería, debido que perdería el equilibrio por el movimiento de las otras coxas. En la Figura 7.10c lo podemos apreciar.

Podemos ver el pulso de cada una de las cadenas en la Figura 7.11, cuyas cadenas son:

$$\begin{aligned}
 \text{Neurona1} &= \text{“1111110111111101111110”}. \\
 \text{Neurona2} &= \text{“1111111011111101111110”}. \\
 \text{Neurona3} &= \text{“1111110111111101111110”}. \\
 \text{Neurona4} &= \text{“1111110111111101111110”}.
 \end{aligned}$$



**Figura 7.11:** Pulsos relativos de cada una de las neuronas para el giro a la derecha.

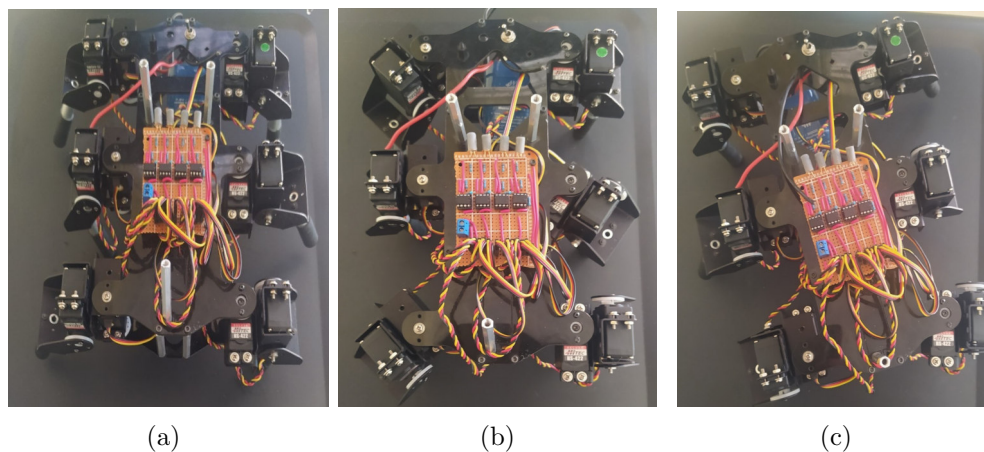
### Izquierda

Al igual que en el caso de los emplazamientos hacia adelante y hacia atrás, lo que diferencia los giros de derecha a izquierda es el sentido de giro de las articulaciones C1, C3 y C5. Por ende, en este caso los momentos quedan casi iguales a los del giro hacia la derecha, con excepción del giro de las coxas con un ángulo de  $70^\circ$ . Los movimientos quedarán exactamente igual a los 3 primeros momento del desplazamiento hacia adelante, como se ve en la Figura 7.12; y sus respectivas cadenas son las siguientes:

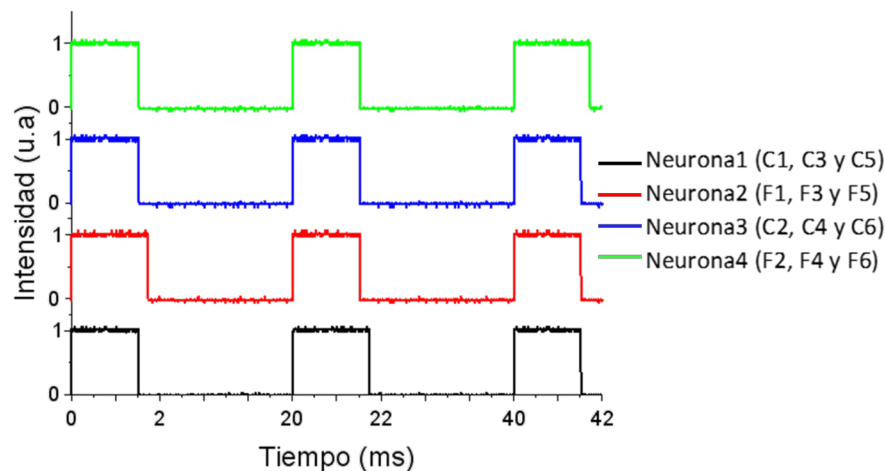
$$\begin{aligned}
 \text{Neurona1} &= \text{"11111101111101111110"} \\
 \text{Neurona2} &= \text{"1111111011111101111110"} \\
 \text{Neurona3} &= \text{"1111110111111101111110"} \\
 \text{Neurona4} &= \text{"1111110111111101111110"}
 \end{aligned}$$

