

INSTITUTO TECNOLÓGICO SUPERIOR DEL SUR DE GUANAJUATO



ESTUDIO DEL PROCESO LASER Y DESARROLLO DE DRIVER RETROALIMENTADO PARA DIODO LÁSER AZUL

Opción 2: Titulación Integral -Tesis Profesional

Elaborada por:

MIGUEL ÁNGEL LÓPEZ DURÁN

Que presenta para obtener el título de:

INGENIERO ELECTRÓNICO

Asesor:

DR. CARLOS ALBERTO FUENTES HERNÁNDEZ

Co-Asesor

DRA. VENERANDA GUADALUPE GARCÉS CHÁVEZ

“ESTUDIO DEL PROCESO LASER Y DESARROLLO DE DRIVER RETROALIMENTADO PARA DIODO LÁSER AZUL”

Elaborada por:

Miguel Ángel López Durán

Aprobado por.

Dr. Carlos Alberto Fuentes Hernández
Docente de la carrera de Ingeniería Electrónica
Asesor de Tesis Profesional

Aprobado por.

Dra. Veneranda Guadalupe Garcés Chávez
Investigadora Titular del Departamento de Óptica del CICESE en Baja California
Co-Asesor de Tesis Profesional

Revisado por.

M. C. Susana Violeta Martínez Hernández
Docente de la carrera de Ingeniería Electrónica
Revisora de Tesis Profesional

Revisado por.

M. C. Leonel Estrada Rojo
Docente de la carrera de Ingeniería Electrónica
Revisor de Tesis Profesional



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO

Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato

2019 "Año del Caudillo del Sur, Emiliano Zapata".

LIBERACIÓN DE PROYECTO PARA LA TITULACIÓN INTEGRAL

Uriangato, Gto., 16/MAYO/2019

Asunto: Liberación de proyecto para la titulación integral

Ing. J. Trinidad Tapia Cruz
Director Académico y de Estudios Profesionales
ITSUR
PRESENTE

Por este medio informo que ha sido liberado el siguiente proyecto para la titulación integral:

Table with 4 rows: 1. Nombre del estudiante y/o egresado: LÓPEZ DURÁN MIGUEL ÁNGEL; 2. Carrera: Ingeniería Electrónica | Núm. de control: E13120240; 3. Nombre del proyecto: Estudio del Proceso LASER y Desarrollo de Driver Retroalimentado para Diodo Láser Azul; 4. Producto: Tesis Profesional.

Agradezco de antemano su valioso apoyo en esta importante actividad para la formación profesional de nuestros egresados.

ATENTAMENTE
Dr. J. Elí Eduardo González Durán
Coordinador de Ingeniería Electrónica
ITSUR



La comisión revisora ha tenido a bien aprobar la reproducción de este trabajo.

Table with 4 columns and 2 rows. Row 1: Signatures of Dr. Carlos Alberto Fuentes Hernández, Dra. Veneranda Guadalupe Garcés Chávez, M.C. Susana Violeta Martínez Hernández, and MC. Leonel Estrada Rojo. Row 2: Names of the reviewers.

c.c.p.- Expedientec.c.p.- Expediente



Resumen

Fue llevado a cabo un proyecto que consiste en dos partes: la primera de ellas es un estudio del proceso mediante el cual se produce la radiación conocida como láser, y la segunda corresponde al desarrollo e implementación de un circuito retroalimentado para el control automático de la potencia óptica de un láser de semiconductor que emite luz en la región azul del espectro.

Para realizar el estudio del proceso láser se tomaron en cuenta sus principales componentes: El medio activo o amplificador, y el resonador. El medio activo se encarga de amplificar la luz mediante el proceso de emisión estimulada, mientras que el resonador es una cavidad óptica que proporciona al dispositivo una retroalimentación en el cambio de fase, llevándolo a alcanzar un efecto llamado oscilación láser. Es por ello que se hizo necesario abordar también los temas requeridos para el entendimiento de estos conceptos.

Por otro lado, el desarrollo del circuito de control (driver) fue realizado con base en el análisis de otros circuitos, uno de ellos de uso común y otro propuesto por un fabricante. El resultado de esto fue un sistema electrónico, implementado en placa de circuito impreso, que permite obtener una buena estabilidad en la potencia entregada por el diodo láser, pues emplea un fotodiodo con el cual continuamente es monitoreada dicha variable, y como resultado se gobierna una señal de control que regula de manera automática la corriente suministrada al láser con el fin de lograr niveles constantes de potencia.

Palabras claves: amplificación de luz, control automático, diodo láser, driver para láser, electrónica, láser semiconductor.

Abstract

A project was carried out consisting of two parts: the first one is a study of the process by which the radiation known as laser is produced, and the second corresponds to the development and implementation of a feedback circuit for the automatic control of the optical power of a semiconductor laser that emits light in the blue region of the spectrum.

To carry out the study of the laser process, its main components were taken into account: the active or amplifying medium, and the resonator. The active medium is responsible for amplifying the light through the process of stimulated emission, while the resonator is an optical cavity which provides the device with a feedback on the phase change, leading it to reach an effect called laser oscillation. That is why it became necessary to also address the issues required for the understanding of these concepts.

On the other hand, the development of the control circuit (driver) was made based on the analysis of other circuits, one of them for common use and another proposed by a manufacturer. The result of this was an electronic system, implemented in printed circuit board, which allows to obtain a good stability in the power delivered by the laser diode, because it uses a photodiode with which this variable is continuously monitored, and as a result a control signal that automatically regulates the current supplied to the laser in order to achieve constant power levels.

Keywords: *automatic control, driver for laser, electronics, laser diode, light amplification, semiconductor laser.*

Agradecimientos

A mis asesores:

el Dr. Carlos Alberto Fuentes Hernández por su gran disposición y entusiasmo durante la dirección de esta tesis, y por permitirme aprender de él cosas tanto en el aspecto profesional como académico y personal; y

la Dra. Veneranda Guadalupe Garcés Chávez, investigadora del CICESE, quien me brindó su asesoramiento y me mostró nuevos horizontes en la ciencia y la tecnología, además otorgó el financiamiento en especie para el desarrollo de este proyecto.

Al Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato (ITSUR), el lugar donde conocí grandes personas que han enriquecido mi vida de manera positiva, y que me han hecho crecer como estudiante y como persona.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California (CICESE).

A la empresa Pacifica Photonics, por darme la oportunidad de participar colaborando con el desarrollo un prototipo enfocado a una necesidad tecnológica de la empresa.

A mis padres Adelina Durán Hernández y Artemio López Aguayo, y mis hermanos, Erick y Luis, quienes siempre me brindaron su apoyo emocional para continuar trabajando con ánimo hasta la completa realización de mi tesis profesional.

A la Maestra en Ciencias María Trinidad Pimentel Villegas, coordinadora de Investigación en el ITSUR, quien ha impulsado mi interés en la investigación científica gracias a su actitud positiva y a las oportunidades de crecimiento que me ha brindado durante mis estudios de ingeniería y durante el desarrollo de esta tesis.

Dedicatoria

A mis padres, Artemio López Aguayo y Adelina Durán Hernández, quienes siempre me han proporcionado su apoyo y me han impulsado a seguir adelante y cumplir mis metas, además me dieron la valiosa oportunidad de estudiar la una carrera, lo cual ha traído muchas cosas buenas a mi vida.

A mi abuelo Artemio López Zavala (Pomito), sé muy bien que estaría muy contento por la conclusión de mis estudios de ingeniería, y mi abuela Guadalupe Aguayo Villanueva, de quien disfruto mucho recibir consejos y escucharla contar vivencias.

A mi abuelo Joaquín Durán Morales, de quien he aprendido mucho gracias a su experiencia, y mi abuela Ángela Hernández Pérez, quien siempre nos tiene en consideración y desea una vida feliz para nosotros, llegando a acompañarme en varias ocasiones mientras hacía reportes de las prácticas de Ingeniería Electrónica.

A mi primo Juan Héctor López Ruiz, quien nos dejó mientras se esforzaba por alcanzar la meta de concluir sus estudios en el ITSUR, quisiera que estuviera presente para compartir juntos estos logros.

A mi maestro, el Ingeniero Fernando Torres Rangel, usted me inspiró a seguir mis sueños y a no darme por vencido, me contagió con el gusto por las matemáticas y la física, además me permitió encontrar mi pasión en esta vida. Sé que nunca dejé de creer en mí y lo mínimo que puedo hacer es mencionar su nombre en la dedicatoria de mi trabajo de tesis, el cual me habría gustado que usted viera. Mucho del contenido desarrollado aquí no sería posible sin las enseñanzas que recibí de usted, fue un honor haberlo conocido. Gracias Maestro.

A América Zamudio. Tu compañía ha sido muy grata durante este tiempo, gracias por estar conmigo en esos grandes momentos de mi proyecto de tesis, y motivarme a seguir mis sueños y metas. Con tu actitud y tu energía has aportado cosas sumamente valiosas a mi vida.

Índice de Figuras

Figura 2.1 El espectro electromagnético en escala logarítmica de frecuencia. Las fronteras de cada región son un tanto arbitrarias.	21
Figura 2.2 Gráfica de Intensidad vs frecuencia para un resonador sin pérdidas (ideal).	26
Figura 2.3 Gráfica de Intensidad vs Frecuencia para un resonador con pérdidas (real).	27
Figura 2.4 Diagrama esquemático de un oscilador láser.	39
Figura 2.5 Disminución del coeficiente de ganancia como función de la potencia óptica presente. Cuando el coeficiente de ganancia es igual al de pérdidas, ha sido alcanzada la operación en estado estable.	42
Figura 2.6 Diodo láser con un resonador formado las superficies paralelas escindidas.	46
Figura 3.1 Curva L/I de operación en onda continua.	49
Figura 5.1 Topología utilizada comúnmente para la regulación en lazo abierto de la corriente inyectada a un diodo láser.	56
Figura 5.2 Configuración del CI LM317 como circuito limitador de corriente.	57
Figura 5.3 Esquema para la medición de corriente en LD y C1.	58
Figura 5.4 Señales de corriente a través de C1 (azul) y LD (azul).	59
Figura 5.5 Alimentación de un diodo láser rojo mediante el circuito de la figura 5.3.	60
Figura 5.6 Esquema de conexión interna en el dispositivo SLD3232VF.	61

Figura 5.7 Esquema del circuito empleado para hacer llegar la energía al diodo láser.	62
Figura 5.8 Esquema para la medición del voltaje VPD generado entre el ánodo y el cátodo del fotodiodo.	63
Figura 5.9 Voltaje en el fotodiodo en función de la corriente inyectada al diodo láser.	64
Figura 5.10 Gráfico que muestra la recta que mejor se aproxima a los valores medidos, así como su ecuación.	65
Figura 5.11 Topología de circuito APC proporcionado en (Sanyo Electric Co. Ltd., 2007).	67
Figura 5.12 Esquema de conexión de un amplificador comparador.....	68
Figura 5.13 La señal de salida del comparador es entregada al circuito de alimentación del láser. Se emplea un diodo para bloquear la posible corriente ocasionada por voltajes negativos en la salida.	69
Figura 5.14 Búfer para la adaptación de impedancias entre la señal del fotodiodo y el resto del circuito. Empleando el buffer se evitan las caídas de tensión y se aprovecha mejor la señal $VPDt$	70
Figura 5.15 Obtención de la señal del valor deseado, acoplada al orden de los mV entregados por el fotodiodo.	71
Figura 5.16 Circuito de control automático de potencia (APC).....	72
Figura 6.1 Resultados de la fase de pruebas en protoboard. Sistema de control funcionando en lazo cerrado. El multímetro mide la corriente a través del diodo láser, y el osciloscopio mide la señal de control On-Off entregada por el comparador.	73

Figura 6.2 Señal de control entregada por el comparador durante el funcionamiento del circuito en lazo cerrado.	74
Figura 6.3 Haz de luz proyectado sobre una superficie clara.....	75
Figura 6.4 Disposición de pistas para la Tarjeta de Circuito Impreso (PCB).....	76
Figura 6.5 Tarjeta PCB operando de manera satisfactoria.	77
Figura 6.6 Circuito driver con acoplamiento de señal de retroalimentación, y control proporcional.....	78
Figura 6.7 Circuito de la figura 6.6 implementado en placa de circuito impreso (PCB).	79
Figura 6.8 Driver alojado en una carcasa con entrada para el láser y la alimentación de 12 V, y regulación de potencia mediante el mando rotatorio del potenciómetro.....	79
Figura 7.1 Comparación entre el esquema APC proporcionado por Sanyo Electric Co. Ltd. (a) y el implementado en el proyecto (b).....	81
Figura 7.1 Escaneo por fotomicrografía electrónica de una faceta de láser catastróficamente dañada mostrando fracturas. Las flechas muestran la localización de la unión P-N.	84

Índice de Tablas

Tabla 5.1 Voltaje en el fotodiodo en función de la corriente inyectada al diodo láser.....	64
Tabla 5.2 Comparación entre los valores de la recta aproximada y los datos obtenidos a partir de las mediciones.....	66

Índice de Contenido

Capítulo 1	13
Introducción.	13
Capítulo 2	15
Marco teórico.	15
2.1 ¿Qué es la luz?	15
2.2 Características de una onda electromagnética	18
2.3 El espectro electromagnético	20
2.4 Resonadores ópticos	24
2.5 ¿Qué es un fotón?	30
2.6 Interacción de la radiación electromagnética con la materia	32
2.7 ¿Qué es un amplificador láser?	36
2.8 Oscilación láser	38
2.9 Amplificación de luz en semiconductores	42
2.10 Láseres de semiconductor (diodos láser)	44
2.11 Condición para la oscilación en un diodo láser	46
2.12 Control de la Inyección de corriente en un diodo láser	47
Capítulo 3	49
Planteamiento del problema	49
3.1 Identificación	49
3.2 Justificación	50
3.3 Alcance	51
Capítulo 4	52
Objetivos	52
4.1 Objetivos generales	52

4.2 Objetivos específicos.....	52
Capítulo 5.....	54
Metodología.....	54
5.1 Primera etapa: Revisión del marco teórico	54
5.2 Segunda etapa: Estudio de la teoría de diodos láser y desarrollo del driver	55
Capítulo 6.....	73
Resultados.....	73
Capítulo 7.....	80
Análisis de resultados	80
Capítulo 8.....	85
Conclusiones y trabajo a futuro	85
Referencias bibliográficas.....	87
Anexo A: Hoja de datos del dispositivo láser SLD3232VF.....	90
Anexo B: Hoja de datos del amplificador operacional TL082 de Texas Instruments (páginas 1-9).....	92
Anexo C: Hoja de datos del amplificador operacional LM324 de Texas Instruments (Páginas 1-10).....	101

Capítulo 1

Introducción.

Los diodos láser son dispositivos semiconductores que emiten luz coherente prácticamente monocromática, por lo que se conocen también como láseres de semiconductor. Actualmente son utilizados en un gran número de aplicaciones tanto industriales como tecnológicas, y tienen la ventaja de ser altamente eficientes en comparación con los láseres de gas (como el CO_2) o los de estado sólido (como rubí o neodimio-YAG). En años recientes los láseres de semiconductor se han venido empleando mucho en telecomunicaciones (Meliga, 2002), sistemas de codificación y decodificación óptica (Cope, 1993), aplicaciones biomédicas (Müller, y otros, 2013), fuentes de luz en física experimental (Sánchez, 2013) y análisis espectral (Williamson, Bowling, y McCreery, 1989), así como bombeo óptico en la producción de láseres de alta potencia (Zhou, Kane, Dixon, y Byer, 1985), entre otros usos.

Recientemente se han empezado a emplear los láseres de semiconductor en el desarrollo de proyectos en el Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato, uno de ellos se centra en una máquina de corte que originalmente emplea un sistema láser basado en bióxido de carbono (CO_2) y se ha estudiado la viabilidad de sustituirlo en aplicaciones textiles por uno de semiconductor, debido al bajo costo de su implementación y a la facilidad de manejo. A futuro se tiene planeado el desarrollo de otros proyectos que también involucran este tipo de tecnología, además serán interdisciplinarios y se prevé que se contará con colaboradores cuya formación principal no está en el tema de láseres, por lo que en este trabajo se pretende realizar en primera instancia un estudio y explicación resumida de los fenómenos físicos que hacen posible la generación de radiación láser en un material semiconductor, tomando en cuenta su composición química asociada a la energía de los fotones que este puede emitir. Además del estudio del proceso láser en un semiconductor que serviría de apoyo para futuros colaboradores en los proyectos con láseres del ITSUR, se tiene a bien desarrollar un sistema electrónico para el control retroalimentado de la potencia óptica producida por un diodo láser de que

opera a 405 nm en la región azul-violeta del espectro, prototipo para empresa correspondiente al convenio CON-IELE/002/2018 ITSUR-PACIFICA PHOTONICS.

Esta Tesis inicia con un apartado dedicado a la presentación de los fundamentos y conceptos básicos de las teorías ondulatoria y cuántica de la luz. Se expone el concepto de fotón y sus principales interacciones con un sistema atómico en relación a su energía, pues estas constituyen la base para comprender el mecanismo de la amplificación óptica en un láser. Debido a que uno de los elementos fundamentales en un sistema láser es el resonador (cavidad que sirve para almacenar la energía electromagnética a ciertas frecuencias), ha sido imprescindible considerar en el texto una introducción a los conceptos que describen el fenómeno conocido como resonancia óptica, pues éste se aplica al estudio tanto de los sistemas atómicos en general, incluyendo los materiales semiconductores, como de las cavidades ópticas empleadas para proporcionar retroalimentación a un amplificador láser y lograr el alcance de la oscilación.

Capítulo 2

Marco teórico.

Con la finalidad de que el lector entre en contexto y pueda alcanzar una comprensión más eficaz de los temas tratados en la presente tesis, se comienza este capítulo exponiendo de manera resumida los conceptos teóricos necesarios para el entendimiento de los modelos que hasta ahora han sido propuestos en el estudio de la luz. Posteriormente se describen brevemente los fundamentos de los láseres, y en particular los de semiconductor, pues constituyen un tema central en el desarrollo de este trabajo.

2.1 ¿Qué es la luz?

La luz es un tipo de radiación electromagnética, y como tal se propaga a través del espacio comportándose como trenes de ondas que viajan sin la necesidad de un medio material. Al ser ondas electromagnéticas son capaces de transportar energía de un punto a otro del espacio y el tiempo, y están compuestas por la interacción entre el campo eléctrico E y el magnético B .

Históricamente, diversos experimentos con magnetismo y electricidad condujeron a resultados que permitieron observar la relación que existe entre estos dos campos, y además se logró la unificación de ambos en lo que se conoce como el campo electromagnético.

Para esos años ya se conocía la naturaleza ondulatoria de la luz gracias a los trabajos de Robert Hooke y Christian Huygens en el siglo XVII y al experimento de Young de la Doble Rendija a principios del siglo XIX (Hecht, 2000), con el cual se demuestra su comportamiento ondulatorio, así como el fenómeno de interferencia.

Los experimentos de Michael Faraday en 1845 permitieron observar una interrelación entre el electromagnetismo y la luz. Él encontró que la dirección de polarización en un haz se veía alterada en presencia de un fuerte campo magnético aplicado al medio de propagación. Más tarde, James Clerk Maxwell realizó un trabajo teórico donde se recogió todo el conocimiento empírico acerca del electromagnetismo y lo plasmó en un conjunto de ecuaciones conocidas como las Ecuaciones de Maxwell, además contribuyó a esta ciencia al extender este conocimiento a situaciones en las que los campos eléctrico y magnético interactúan sin la necesidad de un flujo de cargas (en el espacio libre), introduciendo el concepto de corriente de desplazamiento. Las ecuaciones (1), (2), (3) y (4) son las ecuaciones de Maxwell en su forma integral, tal y como se mencionan en (Hecht, 2000).

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \iint_A \frac{d\mathbf{B}}{dt} \cdot d\mathbf{S} \quad \text{Ley de Faraday} \quad (1)$$

$$\oint_C \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \mu_0 \epsilon_0 \iint_A \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad \text{Ley de Ampère} \quad (2)$$

$$\oiint_A \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad \text{Ley de Gauss para} \quad (3) \\ \text{Campo Eléctrico}$$

$$\oiint_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad \text{Ley de Gauss para} \quad (4) \\ \text{Campo Magnético}$$

Las constantes $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ N} \cdot \text{s}^2/\text{C}^2$ y $\epsilon_0 = 8.8542 \times 10^{-12} \text{ C}^2/\text{N} \cdot \text{m}^2$ en la ecuación (2) corresponden a la *permeabilidad magnética* y la *permitividad eléctrica* (o *constante dieléctrica*) en el espacio libre, respectivamente.

Las ecuaciones de Maxwell en su forma diferencial se muestran en (5), (6), (7) y (8).

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{d\mathbf{B}}{dt} \quad \text{Ley de Faraday} \quad (5)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad \text{Ley de Ampère} \quad (6)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad \text{Ley de Gauss para} \quad (7) \\ \text{Campo Eléctrico}$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad \text{Ley de Gauss para} \quad (8) \\ \text{Campo Magnético}$$

A finales del siglo XIX ya se conocía la ecuación diferencial de onda de D'Alembert que describe el movimiento ondulatorio en general:

$$\nabla^2 \psi = \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 \psi}{\partial t^2}, \quad (9)$$

donde ψ representa una función de onda, y v es su velocidad de propagación. Cualquier función $\psi(x, t)$ que satisfaga la ecuación (9) representa una onda.

Con el trabajo de Maxwell también fue posible concluir que los campos eléctrico y magnético se propagan en forma de ondas. Haciendo manipulación matemática, a partir de (5), (6), (7) y (8) se obtiene una ecuación similar a (9) para ambos campos:

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (10)$$

y

$$\nabla^2 \mathbf{B} = \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{B}}{\partial t^2}, \quad (11)$$

Con lo cual se concluye que E y B son ambas ondas que se propagan con una velocidad

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}, \quad (12)$$

correspondiente con la velocidad de la luz en el vacío $c_0 = 299\,792\,458 \text{ m/s}$, el cual es un valor definido en base a mediciones experimentales (Avery, 1998). Por lo tanto, si las ondas electromagnéticas se propagan a la misma velocidad que las ondas de luz, y además éstas últimas se ven influenciadas por los campos magnéticos, entonces la luz es también una onda electromagnética donde el comportamiento de los campos E y B está descrito por las ecuaciones (1), (2), (3) y (4).

2.2 Características de una onda electromagnética

Las soluciones más usuales para las ecuaciones de Maxwell son ondas electromagnéticas transversales y armónicas donde los campos eléctrico y magnético forman ángulos rectos entre sí (Fox, 2006). Éstas poseen características que permiten definir las y representarlas matemáticamente. Las principales características de una onda electromagnética se describen a continuación:

- Amplitud (E): Debido a la fuerte relación que existe entre los campos E y B , mostrada en las ecuaciones (5) y (6), una onda electromagnética generalmente es representada en base a su campo eléctrico (Hecht, 2000). Por lo tanto, su amplitud se define como el valor máximo que alcanza el campo eléctrico de la onda al propagarse en el espacio y el tiempo.

- Intensidad (I): En un haz de luz, la intensidad es una medida del flujo de energía luminosa por unidad de área, y se mide en Watts por metro cuadrado (W/m^2). De acuerdo con (Fox, 2006 y Halliday, Resnick, y Krane, 1994), la intensidad es directamente proporcional al cuadrado de la amplitud de la onda electromagnética, más precisamente $I = \frac{1}{2} c_0 \epsilon_0 E_{max}^2$.
- Longitud de onda (λ): Es la separación espacial, en metros, que hay entre dos máximos de la onda.
- Número de onda (k): Es la cantidad de ciclos de la onda que caben en una unidad de distancia, se mide en cm^{-1} . Se obtiene a partir de $k = 2\pi/\lambda$.
- Periodo temporal (τ): Es el tiempo que tarda un ciclo entero de la onda en atravesar un punto del espacio.
- Frecuencia: (ν): Es la cantidad de ciclos que pasan por un punto espacial en un segundo, y se mide en Hz (Hecht, 2000).
- Velocidad de propagación: (c): Es la longitud espacial a lo largo de la cual la onda se desplaza en un determinado intervalo de tiempo. Aunque en el espacio libre la luz se propaga a una velocidad $c_0 = 299\,792\,458\text{ m/s}$, esta disminuye al propagarse a través un medio material dependiendo de la constante dieléctrica ϵ_r del mismo, pues $c = c_0/\sqrt{\epsilon_r}$ (Fox, 2006).

La relación que existe entre la velocidad de la luz en el espacio libre c_0 con respecto a su velocidad en un medio material c se conoce como índice de refracción $n = c_0/c = \sqrt{\epsilon_r}$, el cual siempre es mayor que 1 (Fox, 2006).

- Frecuencia angular (ω): Es la razón de cambio en la fase de la onda con respecto al tiempo, se mide en radianes por segundo, y corresponde a la relación $\omega = 2\pi\nu$ (Hecht, 2000).
- Fase (ϕ): Es el ángulo con el que inicia la perturbación armónica en el tiempo $t = 0$, y se expresa en radianes (*rad*) (Hecht, 2000).
- Polarización: Es la dirección en la que apunta el vector campo eléctrico en una onda electromagnética. La polarización puede ser lineal, circular, elíptica o aleatoria (Fox, 2006).