### 7.4.3. Velocidad

El tiempo que mantenga la posición del servo estará definido por el valor dado a la variable **Vez**. Si queremos tener una caminata lenta le podemos dar un valor de 25; con este valor podemos ver claramente los movimientos que hace el hexapodo para avanzar. Si queremos tener una caminata más rápida, con un valor de 9 lo hace muy bien. Si le ponemos valores más pequeños nuestro robot probablemente tendría problemas de movimiento debido que al ser movimientos demasiado rápidos no alcanza a llegar a las posiciones de estabilidad mientras ya esta dando el otro paso; cabe aclarar que estos valores fueron obtenidos mediante las pruebas realizados. Este problema se compensa en otras estructuras de hexápodos con una articulación más por extremidad, debido que esta le daría un nivel de estabilidad mayor. Si tuviésemos una articulación más, esta la mantendríamos en una



**Figura 7.12:** Momentos del hexápodo para girar hacia la izquierda. (a) Momento 1: *Neurona 2* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 3 y 4* = “11111110” (90°). (b) Momento 2: *Neurona 1* = “11111110” (70°), *Neurona 2, 3 y 4* = “11111110” (90°). (c) Momento 3: *Neurona 4* = “11111110” (70°), *Neurona 1, 2 y 3* = “11111110” (90°). (d) Momento 4: *Neurona 1* = “11111110” (112°), *Neurona 1, 2 y 4* = “11111110” (90°).



**Figura 7.13:** Pulsos relativos de cada una de las neuronas para el giro a la izquierda.

posición central para darle un soporte al peso de la estructura, mientras las otras articulaciones se encargarían del avance.

## 7.5. Futuros trabajos

Una vez que nos adentramos al área de la ingeniería neuromórfica podemos darnos cuenta que hay grandes avances cada vez en esta. Como posibles mejoras para el proyecto de investigación desarrollado durante esta tesis, podríamos darle una mayor autonomía al robot, ya sea con el uso de sensores u otro tipo de redes neuronales como el DeepLearning. Sin embargo este tipo de redes se escapa del que estamos trabajando: redes neuronales ópticas, aun así podríamos hacer uso de sensores ópticos aunados a nuestro arreglo.

Otro posible trabajo, la implementación de 18 grados de libertad en el robot hexápodo; esto conllevaría al uso de más neuronas. Podríamos incluso usar dos neuronas más para poder hacer tareas más complejas que sólo caminar y girar. Aunado a esto darle una mayor nivel de autonomía con sensores ópticos; que por lo general son más ligeros que los sensores convencionales. Para aplicar esto requiere de más tiempo por lo que nos hemos limitamos al uso de una GUI para el control en este proyecto.

También realizar una aplicación para teléfono móvil y de ahí monitorear los movimientos. Otro posible aplicación es el posible uso de un controlador PID para mejorar considerablemente la estabilidad de las estructuras roboticas, no sólo de los hexápodos, sino que de otras como los bípedos y cuadrúpedos, o de otras estructuras más complejas.

---

# Conclusiones

---

En esta tesis hemos implementado exitosamente el uso de un sistema basado en luz, en la ingeniería neuromórfica, específicamente para controlar la movilidad de un robot hexápodo. Al mejor de nuestro conocimiento, no se ha reportado un trabajo similar aún en la literatura.

Primeramente, se diseñó un CPG capaz de interpretar cadenas binarias para generar patrones de locomoción para un robot hexápodo (Capítulo 3). Después, analizamos las fibras ópticas y sus características, que son una parte esencial en este trabajo (Capítulo 4). Posteriormente, se analizó el uso de los LEDs como emisores de luz, los cuales dieron muy buenos resultados, implementando el diodo correcto, según las caracterizaciones realizadas (Capítulo 5). Consiguientemente, desarrollamos un receptor óptico con las características necesarias para recuperar la señal, y de esta forma fuesen óptimas para los movimientos de los servomotores (Capítulo 6). Finalmente, diseñamos cadenas binarias que fuesen capaces de generar patrones de locomoción para el robot hexápodo, de esta forma realizar tareas básicas, como lo son: desplazamiento hacia adelante, hacia atrás, giros a la derecha y a la izquierda (Capítulo 7).