Por lo tanto, una onda electromagnética que viaja en dirección del eje z con frecuencia angular ω y número de onda k puede ser expresada como lo indica (Fox, 2006):

$$E(x, t) = E_{max} \cos(kz - \omega t + \phi) \quad (13)$$

donde E_{max} es la amplitud del campo eléctrico de la onda. Esta forma de expresarla es muy útil porque a partir de ella se pueden representar fenómenos ondulatorios tales como la superposición o las ondas estacionarias que se generan en un resonador (Saleh y Teich, 1991), entre otros.

2.3 El espectro electromagnético

Las ondas electromagnéticas se clasifican de acuerdo con sus características de longitud de onda o frecuencia en diferentes regiones cuyo conjunto se denomina espectro electromagnético. Newton introdujo el término espectro, el cual tiene su origen en el latín *spectrum*, que significa forma o apariencia, para referirse a la imagen que se proyectaba al hacer pasar un haz de luz del Sol a través de un prisma de vidrio (Halliday et al., 1994). Actualmente el espectro electromagnético es una

extensión del espectro que vio Newton en su experimento, ahora incluye regiones de radiación electromagnética que están más allá de la gama de colores que nuestros ojos pueden detectar. A continuación (Fig. 2.1), se presenta un bosquejo de las diferentes regiones, así como una breve explicación de cada una, con información obtenida de Halliday et al. (1994).

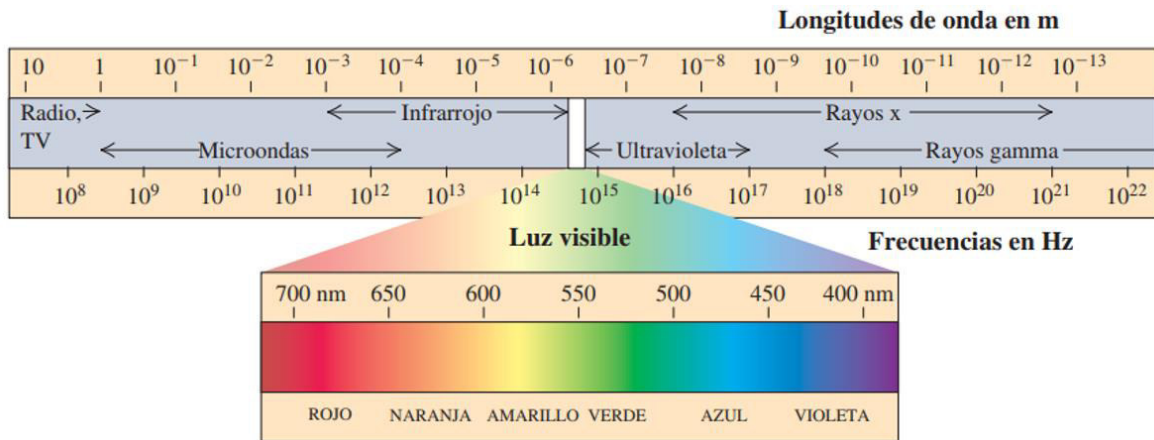


Figura 2.1 El espectro electromagnético en escala logarítmica de frecuencia. Las fronteras de cada región son un tanto arbitrarias.
(Imagen obtenida de (Young y Freedman, 2009))

2.3.1 Ondas de Radio

Las ondas de radio son la región del espectro electromagnético con menor energía que conocemos hasta ahora. Las longitudes de onda de las ondas de radio son mayores a un metro, por ejemplo las ondas generadas por el científico Heinrich Hertz (Hertz, 1962) en algunos sus experimentos con electromagnetismo, algunas de las cuales tenían longitudes de onda de 4.8 y 6 m. Las ondas de radio se pueden aprovechar para transmitir o recibir información mediante antenas. La corona de nuestro Sol es también otra fuente de estas radiaciones (Shapiro, Davis, Lebach, y Gregory, 2004).

2.3.2 Microondas

Las microondas tienen longitudes de onda comprendidas entre 1 mm y 1 m. Son las empleadas en aplicaciones biológicas (Ipsita y Gupta, 2003), aplicaciones médicas (Jofre, y otros, 1990), y recientemente en investigaciones de computación cuántica (Fox, 2006, y Ospelkaus et al., 2011). Pero hay una componente muy apasionante de esta radiación, y es la conocida como *fondo cósmico de microondas* (Smoot, 2007), asociado con el universo primitivo. Los átomos de hidrógeno neutrales localizados en los espacios que hay entre las estrellas de la galaxia también son fuente de microondas, con longitudes de 21 cm (Halliday et al., 1994).

2.3.3 Infrarrojo

Esta región del espectro corresponde a longitudes de onda entre 700 nm y 1 mm, aproximadamente. El ser humano percibe la radiación infrarroja a manera de calor al acercarnos a un objeto caliente. Pero de igual manera todos los objetos con temperaturas entre 3 K y 3000 K emiten su radiación más intensa en la región infrarroja del espectro (Halliday et al., 1994).

2.3.4 Visible

Existe una estrecha región del espectro en la cual nuestros ojos pueden detectar la radiación electromagnética. Es la región de longitudes de onda comprendidas entre los 400 nm y los 700 nm, y nuestros ojos perciben esta radiación a en forma de colores visibles, que conocemos como luz, donde las frecuencias más altas corresponden al violeta y las más bajas corresponden al rojo. Se emite comúnmente por transiciones de electrones de valencia en los átomos, permitiendo obtener información acerca de dichos átomos (Halliday et al., 1994).

2.3.5 Ultravioleta

El ultravioleta corresponde a longitudes de onda entre 1 nm y 400 nm. Se produce por transiciones atómicas de electrones exteriores y por fuentes térmicas como el Sol. De hecho, el Sol emite su máximo de intensidad en esta región del espectro, pero la mayor parte de esta radiación no llega hasta la superficie de la Tierra debido a que nuestra atmósfera nos protege absorbiendo fuertemente estas longitudes de onda (Halliday et al., 1994).

2.3.6 Rayos X

Los rayos X corresponden a longitudes de onda típicas entre 0.01 nm y 10 nm, y pueden producirse debido a transiciones individuales de los electrones interiores en los átomos, pues son los más fuertemente ligados (Halliday et al., 1994). También son producidos al desacelerar partículas cargadas, como electrones, por el efecto que se conoce como radiación de frenado o Bremsstrahlung (Hecht, 2000), así como en fuentes de radiación sincrotrón como la descrita en (Rousse et al., 2004).

2.3.7 Rayos Gamma

Hemos llegado ya a la radiación electromagnética con longitudes de onda menores a los 10 pm. Son las longitudes más cortas que conocemos, así como las más energéticas y penetrantes. Pueden ser emitidas en transiciones de un núcleo atómico de un estado a otro, así como también en la aniquilación electrón-positrón ($e^- + e^+ \rightarrow \gamma + \gamma$) o la desintegración de un pion neutral en dos rayos gamma ($\pi^0 \rightarrow \gamma + \gamma$) (Halliday et al., 1994).

2.4 Resonadores Ópticos

Debido a la importancia de los resonadores ópticos en el estudio de los láseres, se ha dedicado un apartado especial a este tema, pues el concepto de resonancia es fundamental en la retroalimentación de un sistema de amplificación de luz con el fin de que se alcance una condición conocida como oscilación (Saleh y Teich, 1991). El concepto de resonancia también se emplea en el estudio de las interacciones luz-materia, descritas en la sección 2.6.

Un resonador óptico es un dispositivo que confina y almacena la luz a ciertas frecuencias de resonancia; en resonadores ideales la luz es repetidamente reflejada en el interior del sistema sin escapar. El resonador más simple es el formado por dos espejos planos y paralelos entre los cuales la luz se refleja continuamente (Verdeyen, 1995). La selectividad de frecuencia de un resonador óptico lo hace útil como filtro óptico o analizador espectral, pero su uso más importante es como un contenedor dentro del cual la luz láser es generada. Un láser puede ser considerado como un resonador óptico que contiene un medio que amplifica la luz.

El resonador que se emplea en los diodos láser es el conocido como Fabry-Perot, el cual es unidimensional en cuanto a las direcciones de propagación, y está formado por dos espejos planos y paralelos separados entre sí una distancia d . A pesar de que el diodo láser es el que emplea espejos planos, la teoría del resonador Fabry-Perot también es aplicable a otros tipos de láser, como los de gas o los de estado sólido que generalmente emplean espejos esféricos (Saleh y Teich, 1991).

En el interior de un resonador, por la acción de los espejos reflejantes, es construida una onda electromagnética estacionaria dada por

$$\mathbf{E}(z, t) = E_{max} \text{sen}(kz) \cos(2\pi vt), \quad (14)$$

donde E_{max} es la amplitud del campo eléctrico, $k = 2\pi\nu/c$ es el número de onda (véase sección 2.2), z es la dirección de propagación y ν es la frecuencia de la onda. Puede apreciarse que la amplitud se hace cero en las superficies de los espejos, pues $E_{max} \text{sen}(kz) = 0$ en los planos $z = 0$ y $z = d$, siempre y cuando k satisfaga la condición $kd = q\pi$, donde q sea un entero, lo cual restringe las frecuencias de resonancia $\nu = ck/2\pi$ a los valores discretos

$$\nu_q = q \frac{c}{2d}, \quad q = 1, 2, 3, \dots \quad (15)$$

separados por una diferencia constante de frecuencia

$$\nu_F = \frac{c}{2d}. \quad (16)$$

donde $c = c_0/n$ es la velocidad de la luz en el medio de propagación y n es el índice de refracción del medio (Saleh y Teich, 1991).

2.4.1 Resonador sin Pérdidas

En cada viaje de ida y vuelta dentro de un resonador, la amplitud de la onda electromagnética inicial se superpone e interfiere de manera constructiva con las nuevas ondas incidentes, de tal manera que, mientras la fuente de luz se mantenga encendida y la frecuencia de la luz sea una de las resonantes, habrá un haz luminoso cuya intensidad I crecerá continuamente dentro del resonador. Si incide una señal de frecuencia que no sea de resonancia, simplemente se atenuará por el fenómeno de interferencia destructiva, y la onda resultante se hará cero en estado estable. Por esta razón un resonador ideal es aquél en el que se construye la onda estacionaria únicamente en las frecuencias de resonancia (Saleh y Teich, 1991, y Verdeyen, 1995). La gráfica de Intensidad luminosa vs frecuencia de la figura 2.2 representa un resonador ideal.

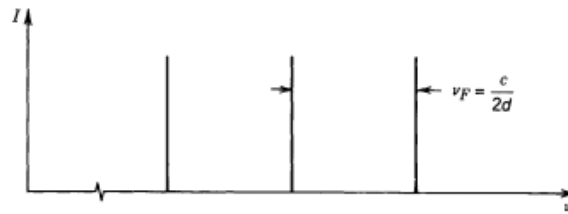


Figura 2.2 Gráfica de Intensidad vs frecuencia para un resonador sin pérdidas (ideal).
(Imagen obtenida de (Saleh y Teich, 1991)).

2.4.2 Resonador con pérdidas

Un resonador real es un dispositivo formado por espejos no ideales en los cuales la luz no se refleja al 100%, además de que en su interior puede estar contenido un medio material que absorba la luz y ocasione atenuaciones de la misma. Por lo tanto, un resonador real está siempre sujeto a pérdidas, las cuales se deben a factores como el coeficiente de absorción del medio y reflectancias parciales en los espejos. Estos factores ocasionan que, para espejos de reflectancias \mathcal{R}_1 y \mathcal{R}_2 , en cada viaje de ida y vuelta la amplitud de las ondas electromagnéticas vaya atenuándose con un factor promedio r^2 , dado por

$$r^2 = \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 e^{-2\alpha_s d} = e^{-2\alpha_r d} \quad (17)$$

donde α_s es el coeficiente de absorción del medio y d es la distancia entre los espejos. El coeficiente efectivo de pérdidas distribuidas promedio α_r puede expresarse entonces como

$$\alpha_r = \alpha_s + \frac{1}{2d} \ln \frac{1}{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}. \quad (18)$$

En un resonador ideal $\alpha_r = 0$, pues no hay pérdidas de ningún tipo (Saleh y Teich, 1991).

La presencia de pérdidas ocasiona que en la vecindad de cada frecuencia de resonancia también exista interferencia constructiva, aunque esta va disminuyendo

a medida que la frecuencia se desplaza de la de resonancia. También existe otro parámetro importante en el estudio de un resonador, y es conocido como la fineza.

La fineza \mathfrak{F} , dada por

$$\mathfrak{F} = \frac{\pi r^{1/2}}{1-r} = \frac{\pi e^{-\alpha_r d/2}}{1 - e^{-\alpha_r d}} \quad (19)$$

es una medida de qué tan delgada es la línea de resonancia, mostrada en la figura 2.3, donde aparece graficada la intensidad vs la frecuencia de la luz propagándose en la cavidad. Para un resonador ideal la fineza se hace infinita (Saleh y Teich, 1991, y Verdeyen, 1995).

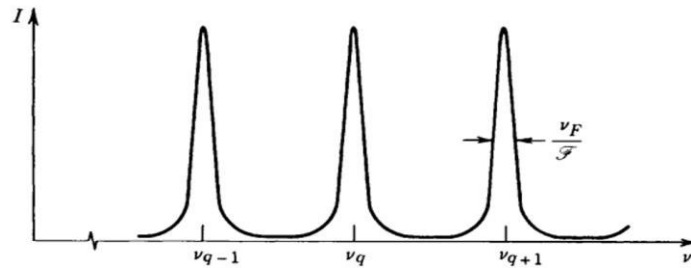


Figura 2.3 Gráfica de Intensidad vs Frecuencia para un resonador con pérdidas (real).
(Imagen obtenida de (Saleh y Teich, 1991)).

La respuesta espectral de un resonador Fabry-Perot (Fig 2.3) se expresa matemáticamente como

$$I(\nu) = \frac{I_{max}}{1 + (2\mathfrak{F}/\pi)^2 \text{sen}^2(\pi\nu/\nu_F)} \quad (20)$$

Y su intensidad máxima es calculada a partir de a partir de

$$I_{max} = \frac{I_0}{(1-r)^2} \quad (21)$$

donde I_0 es la intensidad inicial de la onda electromagnética. Los picos de intensidad en el resonador son alcanzados cuando hay una muy apreciable interferencia constructiva de las ondas. Esto se logra cuando la diferencia de fase (véase sección 2.2) φ impartida por un viaje de ida y vuelta es $\varphi = q2\pi$, pues la intensidad es una función periódica de φ . De esta manera el resonador también se caracteriza por su ancho de fase $\Delta\varphi = 2\pi/\mathfrak{F}$ y, debido a que $\varphi = 4\pi\nu d/c$, también por su ancho de línea de resonancia $\delta\nu$. El ancho de línea es calculado a la mitad de la amplitud de la intensidad máxima. Finalmente cabe mencionar que el tiempo promedio τ_p de decaimiento de los fotones en un resonador dado es inversamente proporcional al coeficiente de pérdidas α_r y es calculado a partir de $\tau_p = 1/c\alpha_r$. Existe un factor de calidad conocido como *factor Q*, el cual es una medida de qué tanto puede sostenerse la presencia de fotones y, por lo tanto, almacenarse la energía en un resonador; el factor Q se calcula a partir de $Q = 2\pi\nu_0\tau_p = \mathfrak{F}\nu_0/\nu_F$ (Saleh y Teich, 1991).

2.4.3 Resonadores Tridimensionales

La teoría de los resonadores tridimensionales es de gran utilidad a la hora de estudiar la dinámica de electrones y huecos en los materiales semiconductores. De acuerdo con Saleh y Teich (1991), un resonador tridimensional es modelado como tres pares de espejos planos colocados como paredes internas de una caja cúbica de arista d . Para la efectiva construcción de ondas estacionarias en la cavidad es necesario que las componentes del vector de onda $\mathbf{k} = (k_x, k_y, k_z)$ se sitúen en los valores discretos

$$k_x = \frac{q_x\pi}{d}, \quad k_y = \frac{q_y\pi}{d}, \quad k_z = \frac{q_z\pi}{d}, \quad q_x, q_y, q_z = 1, 2, 3, \dots, \quad (22)$$

donde q_x, q_y y q_z son enteros positivos que representan los números de modo. Entonces cada modo de resonancia es representado como un punto en el espacio, donde se satisface que

$$k^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{2\pi\nu d}{c}\right)^2. \quad (23)$$

Nótese que (23) es la ecuación de una esfera, en la cual el octante positivo es el volumen que aloja los modos de resonancia para un resonador tridimensional, encontrados en el intervalo de frecuencia entre 0 y ν .

2.4.3.1 Densidad de modos en un resonador tridimensional

La densidad de modos se define como la cantidad de modos que hay por unidad de volumen del resonador por unidad de ancho de banda alrededor de la frecuencia ν , y es expresada como

$$M(\nu) = \frac{8\pi\nu^2}{c^3} \quad (24)$$

de donde puede concluirse que la densidad de modos es una función cuadrática creciente de la frecuencia ν y que mientras mayor sea la frecuencia habrá un mayor número de modos resonantes dentro del intervalo de frecuencias $\Delta\nu$. La densidad de modos para un resonador unidimensional, a diferencia del tridimensional, es $M(\nu) = \frac{4}{c}$, y claramente se ve que se mantiene constante ante ν para un resonador de longitud d (Saleh y Teich, 1991).

El estudio de la resonancia es muy importante en este trabajo de tesis debido a que en la teoría de láseres se emplean los conceptos abordados en cuanto a los resonadores unidimensionales con pérdidas, así como en cuanto a resonadores

tridimensionales. La densidad de estados electrónicos permitidos para un material semiconductor puede ser determinada a partir de su modelo de resonancia atómica. Así también los niveles de energía asociados a un sistema atómico están relacionados con sus frecuencias de resonancia. La teoría de los resonadores tridimensionales es también aplicada al concepto de fotón, el cual está fuertemente relacionado con la transmisión de energía electromagnética en forma de paquetes discretos. El fundamento de la amplificación láser es la interacción de la radiación electromagnética con la materia, y por lo tanto es un tema abordado en el presente trabajo.

2.5 ¿Qué es un fotón?

A partir de la *radiación del cuerpo negro* (Hecht, 2000, y Verdeyen, 1995) se empezaron a hacer estudios que condujeron a la cuantización de la radiación electromagnética (Yariv, 1988). Uno de los pioneros fue Max Planck (1900), quien introdujo el concepto de *cuanto* para referirse a la cantidad mínima de energía absorbida o emitida por la materia. Planck encontró que los átomos que conforman las paredes del cuerpo negro se comportaban como osciladores armónicos minúsculos, cada uno con su característica frecuencia de oscilación. Al oscilar absorben energía de la cavidad y también irradian energía a ella en cantidades discretas que son múltiplos enteros de $h\nu$, donde la constante $h = 6.626 \times 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$ es la constante de Planck y ν es la frecuencia del oscilador en Hz . Para un oscilador particular los *niveles de energía* permitidos se encuentran igualmente espaciados, siendo $h\nu$ el intervalo entre niveles contiguos (Saleh y Teich, 1991).

Más tarde, Albert Einstein (1905) logró explicar el efecto fotoeléctrico y la capacidad calorífica de los sólidos basándose en la hipótesis de Max Planck. Einstein consideró como osciladores armónicos cuánticos no solo a los átomos de las paredes del cuerpo negro, sino que también dio una interpretación nueva acerca de

la naturaleza de la luz, suponiendo que esta se concentraba en paquetes localizados de energía, más tarde llamados *fotones*, cada uno con una cantidad de energía E dada por

$$E = h\nu \quad (25)$$

En una cavidad resonante la luz se compone de un conjunto de modos, donde cada uno contiene un número integral de fotones idénticos. Las características del modo, tales como su frecuencia, distribución espacial, dirección de propagación, y polarización (véase sección 2.2), son asignadas al fotón (Saleh y Teich, 1991). Los fotones, como partículas fundamentales responsables de la interacción electromagnética, tienen también asociado un vector impulso

$$\mathbf{p} = \hbar\mathbf{k} \quad (26)$$

donde $\hbar = h/2\pi$ es la constante reducida de Planck y \mathbf{k} es el vector de onda del campo electromagnético. El fotón viaja en la dirección del vector \mathbf{k} , cuya magnitud es $p = \hbar k = (h/2\pi)(2\pi/\lambda)$, es decir,

$$p = \frac{h}{\lambda}. \quad (27)$$

Los fotones tienen también asociado un espín $S = \pm\hbar$, lo cual los clasifica como bosones, pues obedecen a la estadística de Bose-Einstein (Hecht, 2000).

Densidad de flujo de fotones

La cantidad de fotones que atraviesan una superficie plana Δs en un intervalo de tiempo Δt se conoce como densidad de flujo de fotones $\phi(\nu)$ (Saleh y Teich, 1991), y puede determinarse a partir de la intensidad de la luz I que atraviesa la superficie, de tal manera que

$$\phi(\nu) = \frac{I}{h\nu}. \quad (28)$$

De la ecuación anterior puede concluirse entonces que, para una determinada intensidad I de luz monocromática atravesando una superficie Δs , fluyen más fotones si la frecuencia es menor que si esta fuera mayor. Por ejemplo, hay mayor densidad de flujo de fotones cuando la luz es roja que cuando es azul. Esto sucede debido a que los fotones de longitud de onda corta son más energéticos que los de longitud de onda larga. (Este párrafo fue redactado con base en la observación de la ecuación (28), la cual fue obtenida de (Saleh y Teich, 1991)).

2.6 Interacción de la radiación electromagnética con la materia

Los fotones pueden interactuar con la materia en tres formas distintas: emisión espontánea, absorción, y emisión estimulada, (Fox, 2006, Hecht, 2000, y Saleh y Teich, 1991). Un átomo posee una cierta frecuencia de resonancia atómica ν_0 , como la de los osciladores armónicos propuestos por Max Planck para el cuerpo negro ideal. Debido a que cada átomo y cada molécula poseen ciertos niveles de energía permitidos, los cuales son cantidades discretas relacionadas con la frecuencia ν_0 , puede hacerse referencia a estos niveles como E_n , donde n es el nivel de energía de interés para los análisis matemáticos. En este trabajo se toman mucho en cuenta los niveles láser, y se denotan como E_2 y E_1 . Si se coloca un átomo con los niveles de energía E_2 y E_1 dentro de un resonador óptico de volumen V que pueda sostener un determinado número de modos electromagnéticos, entonces el átomo puede interactuar con los fotones de frecuencia $\nu \approx \nu_0 = E_2 - E_1$.

En un átomo aislado existen frecuencias alrededor de la frecuencia de resonancia ν_0 para las cuales también puede haber interacción con la luz, como en el caso de

los resonadores ópticos con pérdidas. Una línea de resonancia atómica puede modelarse, para fines prácticos, como una función Lorentziana

$$g(\nu) = \frac{\Delta\nu/2\pi}{(\nu - \nu_0)^2 + (\Delta\nu/2)^2}, \quad (29)$$

donde ν_0 es la frecuencia de resonancia atómica, $\Delta\nu$ es el ancho de línea a la mitad del máximo valor, es decir, el ancho de línea medido en $\frac{1}{2}g(\nu_0)$ (Fox, 2006, y Saleh y Teich, 1991).

A continuación, se exponen las tres principales formas de interacción que pueden ocurrir entre un átomo y un fotón.

2.6.1 Emisión espontánea

De acuerdo con Saleh y Teich (1991), la emisión espontánea de un fotón ocurre cuando un átomo desciende espontáneamente de un nivel de energía superior E_2 a uno inferior E_1 . El resultado de esta transición es la emisión de un fotón con energía $E = E_2 - E_1$, y puede deberse a motivos como el choque entre átomos vecinos. La densidad de probabilidad de que esto suceda es determinada por $P_{sp} = 1/t_{sp}$, donde t_{sp} es el tiempo promedio de decaimiento espontáneo. En un amplificador láser, el tiempo t_{sp} es característico de los elementos presentes en él, y para fines de simplificación generalmente es determinado experimentalmente

2.6.2 Absorción

Una alta densidad de probabilidad de que ocurra la absorción de un fotón por parte de un átomo tiene lugar cuando la energía $E = h\nu$ del fotón es igual a la diferencia de energía entre dos de los niveles de energía permitidos del átomo. El resultado es la transición desde un nivel de energía inferior E_1 a un nivel de energía superior

E_2 . Esta densidad de probabilidad de absorción va disminuyendo a medida que la energía del fotón se aleja de tal diferencia de niveles, pues es proporcional a un parámetro conocido como sección transversal de transición $\sigma(\nu)$, que se expresa como $\sigma(\nu) = \lambda^2/8\pi t_{sp} g(\nu)$, donde $g(\nu)$ determina la forma de la línea de resonancia del átomo (Saleh y Teich, 1991). Las transiciones atómicas son muy importantes en el estudio del proceso láser, y debido a esto las funciones $g(\nu)$ y $\sigma(\nu)$ son empleadas en la sección 2.7, dedicada a amplificadores láser.

2.6.3 Emisión estimulada

La emisión estimulada es la transición atómica que da lugar a la amplificación de luz, y por lo tanto es fundamental en el funcionamiento de los amplificadores láser. Como se explican Saleh y Teich (1991), si el átomo está inicialmente en un nivel superior de energía E_2 y está presente un fotón, el átomo puede estimularse para que descienda al nivel E_1 y emita otro fotón correspondiente a ese mismo modo de resonancia. El proceso se llama emisión estimulada, y es lo contrario a la absorción, pues ahora la presencia de un fotón en un modo específico de frecuencia, dirección de propagación, y polarización, estimula la emisión de un fotón *clon* con precisamente las mismas características que el fotón original y no con estos parámetros aleatorios como en el caso de la absorción.