Este tipo de investigaciones tienen gran relevancia ya que, derivados de estas, se han realizado un sinnúmero de desarrollos y mejoras de diversos sistemas tecnológicos, que son importantes en todas las áreas de la ciencia. Es por bien sabido que el uso de las tecnologías está en todas partes y no podemos frenar su avance; más aún, podemos ser parte de él.

Este trabajo intentó dar un aporte al desarrollo de nuevos sistemas y a las posibles mejoras para sistemas de locomoción, que pueden servir como plataforma para el desarrollo de sistemas de ayuda, en terapias de rehabilitación, o para personas con problemas de movilidad. Incluso, pueden ser una base para la creación de nuevas prótesis con mayores grados de complejidad.



---

# Bibliografía

---

- [1] Eve Marder and Dirk Bucher. Central pattern generators and the control of rhythmic movements, 2001.
- [2] H. Rostro-Gonzalez, P. A. Cerna-Garcia, G. Trejo-Caballero, C. H. Garcia-Capulin, M. A. Ibarra-Manzano, J. G. Avina-Cervantes, and C. Torres-Huitzil. A cpg system based on spiking neurons for hexapod robot locomotion. *Neurocomputing*, 170:47–54, 12 2015.
- [3] Andres Espinal, Horacio Rostro-Gonzalez, Martin Carpio, Erick I. Guerra-Hernandez, Manuel Ornelas-Rodriguez, and Marco Sotelo-Figueroa. Design of spiking central pattern generators for multiple locomotion gaits in hexapod robots by christiansen grammar evolution. *Frontiers in Neurorobotics*, 10, 2016.
- [4] Horacio Rostro-Gonzalez, Jesus Pablo Lauterio-Cruz, and Olivier Pottiez. Modelling neural dynamics with optics: A new approach to simulate spiking neurons through an asynchronous laser. *Electronics (Switzerland)*, 9:1–11, 11 2020.
- [5] Jesus Pablo Lauterio-Cruz, Juan Carlos Hernandez-Garcia, Jose David Filoteo-Razo, Julian Moises Estudillo-Ayala, Roberto Rojas-Laguna, Olivier Pottiez, Jose Hugo Barron-Zambrano, and Horacio Rostro-Gonzalez. A novel low-cost synchronous/asynchronous microcontroller-based pulsed laser. *Electronics (Switzerland)*, 8, 5 2019.
- [6] Erick Israel Guerra-Hernandez, Andres Espinal, Patricia Batres-Mendoza, Carlos Hugo Garcia-Capulin, Rene J. De Romero-Troncoso, and Horacio Rostro-Gonzalez. A fpga-based neuromorphic locomotion system for multi-legged robots. *IEEE Access*, 5:8301–8312, 2017.
- [7] Jeffrey L Krichmar and Hiroaki Wagatsuma. Neuromorphic and brain-based robots.
- [8] Donald M. Wilson. The Central Nervous Control of Flight in a Locust. *Journal of Experimental Biology*, 38(2):471–490, 06 1961.
- [9] Govind P. Agrawal. *Fiber-optic communication systems*. 2002.
- [10] Carolyn J. Sher DeCusatis Casimer M. DeCusatis. *FIBER OPTIC ESSENTIALS*. 2006.
- [11] Ramanathan Ganapathy K. (Kuppuswamy) Porsezian. *Odyssey of light in nonlinear optical fibers: theory and applications*. 2016.
- [12] Shiva Kumar and M.J. Deen. *Fiber Optic Communications: Fundamentals and Applications*. 04 2014.

- [13] Wilson John and Hawkes. John. *Optoelectronics: an introduction*. 1998.
- [14] Malti Bansal and Raaghav Raj Maiya. Phototransistor: The story so far. *Journal of Electronics and Informatics*, 2:202–210, 12 2020.
- [15] Nashelsky Louis Boylestad Robert L. *Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos*. 2009.