2.6.4 Población de niveles de energía

En una colección de átomos o moléculas, cada uno de ellos se encuentra siempre experimentando transiciones aleatorias entre sus diferentes niveles de energía. La temperatura juega un papel importante para la determinación tanto del comportamiento promedio como de las fluctuaciones. La cantidad de átomos por unidad de volumen, que ocupan un determinado nivel de energía, se conoce como población (Saleh y Teich, 1991).

2.6.5 Distribución de Boltzmann (Población de niveles en conjuntos de átomos aislados)

Si N_1 átomos/cm³ ocupan el nivel 1 y N_2 átomos/cm³ ocupan el nivel 2, entonces la tasa de población, en promedio, es

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{g_2}{g_1} e^{-\frac{E_2-E_1}{k_B T}} \quad (30)$$

donde T es la temperatura absoluta (en K), $k_B = 1.381 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ es la constante de Boltzmann, y las constantes g_1 y g_2 representan el número de estados cuánticos correspondientes a E_1 y E_2 , respectivamente.

En condiciones de equilibrio, la población de un nivel de energía dado es mayor que la de cualquier nivel de energía superior. Cuando se da el caso de que un alto nivel de energía tiene más población que uno menor, esta condición se llama inversión de población, y es básica para lograr la acción láser (Saleh y Teich, 1991).

2.6.6 Distribución de Fermi-Dirac (Población de niveles en un semiconductor)

Los materiales semiconductores no pueden ser tratados como simples conjuntos de átomos aislados, más bien deben ser tratados como un sistema de átomos que continuamente interactúan entre sí. Es por ello que en un semiconductor existe un gran número de niveles de energía, formando lo que se conoce como bandas. Las bandas de energía son conjuntos muy densos de niveles de energía que, aunque se encuentran discretamente espaciados, están muy cerca unos de otros y por lo tanto se aprecian como un continuo. Según el principio de exclusión de Pauli, cada estado puede ser ocupado solamente por un electrón, y por lo tanto sólo puede estar completamente lleno o completamente vacío, tal que el número de electrones N_m

en el estado m puede ser sólo 0 o 1. La probabilidad de que un nivel de energía E sea ocupado, está dada por la distribución de *Fermi-Dirac*

$$f(E) = \frac{1}{e^{\frac{E-E_f}{k_B T}} - 1}, \quad (31)$$

donde E_f es una constante conocida como el *nivel Fermi* y es característico de cada material semiconductor. Esta distribución tiene un máximo valor en la unidad, lo cual indica que el nivel de energía E está definitivamente ocupado. Más adelante se expone la teoría de bandas de energía, y se explica en qué consiste la banda de valencia, la de conducción, y la banda prohibida o *gap* en un semiconductor. En el modelo de bandas es empleada la distribución de Fermi-Dirac para determinar la ocupación o la ausencia de electrones en la banda de valencia y en la banda de conducción (Saleh y Teich, 1991).

2.7 ¿Qué es un amplificador láser?

Un amplificador láser es un dispositivo que permite incrementar la amplitud, y por lo tanto la intensidad, de un campo electromagnético, es decir, incrementar la densidad de flujo de fotones empleando el fenómeno de la emisión estimulada como mecanismo de amplificación. Un amplificador láser debe ser coherente para considerarse como tal, lo cual implica que se mantenga la fase del campo electromagnético, o bien, que se desplace sólo por una cantidad fija. Además, si la onda electromagnética en la entrada es monocromática, también la onda resultante en la salida debe ser monocromática (de una sólo frecuencia). La emisión estimulada puede permitir la emisión, por parte de un átomo excitado, de otro fotón con la misma frecuencia, dirección y polarización que el fotón inicial. Estos dos fotones pueden entonces estimular la emisión de otros fotones que conserven las mismas características, contribuyendo así a la amplificación del campo

electromagnético en el modo de resonancia correspondiente a los fotones en cuestión. Debido a que la transición ocurre cuando la energía del fotón es aproximadamente igual a la diferencia de energía de la transición atómica $E_2 - E_1$, el proceso está restringido a una banda de frecuencias determinada por el ancho de línea de resonancia atómica $\Delta\nu$.

En equilibrio, recurriendo a la distribución de Boltzmann, existe una mayor población de átomos en los niveles de energía más bajos que en los más altos ($N_2 - N_1 < 0$). Esta situación conduce a que en el material predomine la probabilidad de absorción, y que por lo tanto éste se comporte como un atenuador en lugar de comportarse como un amplificador. Para lograr transformar el material absorbente en un material amplificante es necesario que haya una mayor población en nivel láser superior E_2 que en el inferior E_1 ($N_2 - N_1 > 0$), lo cual se conoce como inversión de población. Para uso práctico, la diferencia $N_2 - N_1$ se escribe simplemente como N . Para lograr la inversión de población es necesario emplear una fuente de energía externa que permita excitar los átomos hacia niveles de energía superiores tal que el nivel E_2 sea fuertemente poblado, y que a su vez el nivel E_1 sea despoblado con respecto a E_2 , provocando de esta manera que N se haga positiva y el material de comporte como un amplificador. Este mecanismo de excitación de átomos mediante una fuente externa para lograr la inversión de población es llamado bombeo. La tasa de bombeo R_2 es la cantidad de átomos por cm^3 que se bombean cada segundo hacia el nivel E_2 , poblándolo; mientras que R_1 es la tasa de bombeo a la cual se extraen átomos desde el nivel E_1 , despoblándolo (Saleh y Teich, 1991).

La densidad de probabilidad de que un átomo no excitado absorba un fotón es

$$W_i = \phi\sigma(\nu) \quad (32)$$

donde $\sigma(\nu) = (\lambda^2/8\pi t_{sp})g(\nu)$ es la sección transversal de transición a la frecuencia ν , $g(\nu)$ es la forma de línea, que generalmente se modela como $g(\nu) = (\Delta\nu / 2\pi)/[(\nu - \nu_0)^2 + (\Delta\nu/2)^2]$, t_{sp} es el tiempo de vida espontáneo, y λ es la longitud de onda en el medio amplificador. La ecuación (32) también indica la densidad de probabilidad de emisión estimulada (Saleh y Teich, 1991).

El coeficiente de ganancia está dado por

$$\gamma(\nu) = N\sigma(\nu) = N, \quad (33)$$

mientras que la ganancia del amplificador se expresa como

$$G(\nu) = e^{\gamma(\nu)d} \quad (34)$$

donde d es la longitud del medio amplificador, el cual para fines didácticos puede modelarse como un medio activo alojado en una barra cilíndrica de área unitaria (1 cm^2) y longitud d .

2.8 Oscilación láser

Para construir un láser, además de la amplificación de luz necesario proporcionar retroalimentación óptica al sistema mediante resonancia. Para tal fin se emplea un resonador Fabry-Perot dentro del cual se coloca el medio activo o medio amplificador como es mostrado en el esquema de la figura 2.4. Una fracción de luz se deja escapar del sistema con el fin de obtener en la salida un haz láser, y para ello es necesario que uno de los espejos, o los dos, no sea 100% reflejante, es

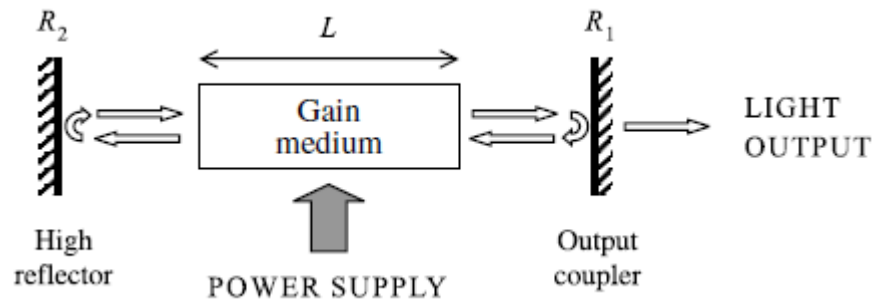


Figura 2.4 Diagrama esquemático de un oscilador láser.
(Imagen obtenida de (Fox, 2006)).

decir, que posea una cierta transmitancia. Sin embargo, el hecho de emplear espejos que no sean perfectamente reflejantes se traduce en introducción de pérdidas al resonador, por lo que es necesario encontrar un equilibrio entre la potencia de salida y las pérdidas por transmitancia con el fin de obtener el mejor resultado posible. Una vez que se combinan estos elementos se alcanza un fenómeno conocido como oscilación, el cual da lugar a la emisión láser y es descrito en el presente apartado.

Como ya se dijo en la sección 2.4, un resonador además de ayudar al almacenamiento de energía electromagnética también proporciona retroalimentación óptica al sistema. Esta es una retroalimentación en cuanto al desplazamiento de fase producido por el amplificador, el cual es compensado por el cambio de fase introducido por el resonador. Cada viaje de ida y vuelta a través del medio introduce un corrimiento de fase por unidad de longitud igual al número de onda $k = 4\pi\nu/c$. El resonador tiene asociadas ciertas características que contribuyen a las pérdidas; estas características son: el coeficiente de absorción del material que aloja al medio activo α_s y una parcial reflectancia en los espejos \mathcal{R}_1 y \mathcal{R}_2 . Entonces el coeficiente de pérdidas distribuidas es $\alpha_r = \alpha_s + \frac{1}{2d} \ln \frac{1}{\mathcal{R}_1\mathcal{R}_2}$, donde d es la distancia entre los espejos del resonador (Saleh y Teich, 1991).

Por otro lado, el medio activo tiene asociado un coeficiente de ganancia γ_0 que contribuye a la amplificación de luz, y por lo tanto a la producción de nuevos fotones en el sistema. Sin embargo, a causa de un fenómeno de saturación, este coeficiente de ganancia disminuye a medida que se incrementa la densidad de flujo de fotones. La saturación de ganancia es una consecuencia de la inversión de población en estado estable N , la cual es menor mientras mayor presencia de radiación amplificante exista en el medio activo, y está descrita por

$$N = \frac{N_0}{1 + \frac{\phi(\nu)}{\phi_s}}, \quad (36)$$

donde ϕ_s es una constante de saturación para el flujo de fotones y N_0 es la diferencia de población en estado estable en la ausencia de radiación amplificante. La radiación amplificante es la radiación que produce emisión estimulada y absorción. La expresión anterior es una medida directa del coeficiente de ganancia saturado, pues $\gamma = N\sigma(\nu)$ (Saleh y Teich, 1991).

2.8.1 Condiciones para la oscilación láser

Condición de ganancia: Para alcanzar la oscilación, el coeficiente de ganancia en pequeña señal (en ausencia de radiación amplificante) γ_0 debe ser mayor que el coeficiente distribuido de pérdidas α_r , es decir,

$$\gamma_0(\nu) > \alpha_r \quad (37)$$

de tal manera que mientras mayor sea el coeficiente de pérdidas, se requiere una mayor tasa de bombeo para lograr la acción láser.

Condición de fase: Cuando se amplifica la luz, también se introduce un coeficiente de corrimiento de fase, el cual es

$$\varphi(\nu) = \frac{\nu - \nu_0}{\Delta\nu} \gamma(\nu) \quad (38)$$

para una forma de línea Lorentziana como la de la ecuación (29). La segunda condición para la oscilación es que el corrimiento total de fase en un viaje completo de ida y vuelta en el resonador sea igual a un múltiplo entero de 2π , dicho de otra manera (Saleh y Teich, 1991):

$$2kd + 2\varphi(\nu)d = q2\pi, \quad q = 1, 2, 3, \dots, \quad (39)$$

2.8.2 Emisión láser en estado estable

Una vez que se ha cumplido la condición de ganancia en un láser, existe un coeficiente de ganancia mayor al coeficiente de pérdidas. Entonces puede iniciar la oscilación láser siempre y cuando se cumpla también la condición de fase. La diferencia entre el coeficiente de ganancia y el coeficiente de pérdidas empieza a disminuir a medida que el flujo de fotones aumenta, esto quiere decir que el láser tiene cada vez menor capacidad de amplificar, lo cual se conoce como saturación de ganancia. Finalmente, cuando el coeficiente de pérdidas es igual al coeficiente de ganancia, se alcanza un estado estable, y ambos coeficientes se mantienen iguales mientras el láser siga siendo bombeado.

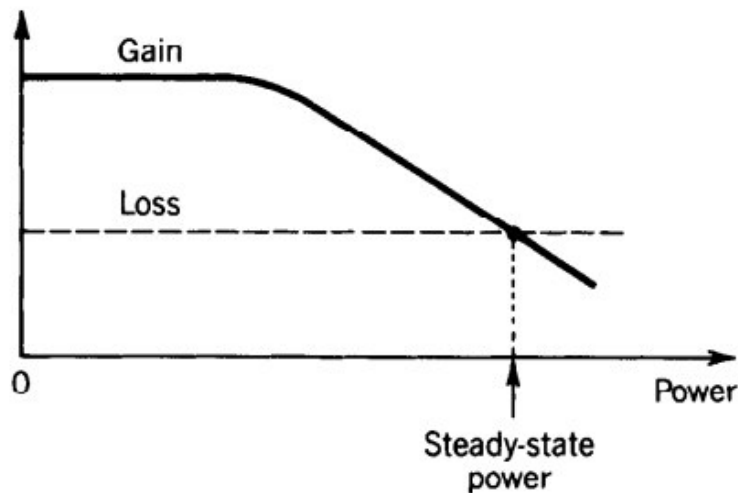


Figura 2.5 Disminución del coeficiente de ganancia como función de la potencia óptica presente. Cuando el coeficiente de ganancia es igual al de pérdidas, ha sido alcanzada la operación en estado estable.
(Imagen obtenida de (Saleh y Teich, 1991)).

En la figura 2.5 se muestra el comportamiento del coeficiente de ganancia como función de la potencia óptica producida en el láser. Es evidente que cuando la potencia es baja, el coeficiente de ganancia tiene su máximo valor; y después de un cierto nivel de potencia, este coeficiente disminuye hasta ser equivalente al coeficiente de pérdidas. Si se continúa bombeando el sistema, el coeficiente de ganancia es siempre estabilizado al valor α_r (Saleh y Teich, 1991).

2.9 Amplificación de Luz en Semiconductores

En un material sólido ya no basta sólo con analizar los átomos como entes aislados, pues sabemos que se deben considerar las interacciones con átomos vecinos, así que un sólido debe tratarse como un sistema de átomos. Los niveles de energía en los sólidos se encuentran discretamente espaciados pero muy cercanos entre sí, agrupados en conjuntos muy densos que forman más bien bandas de energía. Hay dos bandas de energía de mayor interés: la banda de valencia y la banda de conducción. Ambas están a su vez separadas por una brecha energética a la que se denomina gap, o banda prohibida. Para que pueda ocurrir una transición

electrónica de banda a banda es necesario que el electrón atraviese la banda prohibida. Si un electrón está inicialmente en el fondo de la banda de conducción y decae a la cima de la banda de valencia, liberará en forma de un fotón la energía correspondiente a la diferencia que hay entre los niveles donde ocurrió la transición, es decir, una energía correspondiente a la energía del gap. La energía del gap es, por lo tanto

$$E_g = E_c - E_v \quad (40)$$

donde E_c es el nivel de energía en el fondo de la banda de conducción, y E_v es el nivel de energía en la cima de la banda de valencia. Los semiconductores intrínsecos (sin impurezas), a $T = 0 K$, tienen su banda de valencia llena, y su banda de conducción vacía. Al aumentar la temperatura también aumenta el número de electrones en la banda de valencia, lo que ocasiona que empiecen a atravesar la banda prohibida y empiecen a poblar la banda de conducción, como lo describe la estadística de Fermi-Dirac. Cuando un electrón (carga negativa) abandona la banda de valencia para subir a la banda de conducción, deja detrás de sí un hueco, el cual se comporta como una carga positiva que se desplaza a través de la banda de valencia. Las transiciones de banda a banda son similares a la emisión espontánea, absorción y emisión estimulada explicadas anteriormente, sólo que en este caso se habla en términos de generación y recombinación de pares electrón-hueco (Saleh y Teich, 1991).

Las uniones entre diferentes regiones dopadas de un semiconductor se llaman homouniones. La unión $p-n$ es una homounión que consiste de una sección de tipo p y una de tipo n del mismo semiconductor. Cuando las dos regiones son puestas en contacto, los electrones del lado n empiezan a fluir hacia el lado p , y los huecos del lado p empiezan a fluir hacia el lado n . Sin embargo, llega el momento en que ya no pueden fluir más, entonces en una estrecha región en ambos lados de la unión

deja de haber portadores móviles de carga. Esta región se llama zona de agotamiento, la cual contiene sólo las cargas fijas (iones positivos en el lado n e iones negativos en el lado p). El espesor de esta zona en cada región es inversamente proporcional a la concentración de dopantes (Saleh y Teich, 1991).

En un material semiconductor la amplificación de luz ocurre siempre y cuando haya una alta población de electrones en la banda de conducción, así como una alta población de huecos en la banda de valencia, y lograr que la emisión estimulada predomine por encima de la absorción. Esta inversión de población es alcanzada mediante la inyección de una corriente eléctrica en una unión $p-n$ fuertemente dopada (con impurezas). Si entre las terminales de la unión se aplica un voltaje en polarización directa, se inyectan pares electrón-hueco destinados a recombinarse en la región de unión y producir emisión estimulada.

Para que un fotón pueda interactuar con un portador de carga en un material semiconductor cuya banda prohibida tiene una energía E_g , es necesario que el fotón tenga una frecuencia $\nu > E_g/h$. De esta manera los fotones incidentes pueden ser absorbidos causando la generación de pares electrón-hueco, o pueden producir fotones adicionales a partir de la recombinación estimulada electrón-hueco. La recombinación estimulada resulta en un coeficiente de ganancia asociado al material semiconductor en función de la corriente inyectada al mismo, con lo que se logra la amplificación del campo electromagnético.

2.10 Láseres de semiconductor (diodos láser)

Un láser de semiconductor es una unión $p-n$ amplificante que cuenta con retroalimentación óptica (un resonador). Un cristal semiconductor actúa como un medio de ganancia y también como un resonador óptico. Si el coeficiente de ganancia del amplificador es lo suficientemente grande, la retroalimentación convierte el amplificador en un oscilador óptico de semiconductor, mejor conocido

como diodo láser. El diodo láser es similar a un LED, pues en ambos la fuente de energía es la corriente eléctrica inyectada a la unión $p-n$. Sin embargo, en un LED la luz se genera por emisión espontánea, mientras que en el diodo láser (LD) la luz se genera por emisión estimulada.

El coeficiente de ganancia $\gamma_0(\nu)$ de un diodo láser tiene un valor pico γ_p aproximadamente proporcional a la concentración de portadores inyectados, la cual a su vez es proporcional a la densidad de la corriente inyectada J . Entonces el coeficiente de ganancia pico es

$$\gamma_p = \alpha \left(\frac{J}{J_T} - 1 \right) \quad (41)$$

donde J_T es la densidad umbral de corriente necesaria para lograr que el material comience a amplificar la radiación (densidad de corriente de transparencia) en la frecuencia de interés. J_T es determinada a partir de

$$J_T = \frac{el}{\eta_i \tau_r} \Delta n_T \quad (42)$$

donde τ_r es el tiempo de vida de recombinación electrón-hueco radiativa, $\eta_i = \tau/\tau_r$ es la eficiencia cuántica interna, τ es la tasa total de recombinación electrón-hueco (radiativa y no radiativa), l es el espesor de la región activa, α es el coeficiente de absorción en equilibrio térmico, y finalmente Δn_T es la concentración de portadores inyectados mínima para que el material empiece a amplificar.

El resonador de un diodo láser se fabrica escindiendo (exfoliando) (Nakamura et al, 1996) las caras del cristal que son normales al plano de la unión, pues esto las hace ser reflejantes, obteniendo así un resonador de longitud d (la separación entre ambas caras) y sección transversal lw , como se muestra en la figura 2.6. Los

semiconductores típicamente tienen altos índices de refracción, así que la reflectancia en la interfaz semiconductor-aire es

$$\mathcal{R} = \left(\frac{n - 1}{n + 1} \right)^2 \quad (43)$$

y en ocasiones ni siquiera es necesario fabricar espejos externos, pues algunos materiales poseen altas reflectancias debido a su alto índice de refracción, y logran proporcionar retroalimentación aprovechando esta cualidad.

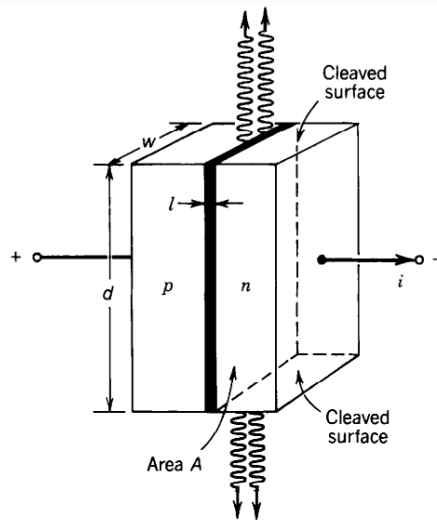


Figura 2.6 Diodo láser con un resonador formado las superficies paralelas escindidas. (Imagen obtenida de (Saleh y Teich, 1991)).

2.11 Condición para la oscilación en un diodo láser

Debido a que en cualquier láser la condición de ganancia para que haya oscilación es que el coeficiente de ganancia sea mayor que el coeficiente de pérdidas, en los diodos láser esta condición se expresa en términos del coeficiente de absorción, el coeficiente de pérdidas, y la densidad de corriente de transparencia como

$$J_t = \frac{\alpha_r - \alpha}{\alpha} J_T . \quad (44)$$

Debido a que la corriente $i = JA$, donde $A = dw$ es el área de sección transversal de la región activa, puede definirse también la corriente de transparencia como $i_T = J_T A$ y la corriente umbral para la oscilación láser como $i_t = J_t A$.

2.12 Control de la Inyección de Corriente en un Diodo Láser

La corriente eléctrica inyectada en un diodo láser es muy importante debido a que gracias a esta es posible la inversión de población en el diodo, y por lo tanto lograr la emisión estimulada (véase sección 2.6.3 y 2.7), con la cual la luz se amplifica de manera coherente. La corriente a través del diodo láser debe ser controlada para asegurar una operación segura del dispositivo. La información referente a la corriente de operación, corriente de umbral, y otras características, es proporcionada por el fabricante de cada dispositivo mediante su correspondiente hoja de datos. El diseño y calibración de los circuitos electrónicos que permiten gobernar la corriente suministrada a un diodo láser son realizados en base a dichas especificaciones.

La corriente puede ser manejada mediante señales continuas, como es el caso de un transistor cuyo punto de operación es manipulado manualmente. O bien puede emplearse un circuito lógico que permita apagar o encender el suministro de corriente dependiendo de ciertas condiciones lógicas.

Existen en el mercado diodos láser que incluyen en su encapsulado un fotodiodo destinado al monitoreo de la potencia óptica emitida por el láser y, dependiendo del modelo, están dispuestos en distintas configuraciones (Sanyo Electric Co. Ltd., 2007). El uso de estos fotodiodos de monitoreo permite tener un lazo de retroalimentación para un mejor control y regulación de la potencia óptica emitida.

En el presente trabajo se analizan y se comparan entre sí algunas topologías ya existentes que se emplean en el manejo de estos dispositivos. En la sección 6 se presentan los resultados de la implementación de un sistema electrónico que permite la regulación automática de la potencia que emite un diodo láser que opera en la región azul-violeta del espectro.

Capítulo 3

Planteamiento del problema

3.1 Identificación

Los láseres de semiconductor son uniones $p-n$ que trabajan mediante la inyección de una corriente eléctrica, la cual les es proporcionada al polarizar directamente la unión empleando una fuente de voltaje y un circuito de regulación (driver). La potencia óptica producida en la salida del láser es directamente proporcional a esta inyección de corriente, sin embargo ante diferentes temperaturas exhibe un comportamiento distinto, como lo muestra la figura 3.1, en donde puede observarse cómo la curva de potencia (L) presenta comportamiento no lineal a medida que la temperatura (T) aumenta por encima de la temperatura ambiente (Hertsens, 2005).

La curva de la figura 3.1 es utilizada para determinar el punto de operación del láser (corriente de trabajo a la potencia nominal) y la corriente de umbral (la corriente a la cual inicia la acción láser). El problema que se presenta es que, para una misma corriente inyectada al diodo, se obtienen potencias diferentes en función de la temperatura. Estas variaciones suceden a pesar de que los incrementos de temperatura sean bajos (Sanyo Electric Co. Ltd., 2007).

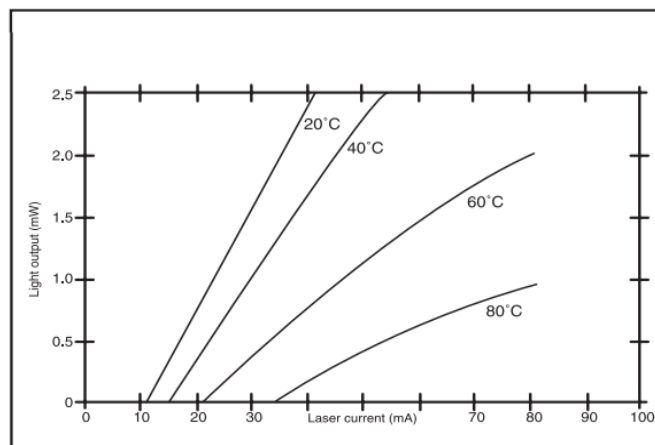


Figura 3.1 Curva L/I de operación en onda continua.
(Imagen obtenida de (Hertsens, 2005)).

El suministro de una corriente constante no garantiza estabilidad en la potencia, pues ésta también responde ante el nivel de la temperatura a la que esté trabajando el dispositivo (Sanyo Electric Co. Ltd., 2007, y Hertsens, 2005). Existen aplicaciones para los diodos láser en las que se requiere mantener estable el nivel de potencia, de tal manera que éste sea controlado ante variaciones de temperatura (Pacheco, Stolik, De la Rosa, y De la Cadena, 2014). Además, es necesario que estos dispositivos puedan proporcionar la potencia óptica deseada, para lo cual se requiere de un lazo de retroalimentación en el sistema, para que de esta manera pueda corregirse la señal de error.

El problema de desarrollar un prototipo que mantenga automáticamente la potencia de salida óptica de un láser semiconductor, en esta tesis se atiende en conjunto con el problema de que su marco teórico y metodología deben servir como referencia para resolver el problema de la comprensión del proceso láser, pensando en los futuros colaboradores con poca experiencia en los proyectos con este tema en el ITSUR.

3.2 Justificación

El desarrollo de un circuito *driver* está destinado a la regulación automática de la potencia óptica de un diodo láser. Con este tipo de drivers se busca atender la necesidad que se tiene en algunas aplicaciones de contar con fuentes de luz láser que proporcionen niveles constantes de potencia, lo cual las hace más confiables (Herrero, 2013). Se hace la comparación entre un circuito de corriente regulable en lazo abierto y uno en lazo cerrado con el fin de demostrar la diferencia que existe entre ambos. El principio base para el funcionamiento de estos drivers es relativamente sencillo, por lo que el costo de su implementación es relativamente bajo. Sin embargo, este costo puede incrementar a medida que la aplicación requiera tecnología adicional para la comodidad del usuario, como el uso de pantallas LCD o teclados para el ingreso de datos, pues esto implica el uso de microcontroladores para el procesamiento.

3.3 Alcance.

El alcance de este trabajo de investigación está delimitado al desarrollo de un documento destinado a ser una fuente de información para futuros estudiantes y colaboradores con poca experiencia en el manejo de láseres; así como al desarrollo de un prototipo driver para el control automático de la potencia óptica de un láser de semiconductor, tal que esta permanezca estable y constante a pesar de las variaciones en la temperatura ambiente. El dispositivo para el cual se desarrolla el prototipo mencionado es un láser que emite luz a una longitud de onda de 405 nm y puede operarse a una potencia óptica menor o igual que 50 mW.

Capítulo 4

Objetivos

4.1 Objetivos generales.

- 4.1.1** Realizar el estudio y asimilación del proceso que conduce a la emisión láser en un material semiconductor, para así plasmarlo de manera sencilla y resumida en un documento de texto que permita a futuros estudiantes y colaboradores en proyectos de investigación conocer el principio de operación de los láseres.

- 4.1.2** Controlar de manera automática, mediante el empleo de un circuito electrónico, la potencia óptica emitida por un diodo láser tal que pueda garantizarse su estabilidad ante las perturbaciones provocadas por cambios en la temperatura ambiente.

4.2 Objetivos específicos.

- 4.2.1** Llevar a cabo una revisión de los conceptos más importantes involucrados en la teoría de láseres.
- 4.2.2** Seleccionar y analizar los temas que conciernen a la luz y sus interacciones con la materia, que permiten el entendimiento de los láseres.
- 4.2.3** Asimilar los fundamentos de la emisión y amplificación de luz en materiales semiconductores.
- 4.2.4** Aplicar los conocimientos adquiridos al estudio de la retroalimentación óptica y oscilación en láseres de semiconductor.
- 4.2.5** Plasmar en el capítulo 2 de este documento, los temas tratados durante el desarrollo los puntos anteriores.

- 4.2.6** Realizar un análisis detallado de las partes principales que conforman un circuito de control automático de potencia (APC).
- 4.2.7** Conocer las características del dispositivo SLD3232VF proporcionadas por el fabricante en la hoja de datos del producto.
- 4.2.7** Caracterizar el dispositivo empleado (SLD3232VF) en cuanto a la corriente suministrada al láser y la señal de monitoreo entregada por el detector que este incluye.
- 4.2.8** Identificar, con base en las características del dispositivo empleado, los componentes electrónicos necesarios para lograr el funcionamiento adecuado del circuito final, buscando su facilidad de manejo.
- 4.2.9** Elaborar un diagrama del circuito a implementar.
- 4.2.10** Montar el circuito en una placa de pruebas y realizar las mediciones correspondientes para verificar su buen funcionamiento.
- 4.2.11** Desarrollar una placa de circuito impreso que permita alojar los elementos del driver y conservar el circuito de manera permanente.
- 4.2.12** Realizar las pruebas de funcionamiento en la placa de circuito impreso.

Capítulo 5

Metodología

La investigación que condujo a la elaboración de la presente tesis fue realizada en las instalaciones del Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato (ITSUR) en dos etapas. La primera de ellas fue una revisión de la literatura y el entendimiento de la matemática y la física involucradas en la teoría de la luz y de los láseres. La segunda etapa consistió en la aplicación del conocimiento, asimilado durante la primera etapa, al entendimiento del proceso de emisión láser en un diodo semiconductor. En esta etapa también se llevó a cabo el desarrollo e implementación de un circuito electrónico capaz de controlar la potencia óptica emitida por un láser de semiconductor.

5.1 Primera etapa: Revisión del marco teórico

La primera etapa del proyecto consistió en la revisión detallada de la literatura existente en cuanto a la naturaleza y propiedades fundamentales de la luz, así como su interacción con la materia. Posteriormente se hizo una revisión de los conceptos físicos involucrados en el funcionamiento de los láseres en general. A partir de esta revisión se hizo una selección de los tópicos más fundamentales y necesarios para el entendimiento del proceso de emisión láser, el cual se describe a detalle en el capítulo 2, dedicado al Marco Teórico. Se determinó que para el estudio de los láseres es importante introducir al lector en el tema empezando por la descripción de la naturaleza electromagnética y ondulatoria de la luz, y la exposición de las características principales de las ondas, como son la longitud de onda, la amplitud, la frecuencia y la fase, entre otras. Así también se consideró importante la inclusión de un apartado correspondiente a los resonadores ópticos tanto unidimensionales como tridimensionales, pues en los láseres es empleado un resonador unidimensional, como el Fabry-Perot para proporcionar retroalimentación óptica al sistema; los resonadores también son importantes en el estudio de las interacciones

de la radiación con la materia y en el concepto de fotón, por esta razón fue conveniente exponer su funcionamiento en un apartado especial.

Debido a que en la literatura fue encontrado que la palabra láser es un acrónimo de “*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*” (Fox, 2006, Hecht, 2000, Saleh y Teich, 1991, y Verdeyen, 1995), cuya traducción al español es “Amplificación de Luz por Emisión Estimulada de Radiación”, esto sirvió como guía para la selección de información concerniente a la teoría de los láseres.

La emisión estimulada es una de las tres principales interacciones de la luz con la materia, y es el mecanismo mediante el cual se logra la amplificación de luz en un láser a partir de las transiciones electrónicas entre los niveles de energía atómicos (véase sección 2.6.3), así que se procedió a estudiarla con detalle y explicarla en términos simples. La condición para lograr una abundancia de emisión estimulada se llama inversión de población, y es descrita en la sección 2.7. De esta manera se procedió a explicar el fenómeno de amplificación de luz con base en las interacciones que ocurren a nivel atómico y molecular.

5.2 Segunda etapa: Estudio de la teoría de diodos láser y desarrollo del driver

El dispositivo láser empleado en el proyecto es uno fabricado a base de nitruro de galio (GaN), un semiconductor formado por elementos del grupo III y V de la tabla periódica, el cual trabaja a una longitud de onda $\lambda = 405 \text{ nm}$, correspondiente a la región azul del espectro, y su potencia óptica de operación es $L = 50 \text{ mW}$, con una corriente de operación típica de $i = 55 \text{ mA}$. El modelo del dispositivo es el SLD3232VF (Sony, 2008), el cual incluye en el encapsulado un fotodiodo que puede emplearse en el monitoreo de la potencia de salida L y establecer un lazo de retroalimentación para su control automático por medio del circuito *driver*.

5.2.1 Análisis y simulación de un circuito regulador de corriente

Partiendo del hecho de que en un diodo láser el bombeo se lleva a cabo mediante la circulación de una corriente eléctrica a través del diodo, con lo cual se logra la introducción de pares electrón-hueco en ambos lados de la unión p-n, alcanzando una inversión de población necesaria para la amplificación de luz, fue tomada una topología utilizada comúnmente para la regulación en lazo abierto de la corriente inyectada a un diodo láser. En la figura 5.1 se muestra la topología de dicho circuito, la cual fue analizada para determinar su funcionamiento electrónico y su comportamiento ante variaciones en la resistencia empleada para el control de corriente.

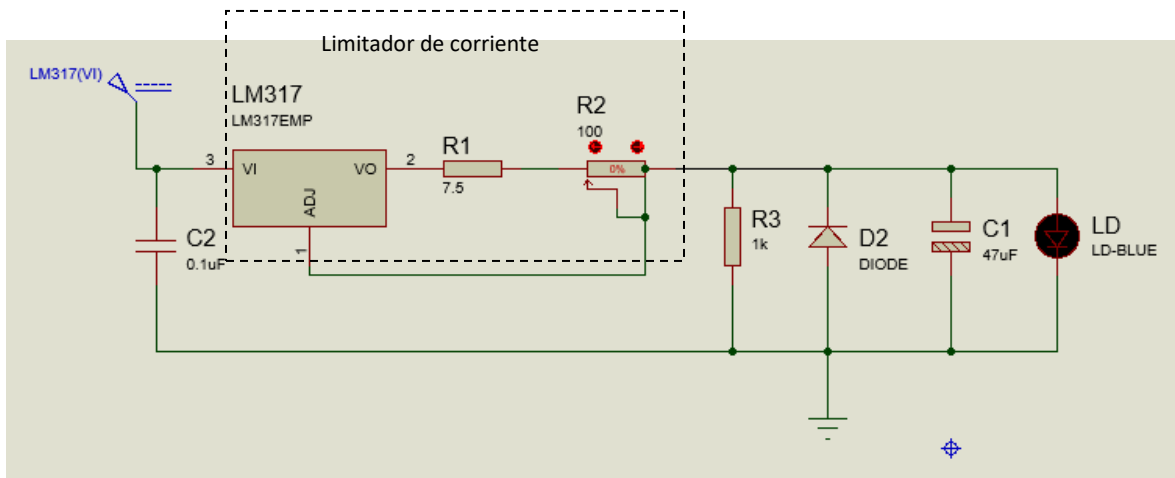


Figura 5.1 Topología utilizada comúnmente para la regulación en lazo abierto de la corriente inyectada a un diodo láser.

Se identificó la configuración del regulador LM317 como un arreglo para la regulación de corriente mediante la resistencia variable R_2 , el cual está basado en el circuito de la figura 5.2, tomada de la hoja de datos del dispositivo LM317 (Texas Instruments, 2016).

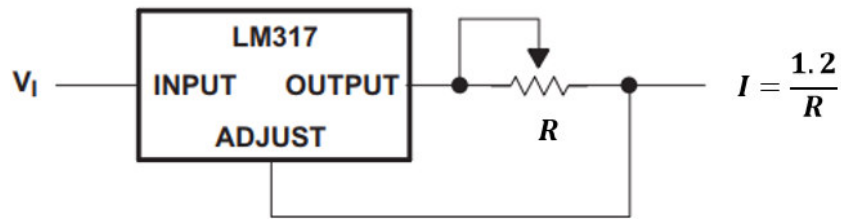


Figura 5.2 Configuración del CI LM317 como circuito limitador de corriente.

La corriente que suministra el regulador en su salida está dada por

$$I = \frac{1.2 V}{R_1 + R_2}, \quad (45)$$

donde R_2 puede tomar valores entre 0 y R_{2max}

La resistencia R_1 sirve para limitar la corriente máxima a

$$I_{max} = \frac{1.2 V}{R_1 + R_2} \Big|_{R_2=0} = \frac{1.2 V}{R_1} \quad (46)$$

y la corriente mínima queda limitada a

$$I_{min} = \frac{1.2 V}{R_1 + R_2} \Big|_{R_2=R_{2max}} = \frac{1.2 V}{R_1 + R_{2max}} \quad (47)$$

La segunda parte del circuito corresponde al suministro de la corriente I . En la figura 5.3 puede verse cómo el diodo y el capacitor están conectados en paralelo con el láser. Este arreglo es empleado con el fin de que el capacitor proporcione un filtrado en la señal de corriente que se entrega al diodo, así como un retardo en la respuesta de la misma ante una función excitatriz. Así también es evidente que el diodo se ha

colocado en el circuito con la intención de establecer un medio para la descarga del capacitor, de tal modo que el voltaje entre sus terminales nunca llegue a polarizar inversamente el láser. En el circuito que muestra la figura 5.3 han sido incluidas las resistencias R_C y R_{LD} , las cuales sirven para sensar de manera indirecta la corriente que pasa a través del capacitor $C1$ y del diodo láser LD , respectivamente, y así verificar el comportamiento de $C1$ y cómo este influye en el circuito. Se ha elegido para estas resistencias un valor de $1\ \Omega$, pues en este caso lo que se buscó fue visualizar la forma de las señales más que conocer con precisión su valor. Entonces la corriente que pasa a través de cada elemento será $i = V_{medido}/1\Omega$.

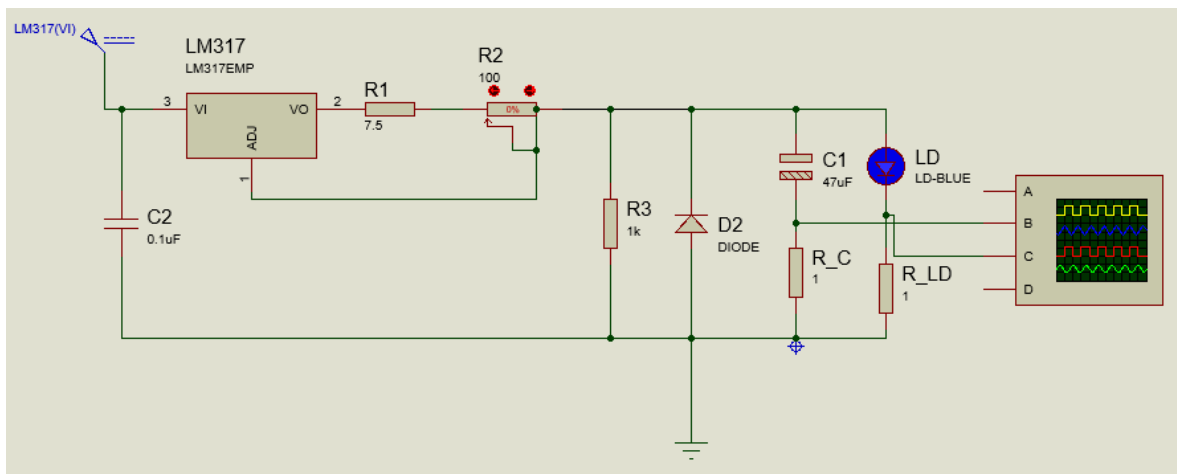


Figura 5.3 Esquema para la medición de corriente en LD y C1.

Como siguiente paso se simularon las mediciones antes mencionadas, y las señales de corriente pueden visualizarse en la figura 5.4. La corriente a través del diodo láser LD, representada con color rosa, muestra una señal de corriente con comportamiento creciente y que se establece finalmente en un valor máximo, pero con cierto retardo. La corriente a través de $C1$, representada con color azul, muestra una señal que primero crece y llega a un máximo, para después regresar y oscilar alrededor del cero, y finalmente establecerse de nuevo en $0\ mA$. Quedó de esta manera comprobada la influencia que el capacitor $C1$ tiene sobre el resto del

circuito, proporcionando cambios graduales en el encendido y apagado del láser, así como filtrado de la señal.

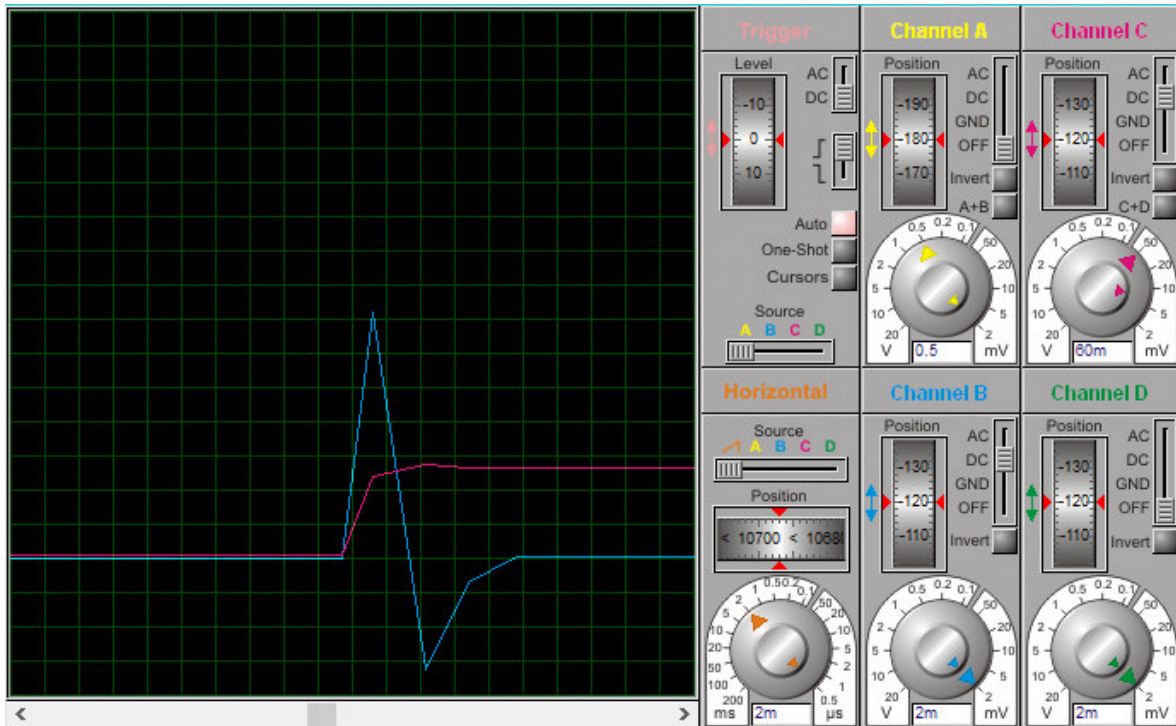


Figura 5.4 Señales de corriente a través de C1 (azul) y LD (azul).

Para la prueba física del circuito se empleó un láser común que emite en la región roja del espectro. En la figura 5.5 aparece el circuito, montado en protoboard, alimentando al diodo láser rojo.

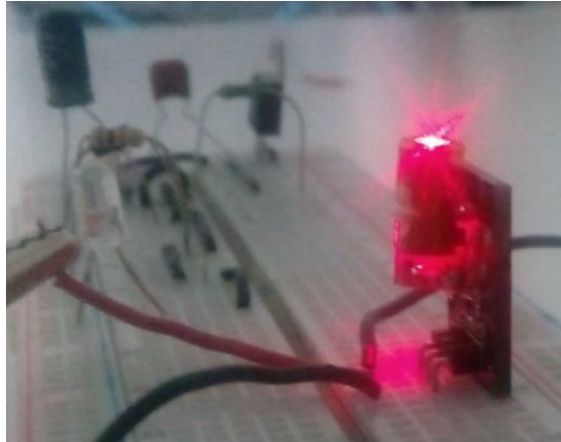


Figura 5.5 Alimentación de un diodo láser rojo mediante el circuito de la figura 5.3.

5.2.2 Uso del Fotodiodo Monitor como Elemento Sensor del Sistema

El circuito descrito en los párrafos anteriores (Fig. 5.1) es útil para gobernar de manera manual la corriente inyectada a un láser de semiconductor. Sin embargo, existe la desventaja de que la potencia óptica de un láser no sólo depende de la corriente inyectada, sino también de otras variables como la temperatura ambiente (Herrero, 2013, y Hertsens, 2005), y es bien sabido que la temperatura ambiente varía de un punto a otro de la atmósfera, y además varía en el tiempo. Es por esta razón que la inyección de una corriente eléctrica constante a través del diodo láser no garantiza de ninguna manera la estabilidad en la potencia óptica, pues esta responderá siempre a cambios en la temperatura ambiente, llevándonos a no tener un control preciso de la misma.

Debido a que existen aplicaciones en las que es necesario el suministro de luz láser en determinados niveles constantes de potencia, por ejemplo los sistemas de instrumentación optoelectrónicos que describe (Herrero, 2013), se ha optado por emplear en el driver un dispositivo láser que incluye un fotodiodo en su encapsulado, con el fin de monitorear la salida y tener continuamente una medición de la potencia.

El dispositivo SLD3232VF posee en su interior un diodo láser y un fotodiodo conectados en cátodo común (Sony, 2008), como lo muestra la figura 5.6. Para ver la hoja de datos del dispositivo SLD3232VF, el lector puede recurrir al **Anexo A** de este documento.

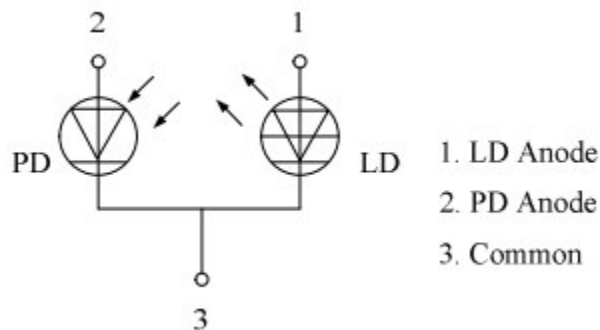


Figura 5.6 Esquema de conexión interna en el dispositivo SLD3232VF.

(Imagen obtenida de (Sony, 2008)).

El monitoreo de potencia se realiza de la siguiente manera: El fotodiodo PD recibe la señal luminosa procedente del láser LD y como consecuencia se genera un voltaje V_{PD} entre sus terminales de ánodo y cátodo. Este voltaje puede ser aprovechado en un circuito electrónico como señal de retroalimentación para ser comparada con un valor deseado o “*punto de ajuste*” especificado por el usuario del driver.

5.2.3 Caracterización del Fotodiodo

Se realizaron mediciones del voltaje entregado por el fotodiodo ante diferentes niveles de corriente suministrada al diodo láser. Esto fue llevado a cabo de la siguiente manera:

- Se generó una señal PWM con frecuencia de 1 KHz y se estableció un ciclo de trabajo inicial de 1%.

- La señal PWM se empleó para proporcionar una corriente de base al transistor de la figura 5.7, el cual es usado para proporcionar una inyección de corriente al diodo láser. El ciclo de trabajo de la señal fue variado gradualmente de 1 a 100% para proporcionar distintos niveles de corriente al transistor. El capacitor C_B es empleado en estos circuitos para proporcionar un filtrado en la corriente de base, y al mismo tiempo sirve como elemento de retardo. El capacitor de emisor C_E cumple la función de filtrado para la corriente del diodo láser, y proporciona una respuesta suave en el encendido y apagado del dispositivo, y de esta manera se le protege fácilmente de conmutaciones bruscas. La corriente suministrada fue medida con ayuda de un multímetro digital en serie con el láser, como lo muestra la figura 5.7.

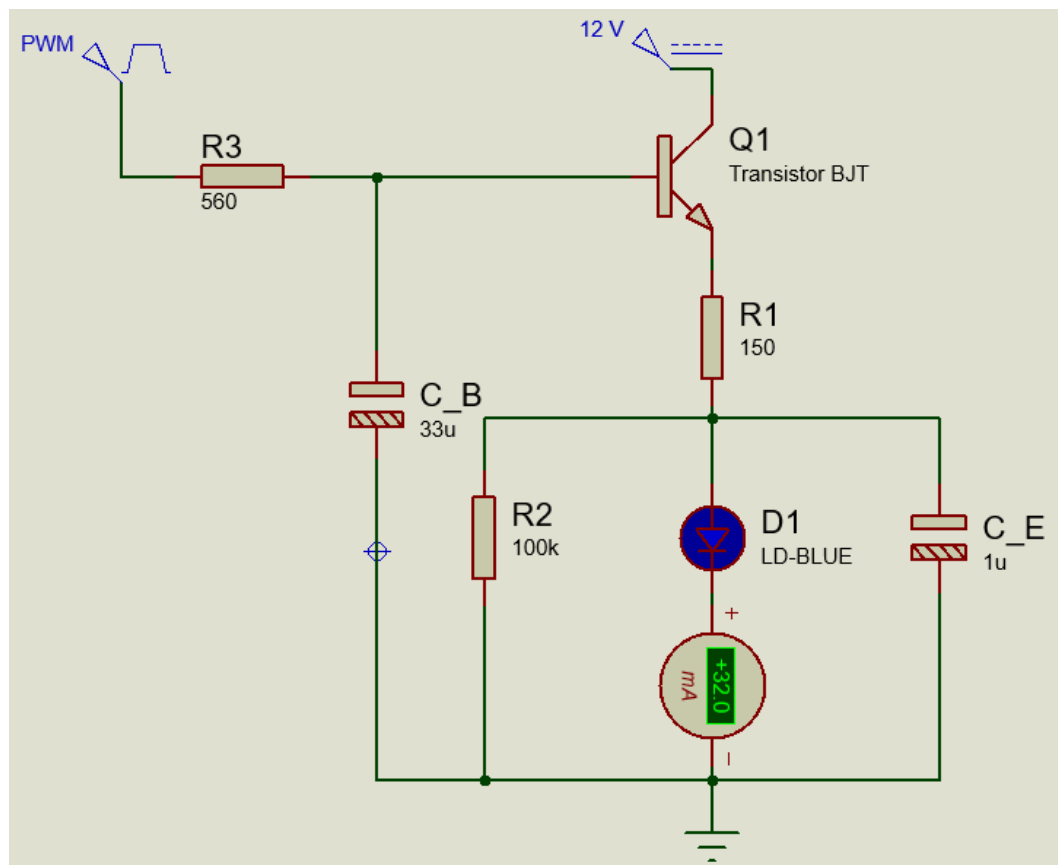


Figura 5.7 Esquema del circuito empleado para hacer llegar la energía al diodo láser.

- Una porción de la luz emitida por el láser incide sobre el fotodiodo monitor y, gracias al efecto fotoconductor (Saleh y Teich, 1991), genera un voltaje V_{PD} entre sus terminales, proporcional a la potencia óptica recibida. Dicho voltaje está en el orden de los mV y puede ser entonces medido por un osciloscopio o por un multímetro. La medición en este caso fue realizada con la ayuda de un osciloscopio como muestra el esquema de la figura 5.8.

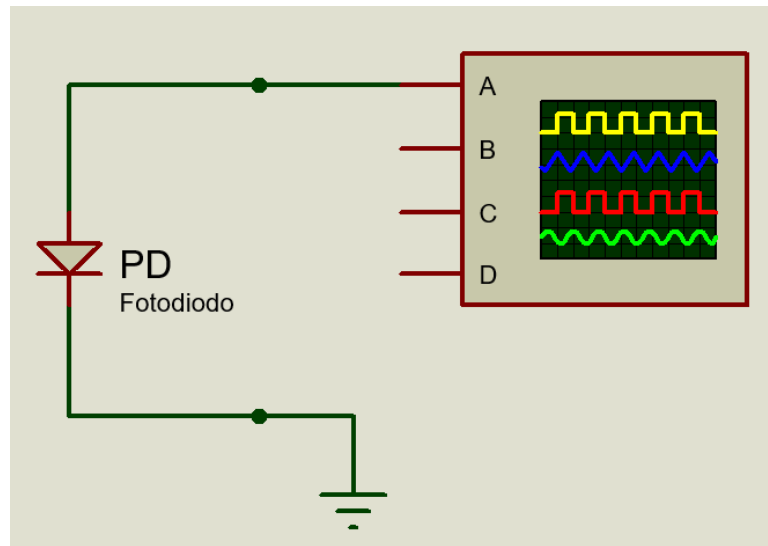


Figura 5.8 Esquema para la medición del voltaje V_{PD} generado entre el ánodo y el cátodo del fotodiodo.

De esta manera fue posible realizar el registro de los datos del voltaje en el fotodiodo en función de la corriente a través del láser. Los datos obtenidos aparecen en la tabla 5.1 y en la figura 5.9, donde se muestra que para niveles de corriente menores a 3.95 mA se tienen niveles muy bajos de voltaje en el fotodiodo, esto es debido a existe un umbral de corriente I_{th} por debajo del cual el dispositivo opera como si se tratara de un diodo emisor de luz (LED), y la amplificación por emisión estimulada tiene lugar únicamente por encima de este umbral, alcanzando la emisión láser.

I_{LD} (mA)	V_{PD} medido (mV)
0.38	48
3.95	384
8.61	440
13.36	440
18.75	448
23.97	472
29.26	568
34.35	624
42	640

Tabla 5.1 Voltaje en el fotodiodo en función de la corriente inyectada al diodo láser.

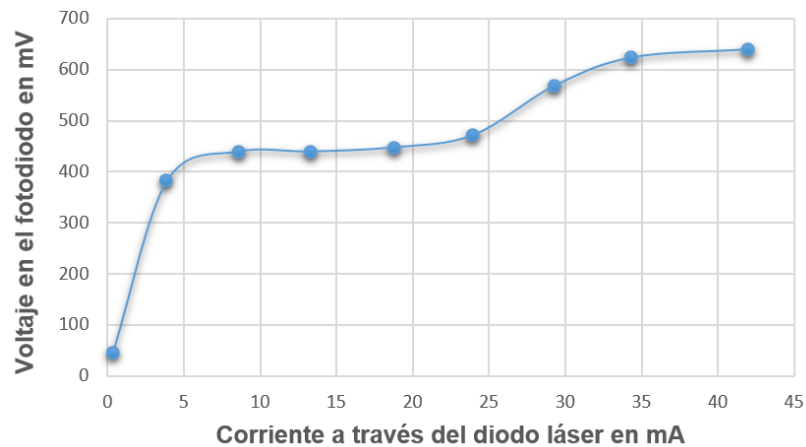


Figura 5.9 Voltaje en el fotodiodo en función de la corriente inyectada al diodo láser.

Como puede observarse, la relación I_{LD} vs V_{PD} es creciente pero no presenta un comportamiento lineal. Estas variaciones se deben principalmente a la influencia de la temperatura ambiente y de la intensidad luminosa del entorno, por esta razón son distintas cada vez que se realiza la

caracterización. La importancia de haber realizado estas mediciones radica en que de esta manera fue posible realizar una estimación del rango de voltajes en el que opera el fotodiodo ante un rango de corriente de 0 a 42 mA. A pesar de no presentar un comportamiento rigurosamente lineal, la correlación entre estas dos variables sí lo es de manera aproximada a partir de la segunda medición, donde para una corriente $I_{LD} = 3.95 \text{ mA}$ se midió un voltaje $V_{PD} = 384 \text{ mV}$. A partir de esta medición todas las demás presentan una variación menor a 46 mV en comparación con la línea de tendencia mostrada en el gráfico de la figura 5.10, mientras que para la primera fue de 636.76 mV. La figura 5.10 muestra la interpolación lineal calculada entre la segunda y la última medición de la tabla 5.1, así como también la ecuación de la recta

$$V_{PD} = 6.97 I_{LD} + 350.17 \quad (48)$$

resultante de dicha interpolación.

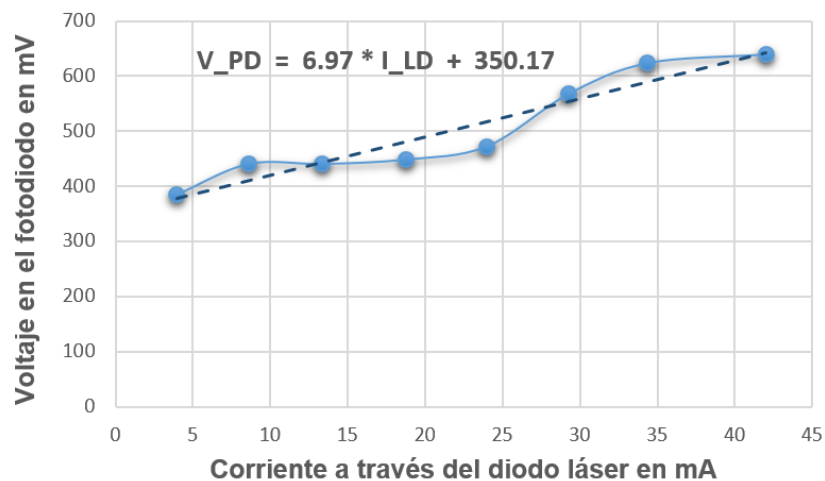


Figura 5.10 Gráfico que muestra la recta que mejor se aproxima a los valores medidos, así como su ecuación.

La comparación entre las mediciones y los valores de la recta pudo realizarse con ayuda de la ecuación de recta presentada en la figura 5.10. Los datos de esta comparación se muestran en la tabla 5.2, donde puede verse en la última columna la diferencia entre cada valor medido y su contraparte calculada mediante la ecuación.

I_LD (mA)	V_PD medido (mV)	V_PD lineal (mV)	Diferencia
0.38	48	352.82	-304.82
3.95	384	377.70	6.30
8.61	440	410.19	29.81
13.36	440	443.30	-3.30
18.75	448	480.87	-32.87
23.97	472	517.26	-45.26
29.26	568	554.13	13.87
34.35	624	589.61	34.39
42	640	642.94	-2.94

Tabla 5.2 Comparación entre los valores de la recta aproximada y los datos obtenidos a partir de las mediciones.

5.2.4 Análisis del Circuito de Control Automático de Potencia (APC)

Los sistemas de control en lazo cerrado operan en base a un valor deseado $R(t)$, el cual se compara con la variable de retroalimentación, que en este caso es $V_{PD}(t)$, para determinar una tercera variable conocida como error $e(t)$ que es equivalente a

$$e(t) = R(t) - V_{PD}(t), \tag{49}$$

el cuál debe ser reducido a su mínimo valor posible buscando conseguir que $R(t) = V_{PD}(t)$. La forma más sencilla de conseguir este propósito es mediante la

conmutación entre dos niveles lógicos 0 y 1, que activan o desactivan el sistema a controlar conocido como “planta”, dependiendo del signo de la señal de error. A esta acción de control se le denomina On-Off (Ogata, 2010).

La empresa Sanyo Electric Co., Ltd. proporciona en su catálogo de diodos láser (Sanyo Electric Co. Ltd., 2007) una topología para el control automático de potencia (APC) de dispositivos que incluyen fotodiodo monitor, la cual se muestra en la figura 5.11 y funciona mediante la acción On-Off. El circuito que se empleó en este proyecto está basado en dicha topología, sin embargo, se realizó un análisis para su entendimiento y posteriormente se diseñaron paso a paso las partes que conforman el sistema de control, llegando a un esquema similar al de la figura 5.11 con pequeñas diferencias. En los párrafos siguientes se describe la metodología seguida para el desarrollo del esquema implementado en este proyecto.

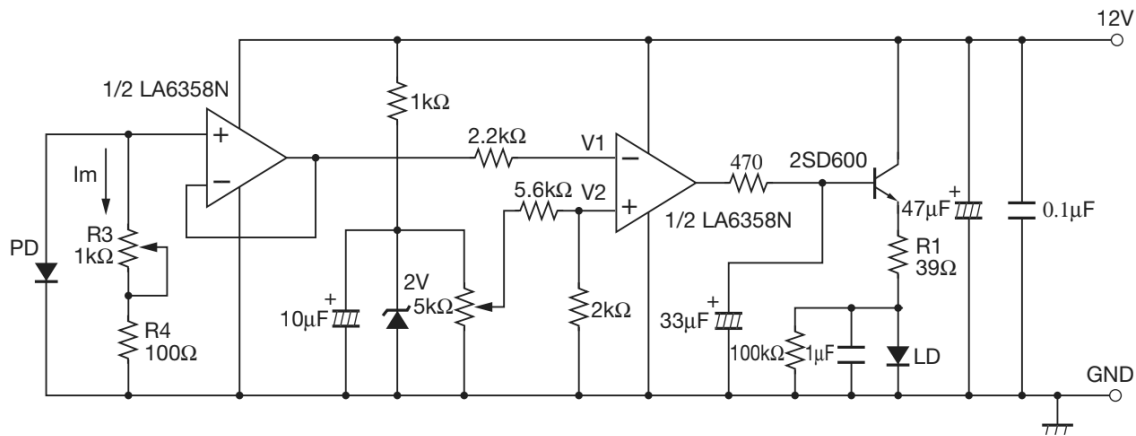


Figura 5.11 Topología de circuito APC proporcionado en (Sanyo Electric Co. Ltd., 2007).

Debido a que se trabaja con las señales electrónicas analógicas $R(t)$ y $V_{PD}(t)$, el elemento adecuado más sencillo para realizar una acción On-Off es el amplificador operacional en configuración de comparador como el que aparece en la figura 5.12. Este comparador funciona de la siguiente manera: La señal del valor deseado $R(t)$ se conecta en la terminal no inversora (+), mientras que la señal del fotodiodo $V_{PD}(t)$ se conecta en la terminal inversora (-). Debido a la alta ganancia que presentan los

amplificadores operacionales actuales, si el resultado de la operación $R(t) - V_{PD}(t)$ es positivo entonces en la salida se obtiene un valor positivo equivalente al voltaje $V+$, y si el resultado es negativo entonces en la salida se obtiene un valor negativo equivalente a $V-$ (Johnson, 2014). Para este proyecto se emplearon los amplificadores operacionales del circuito integrado TL082 (Texas Instruments, 2013) y fue necesario alimentarlos con los voltajes $V+ = +12\text{ V}$ y $V- = -4\text{ V}$, ya que para valores de $V-$ mayores que -4 V (más cercanos a cero) el circuito integrado no funciona correctamente. Las primeras 9 páginas de la hoja de datos del circuito integrado TL082 están disponibles en el **Anexo B** del presente documento.

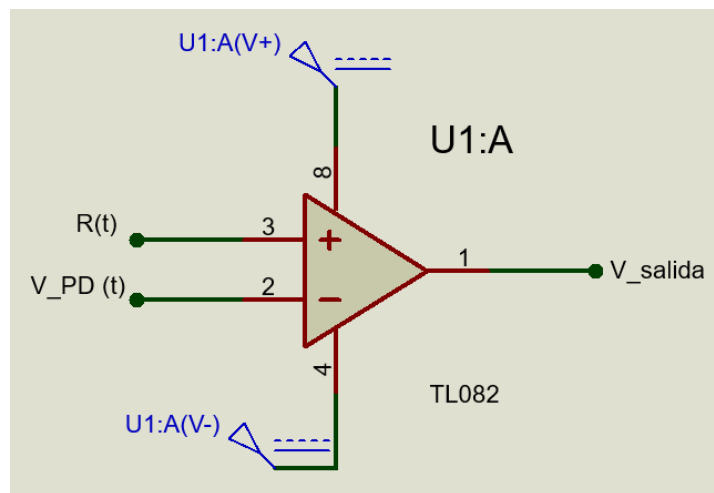


Figura 5.12 Esquema de conexión de un amplificador comparador.

Teniendo apagada la fuente de alimentación, la salida de este comparador es conectada a la resistencia de base del circuito de la figura 5.7 sustituyendo la señal PWM empleada en la caracterización del fotodiodo, como lo muestra la figura 5.13. El diodo en serie se utiliza debido a que la salida del comparador entrega valores negativos cuando la diferencia $R(t) - V_{PD}(t) < 0$, y resulta preferible entregar sólo voltajes positivos que proporcionen la corriente de base al transistor.

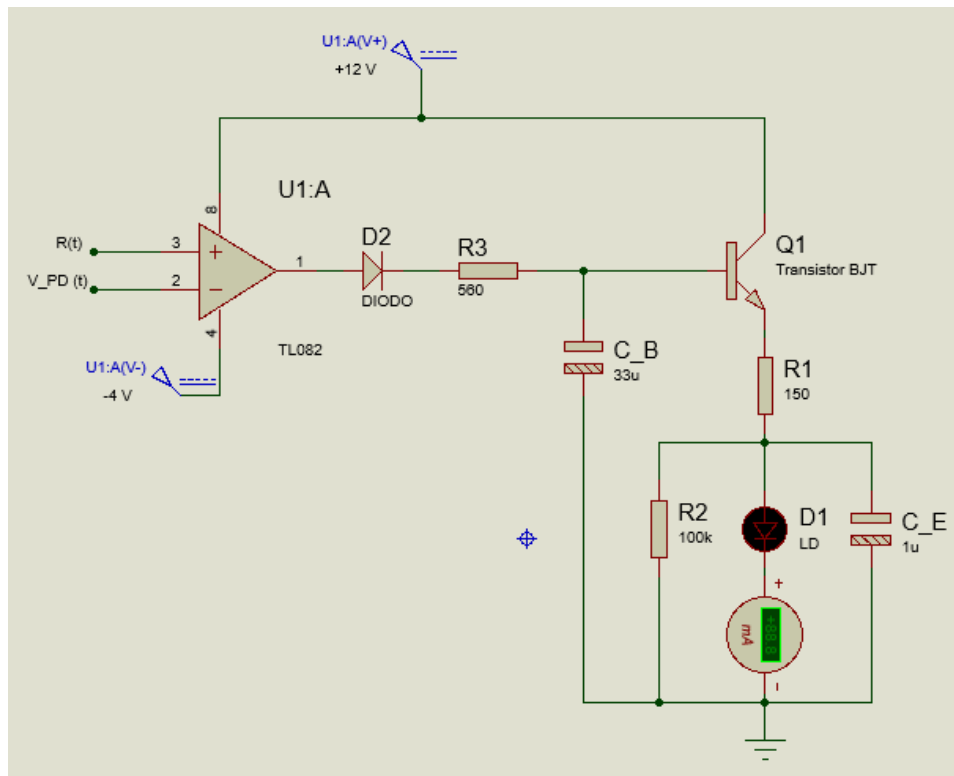


Figura 5.13 La señal de salida del comparador es entregada al circuito de alimentación del láser. Se emplea un diodo para bloquear la posible corriente ocasionada por voltajes negativos en la salida.

Sin embargo, para aprovechar la señal del fotodiodo de retroalimentación no basta sólo con conectar sus terminales directamente a la terminal no inversora del comparador, sino que es necesario emplear un amplificador operacional adicional que permita tener una buena adaptación de impedancias, es decir, que haga posible mantener el nivel de voltaje entregado por el fotodiodo y hacerlo llegar al comparador. La configuración requerida para tal fin es la de amplificador búfer, mostrada en la figura 5.14, el cual presenta una muy alta impedancia de entrada u una muy baja impedancia de salida, además de que su ganancia es unitaria (Johnson, 2014). Debido a su baja impedancia de salida, la tensión que se obtiene de este amplificador puede ser conectada, mediante una resistencia en serie, a la terminal inversora (+) del comparador que aparece en la figura 5.13.

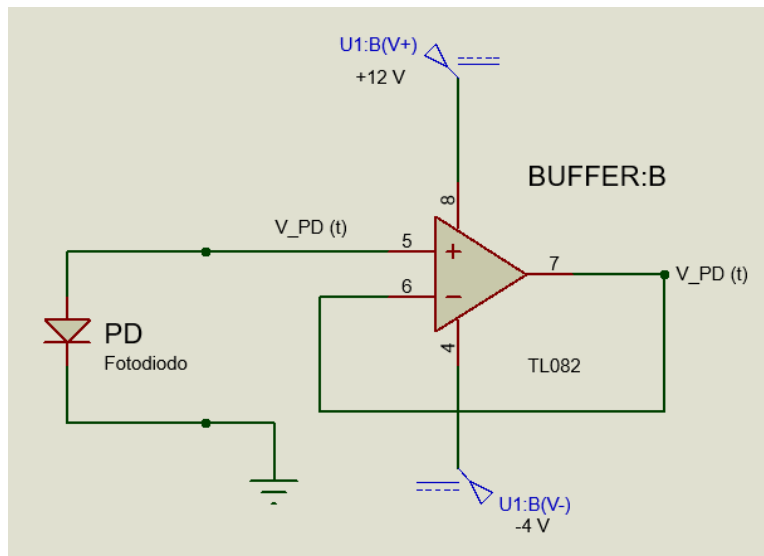


Figura 5.14 Búfer para la adaptación de impedancias entre la señal del fotodiodo y el resto del circuito. Empleando el buffer se evitan las caídas de tensión y se aprovecha mejor la señal $V_{PD}(t)$.

5.2.4 Punto de ajuste o valor deseado $R(t)$

Para obtener la señal de error es necesario comparar las señales $R(t)$ y $V_{PD}(t)$ con ayuda del comparador de la figura 5.13, y así determinar si se envía un 0 o un 1 al circuito de alimentación del láser. A continuación se describe el método usado en este circuito para la obtención de la señal correspondiente al valor deseado $R(t)$.

La señal $R(t)$ es obtenida a partir de la tensión entre el cátodo y el ánodo del diodo Zenner polarizado en inversa de la figura 5.15. Esta tensión de 2.4 V se aplica a las terminales de la resistencia variable, la cual funciona como divisor de voltaje. Este divisor de voltaje permite ser manipulado por el usuario, de tal manera que el resultado es un rango que puede tomar valores entre 0 y 2.4 V en la salida del potenciómetro. El divisor de voltaje formado por las resistencias R5 y R6 ayuda a reducir la señal y acoplarla con la que proviene del fotodiodo para así aprovechar lo máximo posible el recorrido mecánico del potenciómetro RV1. Es aquí donde se aplica la caracterización realizada, cuyos datos aparecen en la tabla 5.1; debido a

que cuando $V_{PD} = 624 \text{ mV}$ el haz de luz era aceptablemente intenso, se estableció también este voltaje como $R(t)$ máximo. Entonces se procedió a calcular la resistencia $R5$ que hiciera posible este nivel cuando el potenciómetro entregara 2.4 V, de la siguiente manera:

$$R5 = 2 \text{ K}\Omega \left(\frac{2.4 \text{ V}}{0.624 \text{ V}} - 1 \right) = 5.692 \text{ K}\Omega$$

Sin embargo, la resistencia comercial más cercana a la calculada es de $5.6 \text{ K}\Omega$, por lo tanto se utilizó una de ese valor, coincidente con lo que especifica el circuito original.

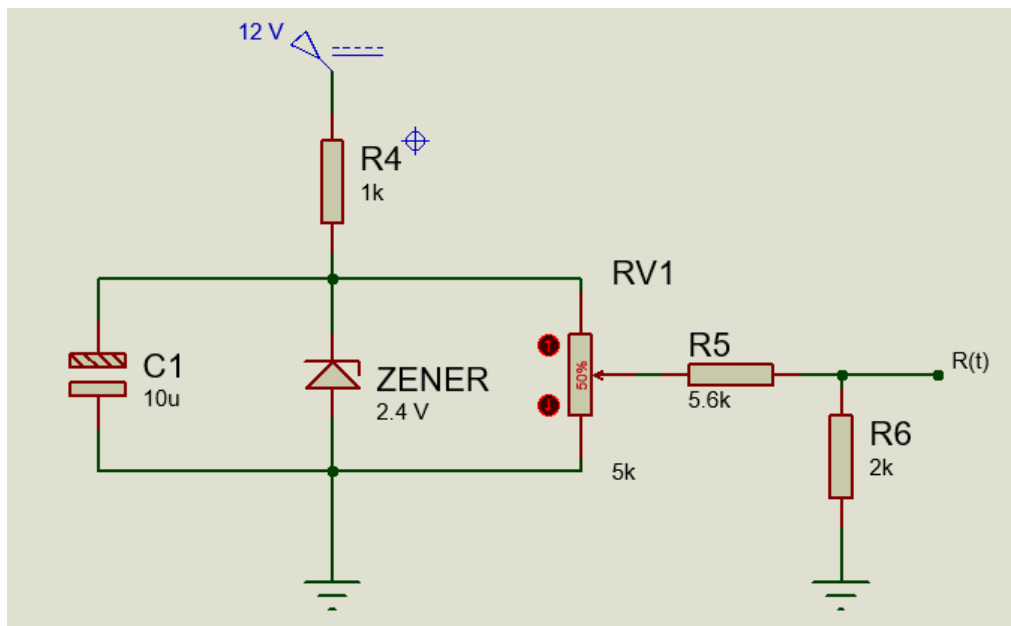


Figura 5.15 Obtención de la señal del valor deseado, acoplada al orden de los mV entregados por el fotodiodo.

Finalmente, se muestra el circuito completo en la figura 5.16. En ella se pueden apreciar las partes descritas a detalle en los párrafos anteriores. En paralelo con el circuito se conectan dos capacitores, uno de $47 \mu\text{F}$ y otro de $0.1 \mu\text{F}$, con el fin de que cumplan la función de filtrado durante el encendido del el circuito.

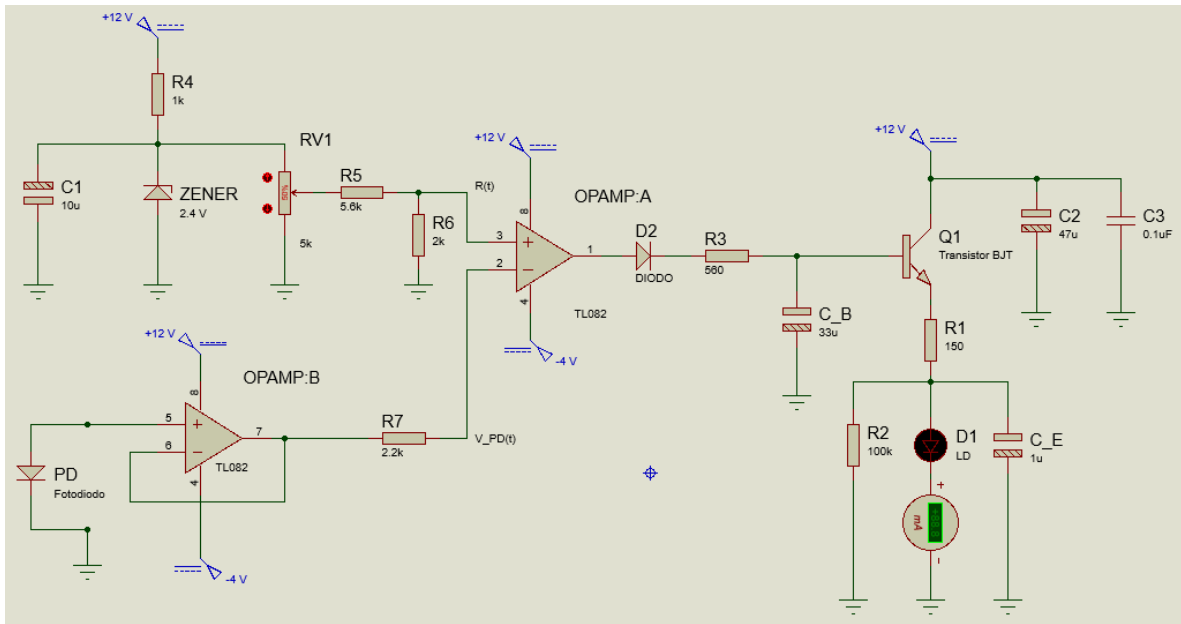


Figura 5.16 Circuito de control automático de potencia (APC).

Capítulo 6

Resultados

Después de realizar un análisis detallado del circuito APC y establecer los elementos que son necesarios en cada una de sus partes para así llegar a la versión propuesta en la figura 5.16 del capítulo 5, se procedió a montar el circuito final en una placa de pruebas (protoboard). Se tomaron las mediciones correspondientes a la corriente I_{LD} , y el voltaje V_{out} entregado en la salida del comparador. La corriente I_{LD} fue medida con un multímetro, y la señal V_{out} fue medida con un osciloscopio debido a su comportamiento variante. En la figura 6.1 se muestra en funcionamiento el circuito retroalimentado.

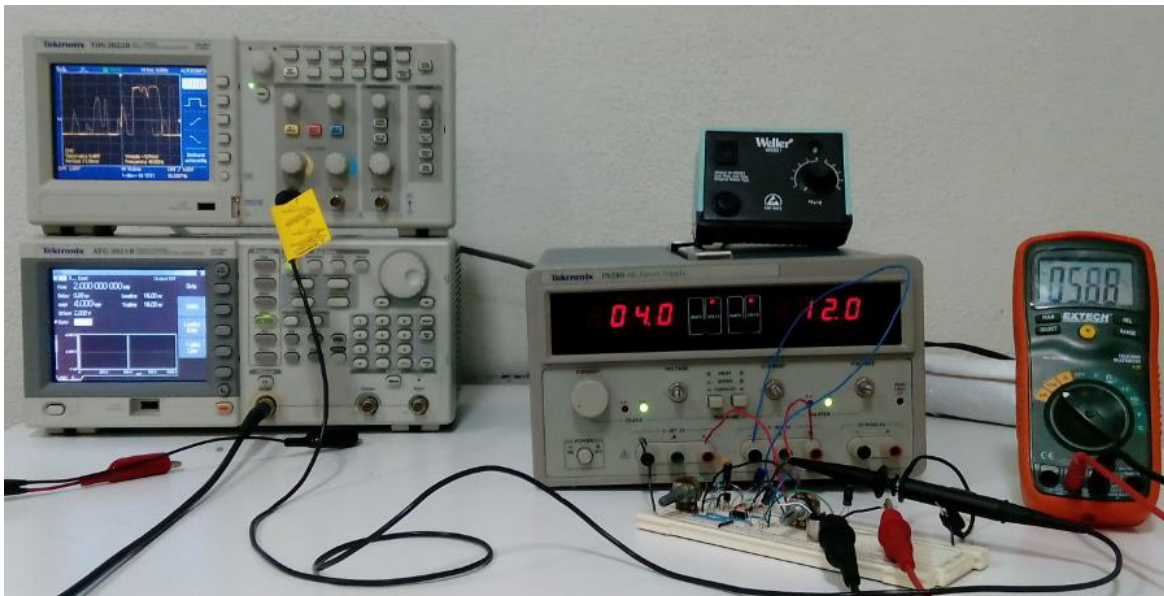


Figura 6.1 Resultados de la fase de pruebas en protoboard. Sistema de control funcionando en lazo cerrado. El multímetro mide la corriente a través del diodo láser, y el osciloscopio mide la señal de control On-Off entregada por el comparador.

En el osciloscopio de la figura 6.2 se puede ver la señal de control On-Off actuando, los capacitores ayudan al filtrado de la corriente que fluye a través del láser. La

evidencia de que el circuito trabaja correctamente es el hecho de que en la salida del comparador aparece una señal que conmuta entre los niveles lógicos 0 y 1, correspondientes a -4 V y 12 V , dependiendo del signo de la comparación $e(t) = R(t) - V_{PD}(t)$. Las conmutaciones incompletas que aparecen en la pantalla del osciloscopio pueden ser ocasionadas por la siguiente razón: El sistema formado por el amplificador operacional y otros elementos, tarda un determinado intervalo de tiempo en efectuar una conmutación entre dos estados lógicos; existen casos en los que la señal $e(t)$ cambia de signo, y entonces el amplificador actúa conmutando. Pero si después de un intervalo de tiempo Δt menor al tiempo de transición Δt_t la señal de error vuelve a cambiar de signo, el comparador regresará a su estado inicial, ocasionando transiciones incompletas que no alcanzan los niveles lógicos en su totalidad.

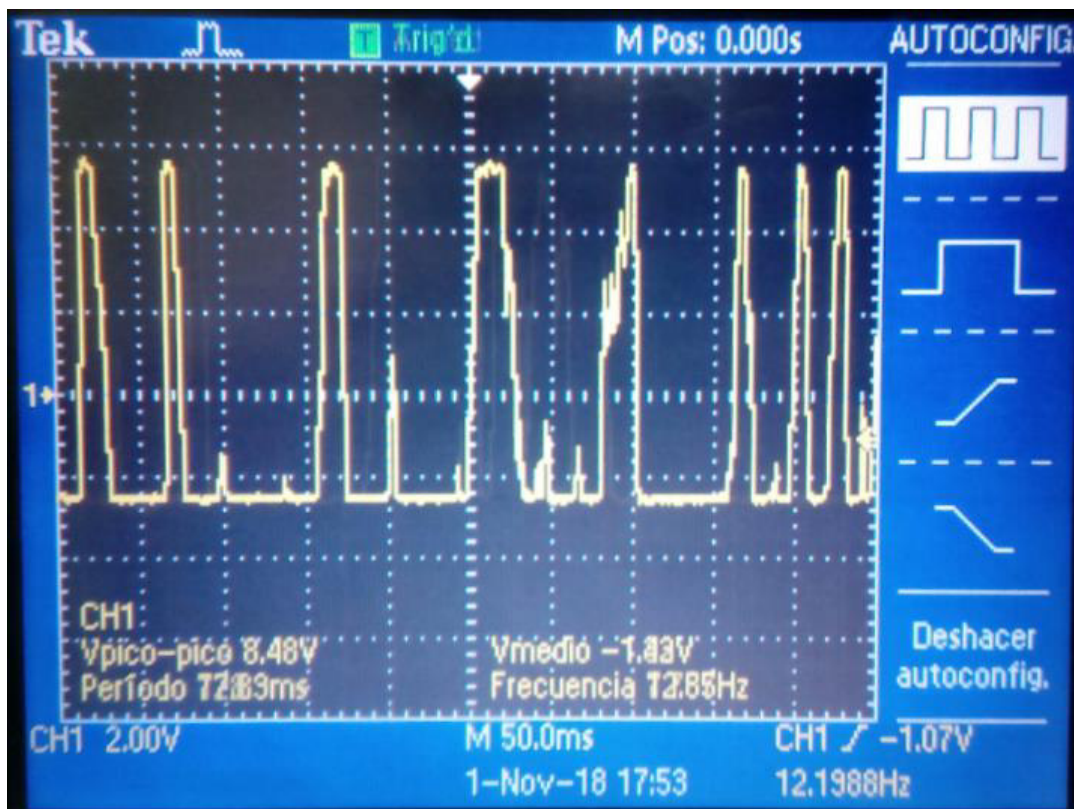


Figura 6.2 Señal de control entregada por el comparador durante el funcionamiento del circuito en lazo cerrado.

La señal mostrada en la figura 6.2 permite apreciar que los resultados obtenidos en este trabajo están en acuerdo con el comportamiento predicho por la teoría del control On-Off, la cual establece que este tipo de controladores retroalimentados deben entregar en su salida una señal que conmute entre dos niveles de voltaje dependiendo de si el signo de la señal de error $e(t)$ es positivo o negativo, tal que cumpla con la función de regular automáticamente y mantener fija la salida del sistema (Ogata, 2010), que en este caso es la potencia de emisión de luz por parte del dispositivo láser.

La señal de control pasa a través del diodo de la figura 5.13 del capítulo 5, asegurando niveles de voltaje en el intervalo de 0 a 12 V entre la base del transistor y tierra. La señal de control demuestra que el sistema es efectivamente autorregulado mediante el lazo de retroalimentación consistente en el sensado del voltaje en el fotodiodo y su comparación con el valor deseado $R(t)$,

Se obtuvo también una fotografía (figura 6.3) del haz de luz proyectado sobre una superficie clara, empleada como pantalla. El láser azul mantenía siempre estable su potencia de salida como resultado de la acción de control On-Off, la cual es suficiente para este tipo de sistemas láser.

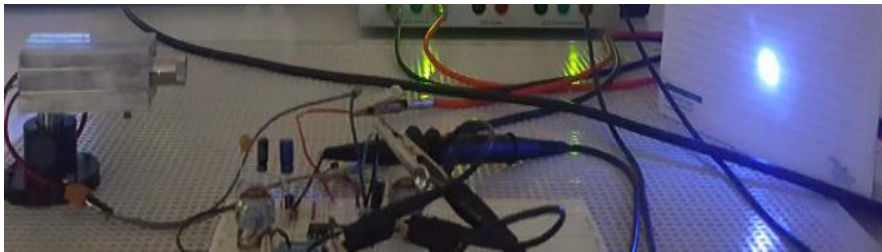


Figura 6.3 Haz de luz proyectado sobre una superficie clara.

Pruebas del Circuito Montado en PCB

Fue desarrollada una placa de circuito impreso (PCB) para el montaje y conexión de los elementos del driver. El diseño de las pistas (fig. 6.4) se realizó con ayuda del software Proteus, en donde fueron establecidas las distintas terminales destinadas a la conexión de elementos externos, tales como el propio diodo láser y el fotodiodo, la fuente de alimentación con sus dos polaridades, y el punto de prueba para la medición de corriente a través del diodo láser.

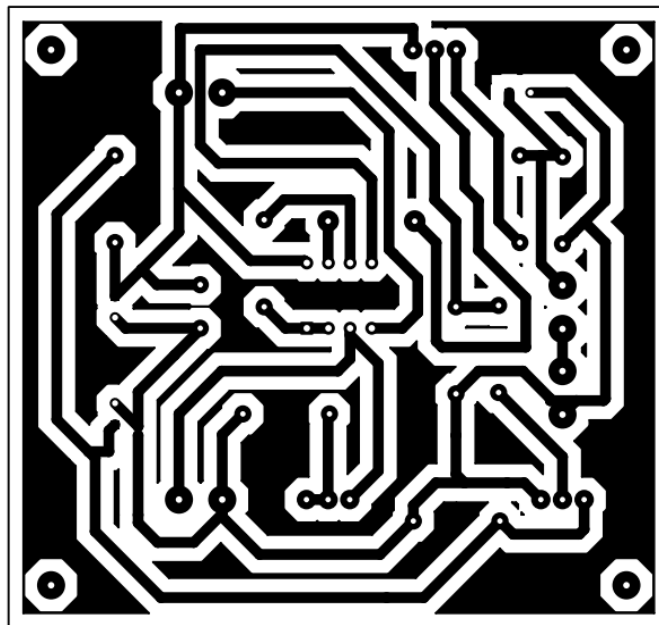


Figura 6.4 Disposición de pistas para la Tarjeta de Circuito Impreso (PCB).

Ya teniendo los componentes sujetos en la tarjeta PCB, se hicieron las pruebas de su funcionamiento de la misma manera que al hacerlo en la protoboard. Las señales obtenidas fueron las esperadas en cuanto a la acción de control y la corriente a través del láser. Se tomaron también mediciones del voltaje entregado por el fotodiodo durante intervalos de hasta dos horas, y durante todo ese tiempo presentó la estabilidad esperada. En la figura 6.5 puede verse la tarjeta del circuito operando

en lazo cerrado, así como el multímetro mostrando la medición de corriente y el osciloscopio mostrando la señal de control.

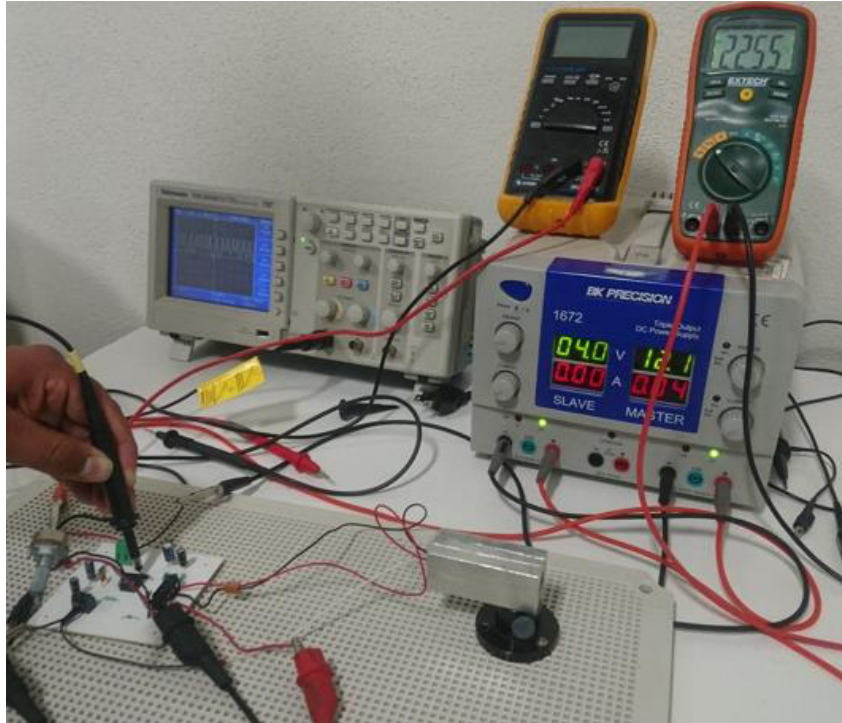


Figura 6.5 Tarjeta PCB operando de manera satisfactoria.

Con la finalidad de hacer más cómodo el uso del driver, el circuito integrado TL082 fue sustituido por el LM324 (Texas Instruments, 2015), el cual se alimenta con voltaje de una sola polaridad y permite una mayor facilidad de manejo con una fuente de energía comercial. Aprovechando esta modificación se realizó el rediseño del circuito APC, reemplazando el amplificador búfer por un acoplamiento de señal para el fotodiodo mediante un amplificador no inversor con ganancia $G = 11$, con lo que se logró obtener señales de retroalimentación en el orden de los voltios en lugar de los milivoltios obtenidos directamente del fotodiodo. El empleo de este acoplamiento permitió la eliminación de los elementos descritos en la sección 5.2.4 *Punto de ajuste o valor deseado $R(t)$* , intercambiándolos por un potenciómetro en serie con una resistencia, lo cual es suficiente para proporcionar al controlador el nivel de potencia de salida deseado, o punto de ajuste.

La configuración del comparador fue también modificada para hacerlo operar como amplificador restador con una ganancia $G_2 = 10$ con el fin de emplear una técnica de control en donde la señal entregada a la base B del transistor sea proporcional a la señal de error, de la siguiente manera:

$$\text{señal de control} = G_2 e(t), \quad (50)$$

en lugar de ser sólo conmutaciones determinadas por el signo del error. A esta técnica se le conoce como control proporcional, debido a su relación de proporcionalidad con el error, y permite tener una regulación más suave en la corriente inyectada al diodo láser a través del transistor. Al emplear un circuito con alimentación de una sola polaridad se tiene la ventaja de que ante un error $e(t)$ con signo negativo la señal de control resultante será simplemente igual a 0 voltios. El esquema del circuito final se muestra en la figura 6.5, el cual conserva las mismas partes que el descrito en la metodología, pero ahora cuenta con acoplamiento de la señal de retroalimentación, así como con un control más suave de la corriente inyectada en el diodo láser.

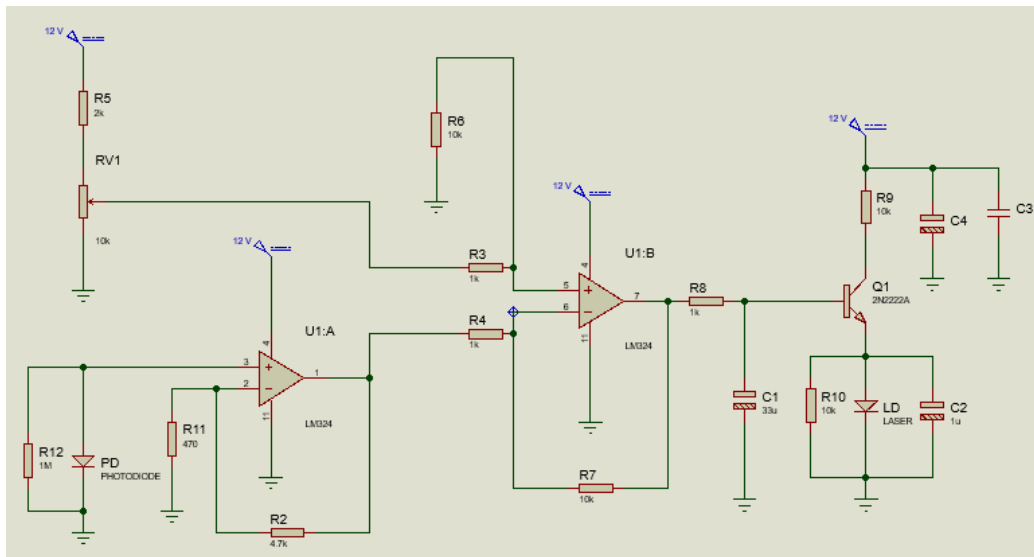


Figura 6.6 Circuito driver con acoplamiento de señal de retroalimentación, y control proporcional.

El driver fue implementado en placa de circuito impreso (PCB), como lo muestra la figura 6.7, y se le incorporó una entrada que facilita la conexión del láser y el fotodiodo, así como una entrada para la fuente de alimentación del sistema.

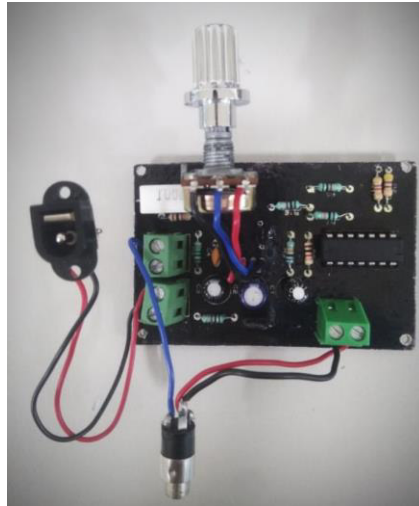


Figura 6.7 Circuito de la figura 6.6 implementado en placa de circuito impreso (PCB).

Finalmente, el driver fue alojado dentro de una carcasa para facilitar su manejo por parte del usuario. En la figura 6.8 puede apreciarse la apariencia final de este prototipo, así como un dispositivo láser conectado en su correspondiente entrada.

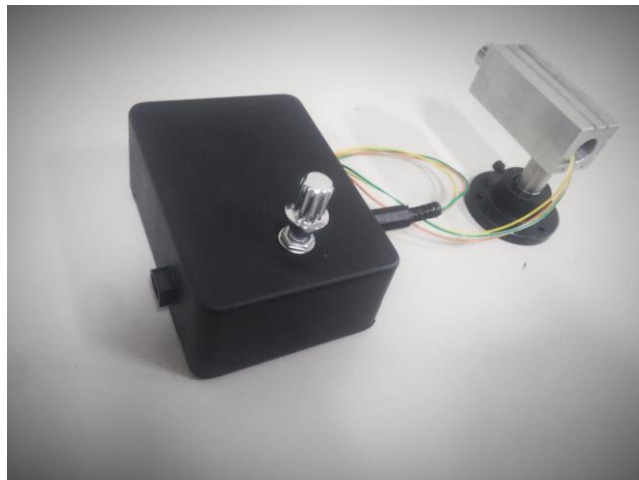


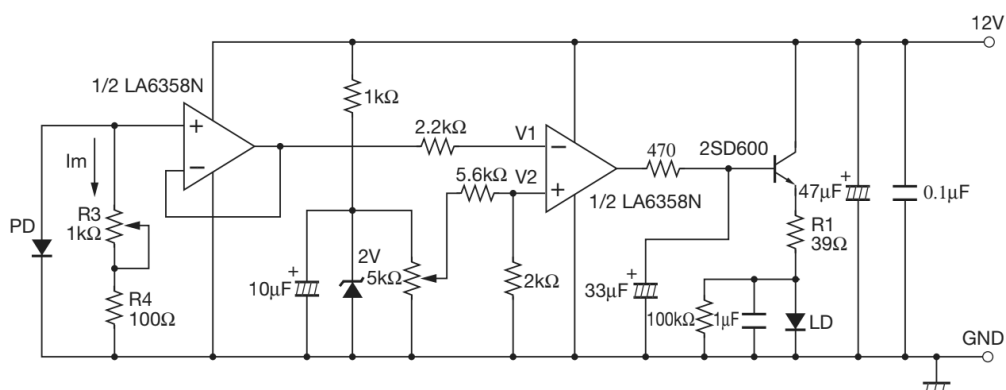
Figura 6.8 Driver alojado en una carcasa con entrada para el láser y la alimentación de 12 V, y regulación de potencia mediante el mando rotatorio del potenciómetro.

Capítulo 7

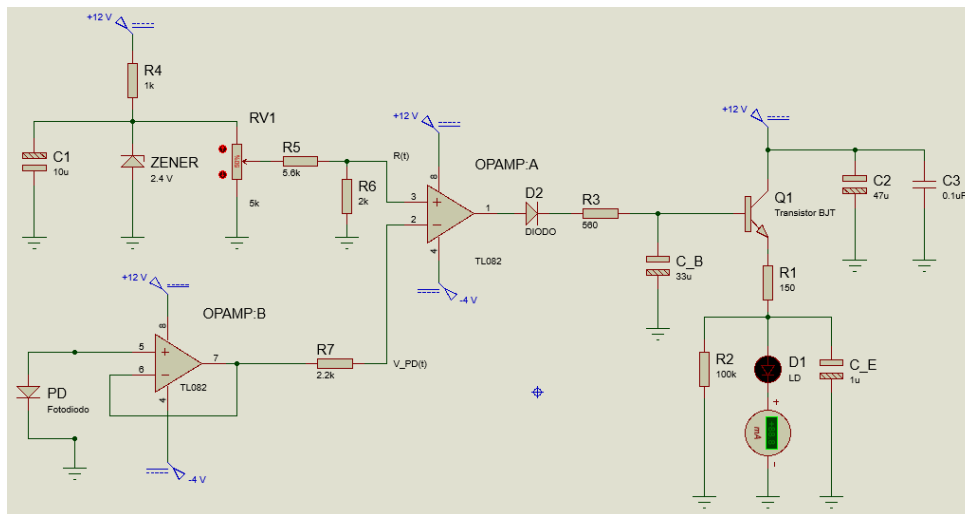
Análisis de resultados

Durante la metodología pudo observarse cómo la potencia óptica de un diodo láser es directamente proporcional a la corriente inyectada en la unión $p-n$ polarizada directamente. Pero también se observaron variaciones, las cuales se sabe que son provocadas principalmente por cambios en la temperatura ambiente (ver fig. 5.10 en la sección 5.2.3), y distorsionan el comportamiento lineal que podría esperarse de los láseres semiconductores. Con el fin de corregir estas variaciones se ha empleado un circuito para el control, en lazo cerrado, que permite monitorear en todo momento la diferencia entre el nivel de potencia deseado y el entregado por el dispositivo. Esta diferencia es conocida como el error, y dependiendo de su signo se determina un nivel lógico “1” o “0” para proporcionar, o no, una corriente de base al transistor del circuito de alimentación, el cual permite la inyección controlada de corriente al diodo láser, permitiendo así compensar las variaciones de potencia causadas por variaciones en la temperatura ambiente.

El driver desarrollado en este proyecto está basado en el esquema de circuito APC de la figura 7.1a Sin embargo, existen dos pequeñas diferencias con respecto al circuito implementado en el driver de la figura 7.1b.



(a)



(b)

Figura 7.1 Comparación entre el esquema APC proporcionado por Sanyo Electric Co. Ltd. (a) y el implementado en el proyecto (b).

- Una de las diferencias es la eliminación de las resistencias que se encuentran en paralelo con el fotodiodo en la figura 5.11; durante el desarrollo se determinó que, mientras mayor sea el valor de dichas resistencias, mayor será el rango de voltaje entre las terminales del fotodiodo, lo que resulta en incrementos más graduales en la potencia de salida al variar la posición del potenciómetro de mando RV1 de la figura 5.15. Es por ello que se decidió removerlas, pues su ausencia equivale a niveles muy altos de resistencia, y un mejor aprovechamiento del monitoreo. Si se desea incluir una, es recomendable que sea del orden de los $M\Omega$.
- Debido a sus características técnicas, el CI TL082 utilizado en este proyecto requiere un voltaje de alimentación negativa mínimo $V- = -4V$, de tal modo que fue necesario emplear una fuente de voltaje con dos polaridades, donde $V+ = 12V$ y $V- = -4V$, aunque $V-$ puede también sin problema establecerse como $12V$. Es por esta razón que se agregó un diodo en serie con la resistencia de base R3, como aparece en la figura 5.12 del capítulo 5 asegurando que al transistor le sean entregados sólo niveles de corriente de

base positivos para el nivel lógico alto, o prácticamente nulos para el nivel bajo.

La señal $V_{PD}(t)$ procedente del fotodiodo monitor entrega una medida de la potencia de salida del láser, por lo que es necesario evitar caídas de voltaje en la misma. Un amplificador búfer posee una muy alta impedancia de entrada y una muy baja impedancia de salida, por lo que al conectar el voltaje $V_{PD}(t)$ en su terminal no inversora, éste prácticamente no experimenta caída de tensión alguna. Además, el amplificador búfer cumple la función de entregar en su salida un nivel de tensión equivalente al de su entrada, por lo que se dice que su ganancia es unitaria.

El circuito de la figura 6.6 fue una versión derivada del esquema de la figura 7.1b, implementada con el fin de proporcionar mayor facilidad en la alimentación del mismo, eliminando la necesidad de emplear una fuente con dos polaridades (+12 V y -4 V) gracias al uso del amplificador LM324, que se alimenta con un voltaje positivo, permitiendo eliminar también la necesidad de un diodo en la salida del comparador. Otro beneficio de esta última versión es la presencia del acoplamiento en señal del fotodiodo monitor, así como el control proporcional que se obtiene en la corriente del láser gracias a la colocación de un restador en lugar de un comparador.

En el capítulo 6 se presentaron los resultados correspondientes al funcionamiento del circuito. Una de las mediciones obtenidas es la señal entregada por el comparador, mostrada en la figura 6.2, la cual conmuta entre dos niveles discretos de voltaje dependiendo de la señal de error $e(t)$. Sin embargo, al analizar la señal obtenida se ha observado la presencia de pulsos que corresponden a conmutaciones incompletas de muy corta duración. Pensamos que estas conmutaciones incompletas son debidas a variaciones en el intervalo de tiempo entre diferentes cambios de signo del error $e(t)$, de tal modo que si el comparador posee un tiempo de respuesta mayor que algunos de estos intervalos, el resultado es un comportamiento como el de la figura 6.2.

Durante el desarrollo del proyecto también ocurrió el daño de un diodo láser al cortocircuitar accidentalmente la fuente de voltaje empleada para alimentar el circuito APC mientras el dispositivo se encontraba conectado como lo indica la figura 5.15. Después de este cortocircuito el láser experimentó una disminución significativa en el nivel de potencia entregada en la salida a pesar de inyectar en él la corriente especificada en la hoja de datos.

Tratando de encontrar una explicación para esta disminución de potencia, se realizó una búsqueda de información acerca de daños ocurridos en diodos láser, la cual condujo a la consulta de una nota de aplicación de ILX Lightwave titulada “*Protecting Your Laser Diode*” (Hodgson y Olsen, 2003), donde se exponen las medidas de seguridad que deben llevarse a cabo con el fin de proteger los diodos láser para su correcto funcionamiento. A partir del contenido de la nota de aplicación, fue posible llegar a una respuesta para el problema mencionado en el párrafo anterior. El efecto ocurrido al diodo láser del presente proyecto al momento del cortocircuito se conoce como *daño catastrófico de faceta*, pues ocurre en las facetas del diodo, donde se encuentran los espejos de la cavidad resonante, y es ocasionado por factores tales como transitorios eléctricos cortos, o descargas electrostáticas. El daño catastrófico de faceta está muy relacionado con la absorción de luz y transiciones no radiativas, que generan calor en la red cristalina del material semiconductor que conforma al diodo láser. Hodgson y Olsen (2003) explican tal efecto con las palabras siguientes:

Los diodos láser son altamente sensibles a descargas electrostáticas, niveles excesivos de corriente, y picos de corriente, o transitorios. Los síntomas de daño incluyen potencia óptica reducida, corrimiento en la corriente de umbral, cambio en la divergencia del haz, dificultad de enfoque en puntos previamente alcanzados, y hasta pérdida de la emisión láser (emisión únicamente en modo LED). En la parte bombeada de la región activa, la ganancia es mayor que las pérdidas y el material es transparente. En la superficie de la faceta, sin embargo, la recombinación no radiativa de electrones y huecos causa que el material de la región activa se haga absorbente. A altas densidades de energía, la temperatura crece más de lo normal. Este incremento de temperatura causa mayor absorción en la superficie resultando en temperaturas aún mayores. Este escape térmico derrite las facetas y el recubrimiento de los

espejos, resultando en averías graves del cristal en el interior del láser, y fracturas en la superficie, como lo muestra la figura 7.1.

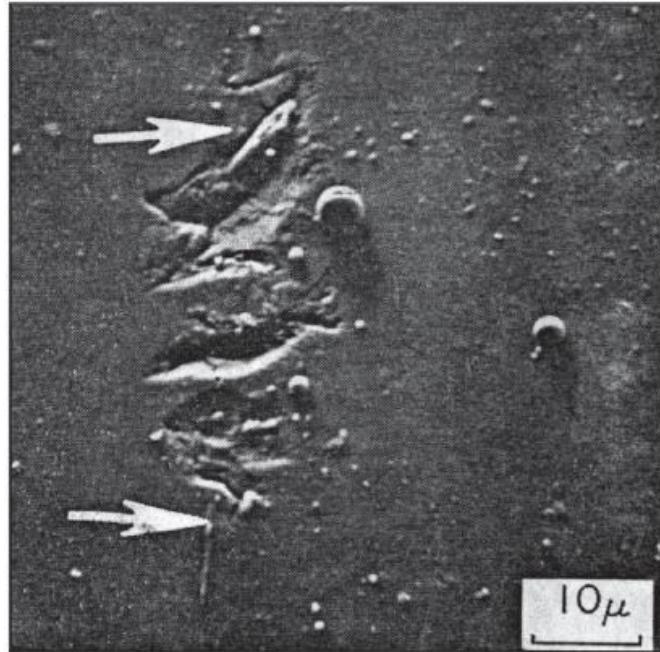


Figura 7.1 Escaneo por fotomicrografía electrónica de una faceta de láser catastróficamente dañada mostrando fracturas. Las flechas muestran la localización de la unión P-N. (imagen obtenida de Shaw y Thornton, 1970, citado por Hodgson y Olsen, 2003).

Los diodos láser típicos tienen tiempos de respuesta en el rango de 80 ps. El daño a los espejos es la forma más rápida de degradación en un láser. Los diodos láser son por lo tanto muy sensibles a eventos de sobretiros, tales como breves transitorios y descargas electrostáticas, así como sobrecorrientes de CD (corriente directa).

Por lo tanto, cuando se trabaja con diodos láser es muy importante instrumentar el driver con un circuito de limitación de corriente, protección contra sobrevoltajes, y supresión de transitorios, así como operar el láser a la menor temperatura posible. También debe buscarse siempre mantener el sistema aislado de cualquier fuente de descargas electrostáticas, e inducciones electromagnéticas, pues éstas representan peligros potenciales para el diodo láser y afectan gravemente su funcionamiento.

Capítulo 8

Conclusiones y trabajo a futuro

Durante el desarrollo del proyecto se fueron cumpliendo los objetivos planteados desde el inicio. El primero de ellos consistió en estudiar los procesos de amplificación y oscilación láser que tienen lugar en un diodo semiconductor con el fin de presentar una fuente resumida de información a futuros estudiantes y tesis en esta área. Para ello fue necesario asimilar primero los conceptos de la teoría de la luz que son fundamentales en el entendimiento de los láseres, y después realizar un estudio de las interacciones que a nivel atómico ocurren entre la luz y la materia, pues para comprender el mecanismo de amplificación es muy importante este tema. Finalmente se consiguió asimilar el principio de operación de los láseres, y en particular de los láseres semiconductores, y plasmar en el marco teórico una explicación resumida del mismo.

El otro objetivo planteado y cumplido fue el de desarrollar un driver retroalimentado que permitiera regular de manera automática la potencia óptica de un láser semiconductor, asegurando el mantenimiento de su estabilidad a pesar de las variaciones en la temperatura ambiente. El driver presentado en este documento ha sido basado en la topología propuesta por la empresa Sanyo Electric Co. Ltd. para el control automático de potencia (circuitos APC) en diodos láser DL7146101S, sin embargo, se han hecho modificaciones para la adaptación a su uso en el dispositivo SLD3232VF de la empresa Sony como de un manejo que resulte más cómodo al usuario. El driver presenta un adecuado funcionamiento, pues corrige de manera satisfactoria las variaciones de potencia óptica mediante un control retroalimentado, por lo que puede ser utilizado en aplicaciones donde se requiera de niveles de luminosidad que se mantengan estables durante periodos largos de tiempo, como tal es el caso de algunos experimentos científicos y aplicaciones en telecomunicaciones.

Trabajo a futuro se incluye al final de esta sección con las recomendaciones y/o sugerencias para continuar con este trabajo de investigación.

El trabajo reportado en este documento ha conducido a ideas para futuros proyectos que permitan continuar con esta área de investigación. Se sugiere trabajar posteriormente en el desarrollo de nuevos drivers para láseres semiconductores que requieran mayores niveles de corriente eléctrica, como tal es el caso de aquellos que se emplean en el corte y grabado de madera y tela. Estos futuros drivers deberán tomar en cuenta las recomendaciones de seguridad necesarias para proteger los dispositivos láser ante situaciones que los pongan en peligro, tales como transitorios, sobrecalentamientos o descargas electrostáticas.

Se propone también una caracterización donde se determine el origen de los pulsos visualizados en la señal de control (figura 6.2) durante las conmutaciones de alta frecuencia. En el anexo se expone un circuito APC diseñado durante el proyecto, el cual se propone para la realización de futuras pruebas experimentales y comparaciones con respecto al analizado en el capítulo 5.

Referencias bibliográficas

- Avery, P. (1998). History of the Measurements of Velocity of Light.
- Cope, J. A. (1993). The physics of the compact disc. *Physics Education*.
- Einstein, A. (1905). Sobre un Punto de Vista Heurístico Concerniente a la Producción y Transformación de la Luz. *Annalen der Physik*.
- Fox, M. (2006). *Quantum Optics an Introduction*. New York: Oxford University Press.
- Halliday, D., Resnick, R., & Krane, K. S. (1994). *Física Vol. 2*. México, DF: CECSA.
- Hecht, E. (2000). *Óptica*. Madrid: Adison Wisley Iberoamericana.
- Herrero, I. R. (2013). *Circuito de Acondicionamiento para el Control y Estabilización de la Potencia de Emisión de un Diodo Láser*. Leganés: Universidad Carlos III de Madrid.
- Hertsens, T. (2005). *Application Note #3 An Overview of Laser Diode Characteristics*. Frontage Road, Bozeman, MT: ILX Lightwave Corporation.
- Hertz, H. (1962). *Electric Waves*. New York: Dover Publications, Inc.
- Hodgson, D., & Olsen, B. (2003). *Application Note #3 Protecting Your Laser Diode*. ILX Lightwave Corporation.
- Ipsita, R., & Gupta, M. N. (2003). Applications of microwaves in biological sciences. *Current Science*, 85(12), 1685-1683.
- Jofre, L., Hawley, M. S., Broquetas, A., De Los Reyes, E., Ferrando, M., & Elias-Fusté, A. R. (1990). Medical Imaging with a Microwave Tomographic Scanner. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 37(3), 303-312.
- Johnson, C. D. (2014). *Process Control Instrumentation Technology*. USA: Pearson.

- Meliga, M. (2002). *Semiconductor laser sources for datacom and telecom applications: recent trend*. Agilent Technologies.
- Müller, A., Marschall, S., Bjarlin Jensen, O., Fricke, J., Wenzel, H., Sumpf, B., & Andersen, P. (2013). Diode laser based light sources for biomedical applications. *Laser & Photonics Reviews*.
- Nakamura, S., Senoh, M., Nagahama, S.-i., Iwasa, N., Yamada, T., Matsushita, T., . . . Sugimoto, Y. (1996). InGaN Multi-Quantum-Well-Structure Laser Diodes with Cleaved Mirror Cavity Facets. *Japanese Journal of Applied Physics*, 35(2B).
- Ogata, K. (2010). *Ingeniería de Control Moderna*. Madrid: Pearson Educación S. A.
- Ospelkaus, C., Warring, U., Colombe, Y., Brown, K. R., Amini, J. M., Leibfried, D., & Wineland, D. J. (2011). Microwave quantum logic gates for trapped ions. *Nature*, 476, 181-188.
- Pacheco, L., Stolik, S., De la Rosa, J., & De la Cadena, A. (2014). Laser Diode System For Interstitial Photodynamic Therapy. *IEEE Latin America Transactions*, 12(4), 574-579.
- Planck, M. (1900). On the Theory of the Energy Distribution Law of the Normal Spectrum. *Verhandl. Dtsch. phys. Ges.*
- Rousse, A., Phuoc, K. T., Shah, R., Pukhov, A., Lefebvre, E., Malka, V., & Kiselev, S. (2004). Production of a keV X-Ray Beam from Synchrotron Radiation in Relativistic Laser-Plasma Interaction. *Physical Review Letters*, 93(13).
- Saleh, B. E., & Teich, M. C. (1991). *Fundamentals of Photonics*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons.
- Sánchez, E. R. (2013). Desarrollo de una nueva fuente altamente eficiente de parejas de fotones entrelazados. Ensenada, Baja California.
- Sanyo Electric Co. Ltd. (2007). *LD Catalogue*. Japón.

- Shapiro, S. S., Davis, J. L., Lebach, D. E., & Gregory, J. S. (2004). Measurement of the Solar Gravitational Deflection of Radio Waves using Geodetic Very-Long-Baseline Interferometry Data, 1979–1999. *Physical Review Letters*, 92(12).
- Smoot, G. F. (2007). Nobel Lecture: Cosmic microwave background radiation anisotropies: Their discovery and utilization. *Reviews of Modern Physics*, 79.
- Sony. (2008). *Laser Diode SLD3232VF*. Japón.
- Texas Instruments. (2013). *TL082 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier*.
- Texas Instruments. (2015). *LMx24-N, LM2902-N Low Power, Quad-Operational Amplifiers*.
- Texas Instruments. (2016). LM317 3-Terminal Adjustable Regulator. Dallas, Texas.
- Verdeyen, J. (1995). *Laser Electronics*. New Jersey: PRENTICE HALL.
- Williamson, J. M., Bowling, R., & McCreery, R. (1989). Near-Infrared Raman Spectroscopy with a 783-nm Diode Laser and CCD Array Detector. *Applied Spectroscopy*.
- Yariv, A. (1988). *Quantum Electronics*. USA: John Wiley and Sons.
- Young, H. D., & Freedman, R. A. (2009). *Física universitaria, con física moderna volumen 2*. México: Pearson Educación.
- Zhou, B., Kane, T. J., Dixon, G. J., & Byer, R. L. (1985). Efficient, frequency-stable laser-diode-pumped Nd:YAG laser. *Optics Letters*, 10, 62-64.

Anexo A: Hoja de datos del dispositivo láser SLD3232VF.

[UTZ-SC0156_0]
2008/09/04

SONY
Laser Diode

SLD3232VF

■ Features

- Optical Output Power: 50mW
- Can Type: ϕ 5.6 mm with Photo Diode
- Peak Wavelength: 405nm

■ Absolute Maximum Ratings

(Tc=25°C)

Item	Symbol	Absolute Maximum Ratings	Unit
Optical Output Power	Po	50	mW
LD Reverse Voltage	Vr (LD)	2	V
PD Reverse Voltage	Vr (PD)	5.3	V
Storage Temperature	Tstg	-40 ~ 85	°C
Operating Case Temperature	Tc	-10 ~ 80	°C

■ Initial Electrical/Optical Characteristics

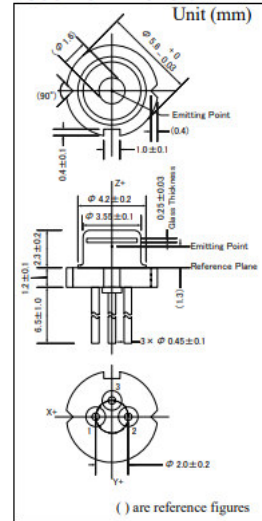
(Tc=25°C)

Item	Condition	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit	
Optical Output Power	CW	Po	-	50	-	mW	
Peak Wavelength*	Po=5mW	λ_p	400	405	410	nm	
Threshold Current	CW	Ith	-	55	60	mA	
Operating Current	Po=50mW	Iop	-	55	65	mA	
Slope Efficiency	CW	η	0.9	1.2	1.8	W/A	
Operating Voltage	Po=50mW	Vop	-	5.3	5.5	V	
FWHM Beam Divergence*	Po=5mW	$\theta_{//}$	7	9	12	deg.	
		θ_{\perp}	15	19	23	deg.	
Emission Point Accuracy	Angle	Po=5mW	$\Delta\theta_{//}$	-2.0	-	2.0	deg.
			$\Delta\theta_{\perp}$	-2.5	-	2.5	deg.
Monitor Current	Po=50mW	Im	0.2	0.6	1.0	mA	

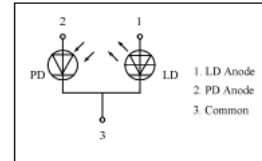
* Measuring specifications

All figures in this specification are measured by sony's method and may contain measurement deviations.

Outline Dimension



Pin Connection



The above specifications are for reference purpose only and subjected to change without prior notice.

<http://www.sony.com.jp>

- ◆ HEADQUARTERS
491 Oka, Kaminaka-Cho, Anan-Shi, TOKUSHIMA 774-8601, JAPAN
PHONE: +81-884-22-2311 FAX: +81-884-21-0148
- ◆ CONTACT
TOKYO SALES OFFICE
13F Tamachi Center Building 34-7, Shiba 5-Chome, Minato-Ku, TOKYO 108-0014, JAPAN
PHONE: +81-3-3456-3108 FAX: +81-3-5440-7330

■ Cautions

(1) Safety of Laser light

- **Laser beam are extremely dangerous to human eyes.** Never look at laser beam directly and/or through optical lens. When handling the LDs, wear appropriate safety glasses to prevent laser light, even any reflections from entering to the eye. **Focused laser beam through optical instruments will increase the chance of eye hazard.**
- sony LDs are classified in **Class 3B of IEC60825-1 and 21 CFR Part 1040.10 Safety Standards.** It is absolutely necessary to take overall safety measures against User's modules, equipment and systems into which sony LDs are incorporated and/or integrated.



(2) Operating method

- The LD shall change its forward voltage requirement and optical output power according to temperature change. Also, the LD will require more operation current to maintain same output power as it degrades. In order to maintain output power, use of APC (Automatic Power Control) is recommended, which use monitor feedback to adjust the operation current.
- Confirm that electrical spike current generated by switching on and off does not exceed the maximum operating current level specified herein above as absolute max rating. Also, employ appropriate countermeasures to reduce chattering and/or overshooting in the Circuit.

(3) Static Electricity

- Static electricity or electrical surges will reduce and degrade the reliability of the LDs. It is recommended to use a wrist strap or anti-electrostatic glove when handling the Product.

(4) Absolute Maximum Rating

- Active layer of LDs shall have high current density and generate high electric field during its operation. In order to prevent excessive damage, the LD must be operated strictly below Absolute Max Rating.

(5) Others

- sony LDs described in this brochure are intended to be used for ordinary electronic equipment (such as office equipment, communications equipment, measurement instruments and household appliances). Cons sony 's sales staff in advance for information on the applications in which exceptional quality and reliability are required, particularly when the failure or malfunction of the LDs may directly jeopardize life or health (such as for airplanes, aerospace, submersible repeaters, nuclear reactor control systems, automobiles, traffic control equipment, life support systems and safety devices).
- The Purchaser must acknowledge that any LD can be failed statically and must design its equipments fail safe design. Prior to use of the LD, please confirm that the LD, as described in Nichia's specifications, meets the life expectancy needs of, and provides the features required by the Circuit and any related modules, equipment and/or systems.
- sony prohibit Purchaser from reverse engineering, disassembling, or taking any other steps to derive the structure or design of the LD.
- The appearance and specifications of the product may be modified for improvement without notice. The formal specifications must be exchanged and signed by both parties before large volume purchase begins.
- No unauthorized transmission or reproduction of this document, either in whole or in part, is permitted.

Anexo B: Hoja de datos del amplificador operacional TL082 de Texas Instruments (páginas 1-9).



TL082-N

www.ti.com

SNOSBW5C – APRIL 1998 – REVISED APRIL 2013

TL082 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

Check for Samples: TL082-N

FEATURES

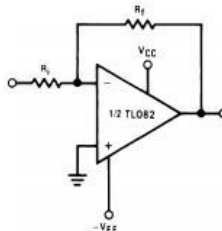
- Internally Trimmed Offset Voltage: 15 mV
- Low Input Bias Current: 50 pA
- Low Input Noise Voltage: 16nV/√Hz
- Low Input Noise Current: 0.01 pA/√Hz
- Wide Gain Bandwidth: 4 MHz
- High Slew Rate: 13 V/μs
- Low Supply Current: 3.6 mA
- High Input Impedance: 10¹²Ω
- Low Total Harmonic Distortion: ≤0.02%
- Low 1/f Noise Corner: 50 Hz
- Fast Settling Time to 0.01%: 2 μs

DESCRIPTION

These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The TL082 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and most LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

Typical Connection



Connection Diagram

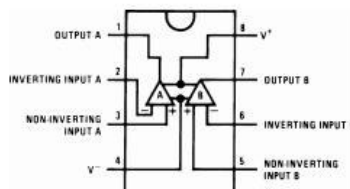



Figure 1. PDIP/SOIC Package (Top View)
See Package Number D0008A or P0008E

 Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet. BI-FET II is a trademark of dcl_owner. All other trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1998–2013, Texas Instruments Incorporated

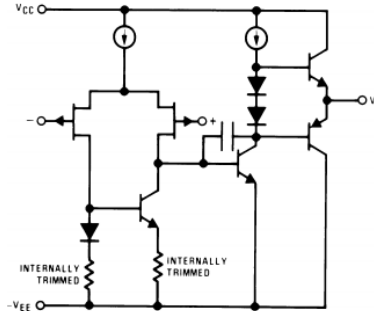
TL082-N



SNOSBW5C – APRIL 1998 – REVISED APRIL 2013

www.ti.com

Simplified Schematic



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

Absolute Maximum Ratings ⁽¹⁾⁽²⁾

Supply Voltage	±18V
Power Dissipation ⁽³⁾	⁽⁴⁾
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T _{J(MAX)}	150°C
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range ⁽⁵⁾	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	260°C
ESD rating to be determined.	

- (1) "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not ensure specific performance limits.
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/ Distributors for availability and specifications.
- (3) The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.
- (4) For operating at elevated temperature, the device must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W junction to ambient for the P0008E package.
- (5) Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

DC Electrical Characteristics ⁽¹⁾

Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ, T _A = 25°C Over Temperature		5	15	mV
					20	mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ		10		μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _J = 25°C, ^{(1) (2)} T _J ≤ 70°C		25	200	pA
					4	nA
I _B	Input Bias Current	T _J = 25°C, ^{(1) (2)} T _J ≤ 70°C		50	400	pA
					8	nA
R _{IN}	Input Resistance	T _J = 25°C		10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S = ±15V, T _A = 25°C, V _O = ±10V, R _L = 2 kΩ Over Temperature	25	100		V/mV
			15			V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S = ±15V, R _L = 10 kΩ	±12	±13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S = ±15V	±11	+15		V
				-12		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10 kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	⁽³⁾	70	100		dB
I _S	Supply Current			3.6	5.6	mA

- (1) These specifications apply for V_S = ±15V and 0°C ≤ T_A ≤ +70°C. V_{OS}, I_B and I_{OS} are measured at V_{CM} = 0.
- (2) The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_J. Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D. T_J = T_A + θ_{JA} P_D where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.
- (3) Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. V_S = ±6V to ±15V.

AC Electrical Characteristics ⁽¹⁾

Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	T _A = 25°C, f = 1Hz-20 kHz (Input Referred)		-120		dB
SR	Slew Rate	V _S = ±15V, T _A = 25°C	8	13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V _S = ±15V, T _A = 25°C		4		MHz
e _n	Equivalent Input Noise Voltage	T _A = 25°C, R _S = 100Ω, f = 1000 Hz		25		nV/√Hz
I _n	Equivalent Input Noise Current	T _J = 25°C, f = 1000 Hz		0.01		pA/√Hz
THD	Total Harmonic Distortion	A _V = +10, R _L = 10k, V _O = 20 V _{p-p} , BW = 20 Hz-20 kHz		<0.02		%

- (1) These specifications apply for V_S = ±15V and 0°C ≤ T_A ≤ +70°C. V_{OS}, I_B and I_{OS} are measured at V_{CM} = 0.

Typical Performance Characteristics

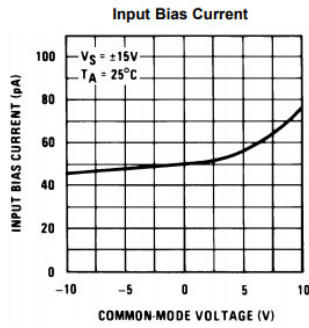


Figure 2.

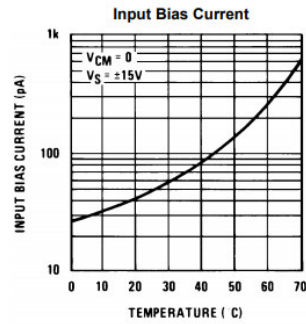


Figure 3.

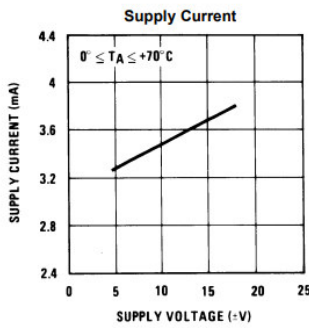


Figure 4.

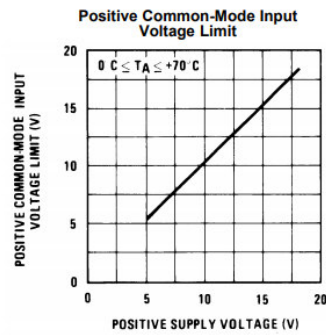


Figure 5.

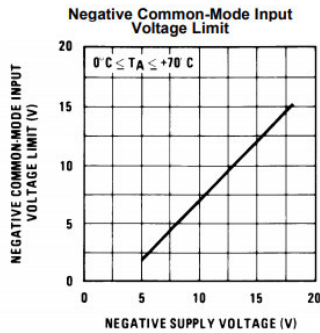


Figure 6.

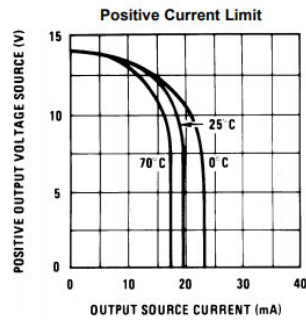


Figure 7.

Typical Performance Characteristics (continued)

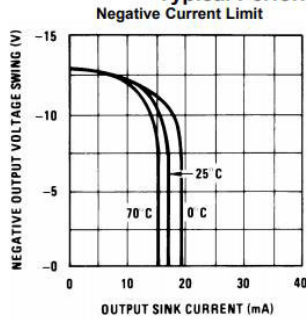


Figure 8.

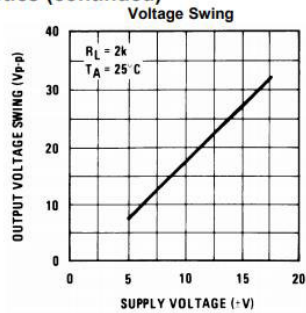


Figure 9.

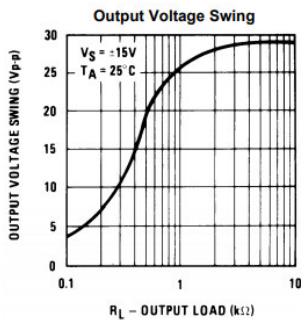


Figure 10.

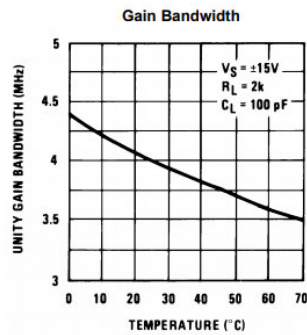


Figure 11.

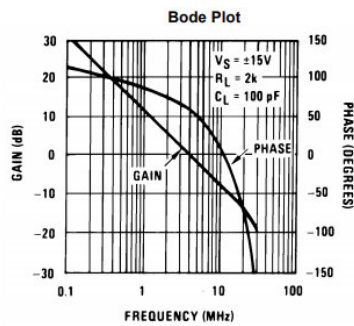


Figure 12.

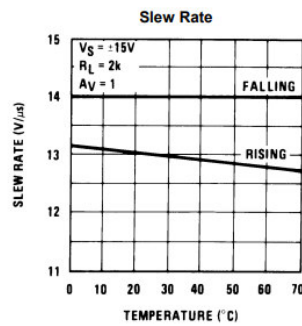


Figure 13.

Typical Performance Characteristics (continued)

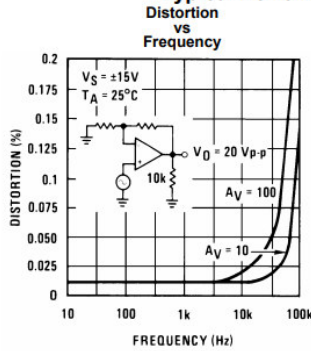


Figure 14.

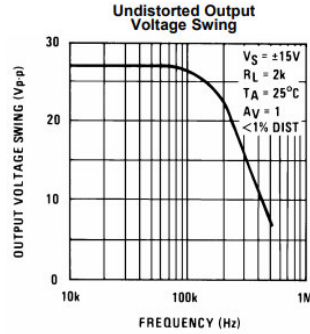


Figure 15.

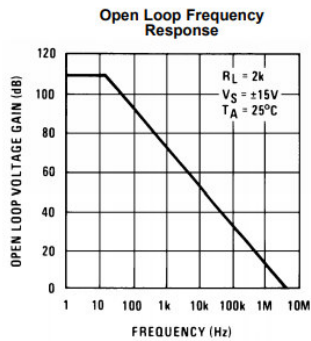


Figure 16.

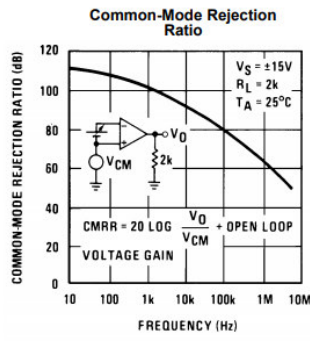


Figure 17.

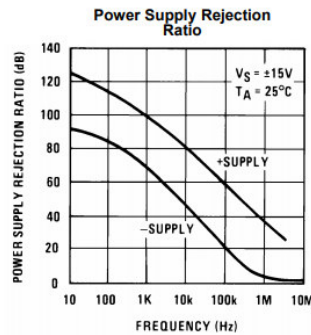


Figure 18.

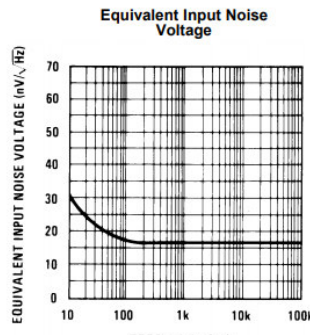
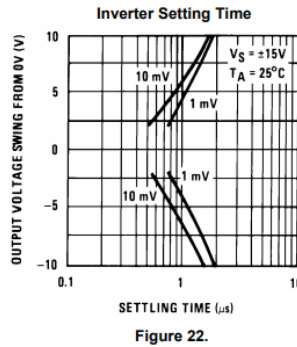
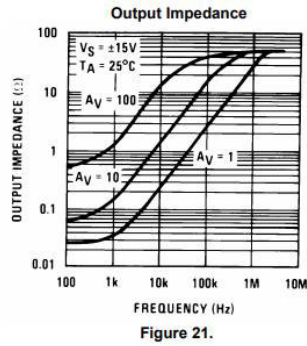
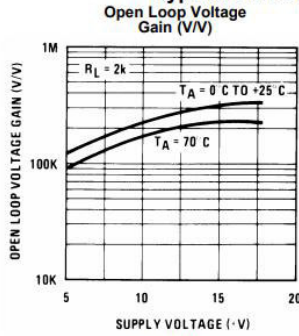
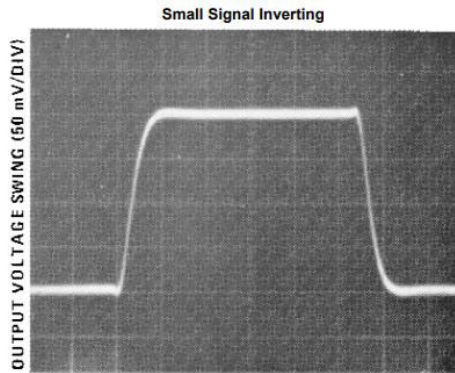


Figure 19.

Typical Performance Characteristics (continued)



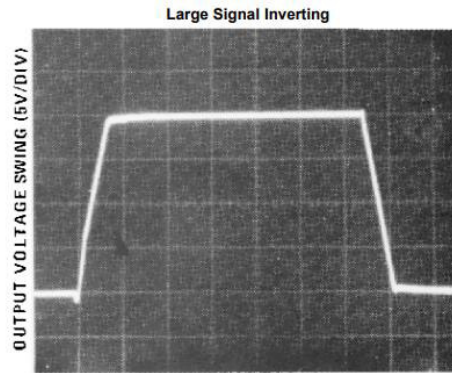
Pulse Response



TIME (0.2 μ s/DIV)

Figure 23.

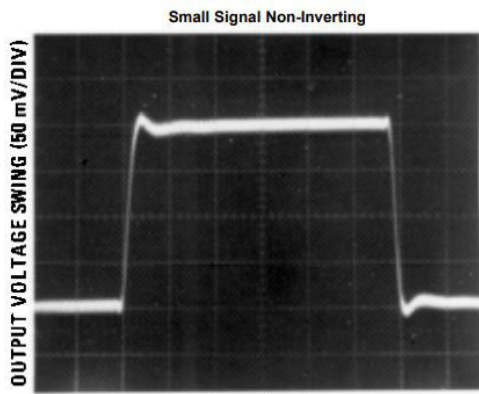
Figure 23.



TIME (2 μ s/DIV)

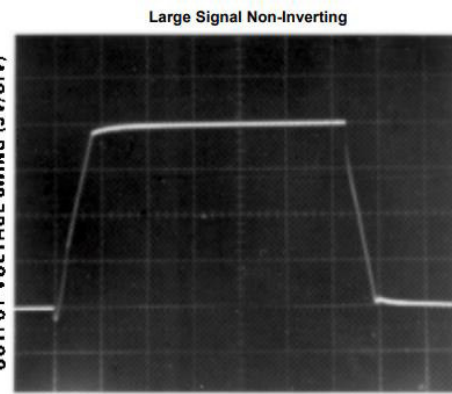
Figure 24.

Figure 24.



TIME (0.2 μ s/DIV)

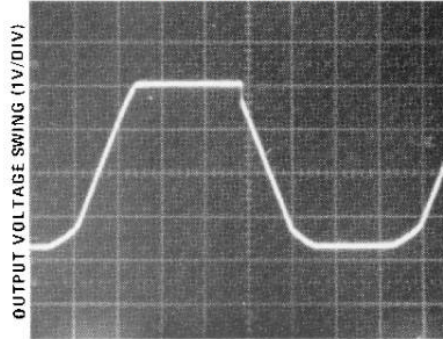
Figure 25.



TIME (2 μ s/DIV)

Figure 26.

Pulse Response (continued)
Current Limit ($R_L = 100\Omega$)



TIME (5 μs/DIV)

Figure 27.

Anexo C: Hoja de datos del amplificador operacional LM324 de Texas Instruments (Páginas 1-10)



LM124-N, LM224-N
LM2902-N, LM324-N

SNOSC16D – MARCH 2000 – REVISED JANUARY 2015

LMx24-N, LM2902-N Low-Power, Quad-Operational Amplifiers

1 Features

- Internally Frequency Compensated for Unity Gain
- Large DC Voltage Gain 100 dB
- Wide Bandwidth (Unity Gain) 1 MHz (Temperature Compensated)
- Wide Power Supply Range:
 - Single Supply 3 V to 32 V
 - or Dual Supplies ± 1.5 V to ± 16 V
- Very Low Supply Current Drain (700 μ A) —Essentially Independent of Supply Voltage
- Low Input Biasing Current 45 nA (Temperature Compensated)
- Low Input Offset Voltage 2 mV and Offset Current: 5 nA
- Input Common-Mode Voltage Range Includes Ground
- Differential Input Voltage Range Equal to the Power Supply Voltage
- Large Output Voltage Swing 0 V to $V^+ - 1.5$ V

Advantages:

- Eliminates Need for Dual Supplies
- Four Internally Compensated Op Amps in a Single Package
- Allows Direct Sensing Near GND and V_{OUT} also Goes to GND
- Compatible With All Forms of Logic
- Power Drain Suitable for Battery Operation
- In the Linear Mode the Input Common-Mode, Voltage Range Includes Ground and the Output Voltage
- Can Swing to Ground, Even Though Operated from Only a Single Power Supply Voltage
- Unity Gain Cross Frequency is Temperature Compensated
- Input Bias Current is Also Temperature Compensated

2 Applications

- Transducer Amplifiers
- DC Gain Blocks
- Conventional Op Amp Circuits

3 Description

The LM124-N series consists of four independent, high-gain, internally frequency compensated operational amplifiers designed to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split-power supplies is also possible and the low-power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

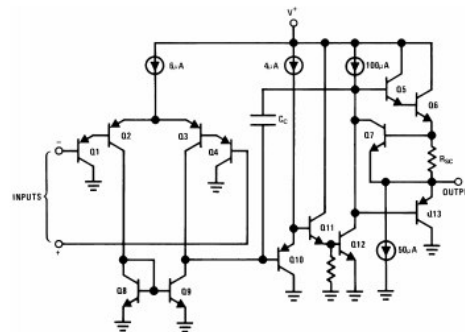
Application areas include transducer amplifiers, DC gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124-N series can directly operate off of the standard 5-V power supply voltage which is used in digital systems and easily provides the required interface electronics without requiring the additional ± 15 V power supplies.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM124-N	CDIP (14)	19.56 mm × 6.67 mm
LM224-N	CDIP (14)	19.56 mm × 6.67 mm
LM324-N	CDIP (14)	19.56 mm × 6.67 mm
	PDIP (14)	19.177 mm × 6.35 mm
	SOIC (14)	8.65 mm × 3.91 mm
	TSSOP (14)	5.00 mm × 4.40 mm
LM2902-N	PDIP (14)	19.177 mm × 6.35 mm
	SOIC (14)	8.65 mm × 3.91 mm
	TSSOP (14)	5.00 mm × 4.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

Schematic Diagram



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

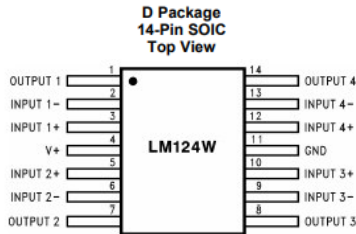
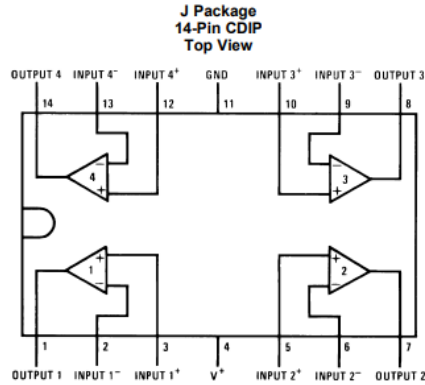
Table of Contents

1 Features	1	7.3 Feature Description	11
2 Applications	1	7.4 Device Functional Modes	11
3 Description	1	8 Application and Implementation	13
4 Revision History	2	8.1 Application Information	13
5 Pin Configuration and Functions	3	8.2 Typical Applications	13
6 Specifications	4	9 Power Supply Recommendations	23
6.1 Absolute Maximum Ratings	4	10 Layout	23
6.2 ESD Ratings	4	10.1 Layout Guidelines	23
6.3 Recommended Operating Conditions	4	10.2 Layout Example	23
6.4 Thermal Information	5	11 Device and Documentation Support	24
6.5 Electrical Characteristics: LM124A/224A/324A	5	11.1 Related Links	24
6.6 Electrical Characteristics: LM124-N/224-N/324-N/2902-N	6	11.2 Trademarks	24
6.7 Typical Characteristics	8	11.3 Electrostatic Discharge Caution	24
7 Detailed Description	11	11.4 Glossary	24
7.1 Overview	11	12 Mechanical, Packaging, and Orderable Information	24
7.2 Functional Block Diagram	11		

4 Revision History

Changes from Revision C (November 2012) to Revision D	Page
<ul style="list-style-type: none"> • Added <i>Pin Configuration and Functions</i> section, <i>ESD Ratings</i> table, <i>Feature Description</i> section, <i>Device Functional Modes</i>, <i>Application and Implementation</i> section, <i>Power Supply Recommendations</i> section, <i>Layout</i> section, <i>Device and Documentation Support</i> section, and <i>Mechanical, Packaging, and Orderable Information</i> section 	1

5 Pin Configuration and Functions



Pin Functions

PIN		TYPE	DESCRIPTION
NAME	NO.		
OUTPUT1	1	O	Output, Channel 1
INPUT1-	2	I	Inverting Input, Channel 1
INPUT1+	3	I	Noninverting Input, Channel 1
V+	4	P	Positive Supply Voltage
INPUT2+	5	I	Nonverting Input, Channel 2
INPUT2-	6	I	Inverting Input, Channel 2
OUTPUT2	7	O	Output, Channel 2
OUTPUT3	8	O	Output, Channel 3
INPUT3-	9	I	Inverting Input, Channel 3
INPUT3+	10	I	Noninverting Input, Channel 3
GND	11	P	Ground or Negative Supply Voltage
INPUT4+	12	I	Noninverting Input, Channel 4
INPUT4-	13	I	Inverting Input, Channel 4
OUTPUT4	14	O	Output, Channel 4

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

See ⁽¹⁾⁽²⁾.

			LM124-N/LM224-N/LM324-N LM124A/LM224A/LM324A		LM2902-N		
			MIN	MAX	MIN	MAX	UNIT
Supply Voltage, V*			32		26		V
Differential Input Voltage			32		26		V
Input Voltage			-0.3		-0.3		V
Input Current (V _{IN} < -0.3 V) ⁽³⁾			50		50		mA
Power Dissipation ⁽⁴⁾	PDIP		1130		1130		mW
	CDIP		1260		1260		mW
	SOIC Package		800		800		mW
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) ⁽⁵⁾		V* ≤ 15 V and T _A = 25°C	Continuous		Continuous		
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)			260		260		°C
Soldering Information	Dual-In-Line Package	Soldering (10 seconds)	260		260		°C
	Small Outline Package	Vapor Phase (60 seconds)	215		215		°C
		Infrared (15 seconds)	220		220		°C
Storage temperature, T _{stg}			-65 150		-65 150		°C

- Refer to RETS124AX for LM124A military specifications and refer to RETS124X for LM124-N military specifications.
- If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/ Distributors for availability and specifications.
- This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V* voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 V (at 25°C).
- For operating at high temperatures, the LM324-N/LM324A/LM2902-N must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 88°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224-N/LM224A and LM124-N/LM124A can be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.
- Short circuits from the output to V* can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V*. At values of supply voltage in excess of 15 V, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

6.2 ESD Ratings

			VALUE	UNIT
V _(ESD)	Electrostatic discharge	Human-body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 ⁽¹⁾	±250	V

- JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

6.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	MIN	MAX	UNIT
Supply Voltage (V* - V): LM124-N/LM124A/LM224-N/LM224A/LM324-N/LM324A	3	32	V
Supply Voltage (V* - V): LM2902-N	3	26	V
Operating Input Voltage on Input pins	0	V+	V
Operating junction temperature, T _J : LM124-N/LM124A	-55	125	°C
Operating junction temperature, T _J : L2902-N	-40	85	°C
Operating junction temperature, T _J : LM224-N/LM224A	-25	85	°C
Operating junction temperature, T _J : LM324-N/LM324A	0	70	°C



6.4 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾	LM124-N / LM224-N	LM324-N / LM2902-N	UNIT
	J/CDIP	D/SOIC	
	14 PINS	14 PINS	
R _{θJA} Junction-to-ambient thermal resistance	88	88	°C/W

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *IC Package Thermal Metrics* application report, [SPRA953](#).

6.5 Electrical Characteristics: LM124A/224A/324A

V⁺ = 5.0 V, ⁽¹⁾, unless otherwise stated

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM124A			LM224A			LM324A			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	T _A = 25°C ⁽²⁾	1	2	1	3	2	3	mV			
Input Bias Current ⁽³⁾	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , V _{CM} = 0 V, T _A = 25°C	20	50	40	80	45	100	nA			
Input Offset Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , V _{CM} = 0 V, T _A = 25°C	2	10	2	15	5	30	nA			
Input Common-Mode Voltage Range ⁽⁴⁾	V ⁺ = 30 V, (LM2902-N, V ⁺ = 26 V), T _A = 25°C	0	V ⁺ -1.5	0	V ⁺ -1.5	0	V ⁺ -1.5	V			
Supply Current	Over Full Temperature Range, R _L = ∞ On All Op Amps V ⁺ = 30 V (LM2902-N V ⁺ = 26 V)	1.5	3	1.5	3	1.5	3	mA			
	V ⁺ = 5 V	0.7	1.2	0.7	1.2	0.7	1.2				
Large Signal Voltage Gain	V ⁺ = 15 V, R _L ≥ 2 kΩ, (V _O = 1 V to 11 V), T _A = 25°C	50	100	50	100	25	100	V/mV			
Common-Mode Rejection Ratio	DC, V _{CM} = 0 V to V ⁺ - 1.5 V, T _A = 25°C	70	85	70	85	65	85	dB			
Power Supply Rejection Ratio	V ⁺ = 5 V to 30 V, (LM2902-N, V ⁺ = 5V to 26 V), T _A = 25°C	65	100	65	100	65	100	dB			
Amplifier-to-Amplifier Coupling ⁽⁵⁾	f = 1 kHz to 20 kHz, T _A = 25°C, (Input Referred)	-120		-120		-120		dB			
Output Current	Source V _{N(+)} = 1 V, V _{N(-)} = 0 V, V ⁺ = 15 V, V _O = 2 V, T _A = 25°C	20	40	20	40	20	40	mA			
	Sink V _{N(+)} = 1 V, V _{N(-)} = 0 V, V ⁺ = 15 V, V _O = 2 V, T _A = 25°C	10	20	10	20	10	20				
	V _{N(+)} = 1 V, V _{N(-)} = 0 V, V ⁺ = 15 V, V _O = 200 mV, T _A = 25°C	12	50	12	50	12	50				
Short Circuit to Ground	V ⁺ = 15 V, T _A = 25°C ⁽⁶⁾	40	60	40	60	40	60	mA			
Input Offset Voltage	See ⁽²⁾		4		4		5	mV			
V _{OS} Drift	R _S = 0 Ω	7	20	7	20	7	30	μV/°C			
Input Offset Current	I _{IN(+)} - I _{IN(-)} , V _{CM} = 0 V		30		30		75	nA			

- These specifications are limited to -55°C ≤ T_A ≤ +125°C for the LM124-N/LM124A. With the LM224-N/LM224A, all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T_A ≤ +85°C, the LM324-N/LM324A temperature specifications are limited to 0°C ≤ T_A ≤ +70°C, and the LM2902-N specifications are limited to -40°C ≤ T_A ≤ +85°C.
- V_O = 1.4V, R_S = 0 Ω with V⁺ from 5 V to 30 V; and over the full input common-mode range (0 V to V⁺ - 1.5 V) for LM2902-N, V⁺ from 5 V to 26 V.
- The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
- The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is V⁺ - 1.5 V (at 25°C), but either or both inputs can go to 32 V without damage (26 V for LM2902-N), independent of the magnitude of V⁺.
- Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.
- Short circuits from the output to V⁺ can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V⁺. At values of supply voltage in excess of 15 V, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

**LM124-N, LM224-N
LM2902-N, LM324-N**

SNOSC16D – MARCH 2000 – REVISED JANUARY 2015

www.ti.com

Electrical Characteristics: LM124A/224A/324A (continued)

V* = 5.0 V, ⁽¹⁾, unless otherwise stated

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM124A			LM224A			LM324A			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
I _{OS} Drift	R _S = 0 Ω		10	200		10	200		10	300	pA/°C
Input Bias Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)}		40	100		40	100		40	200	nA
Input Common-Mode Voltage Range ⁽⁴⁾	V* = 30 V, (LM2902-N, V* = 26 V)	0		V*-2	0		V*-2	0		V*-2	V
Large Signal Voltage Gain	V* = 15 V (V _O Swing = 1 V to 11 V), R _L ≥ 2 kΩ		25			25			15		V/mV
Output Voltage Swing	V _{OH}										V
	V _{OL}										mV
Output Current	Source										mA
	Sink										

6.6 Electrical Characteristics: LM124-N/224-N/324-N/2902-N

V* = +5.0V, ⁽¹⁾, unless otherwise stated

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM124-N / LM224-N			LM324-N			LM2902-N			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	T _A = 25°C ⁽²⁾		2	5		2	7		2	7	mV
Input Bias Current ⁽³⁾	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , V _{CM} = 0 V, T _A = 25°C		45	150		45	250		45	250	nA
Input Offset Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , V _{CM} = 0 V, T _A = 25°C		3	30		5	50		5	50	nA
Input Common-Mode Voltage Range ⁽⁴⁾	V* = 30 V, (LM2902-N, V* = 26V), T _A = 25°C	0		V*-1.5	0		V*-1.5	0		V*-1.5	V
Supply Current	Over Full Temperature Range R _L = ∞ On All Op Amps, V* = 30 V (LM2902-N V* = 26 V)		1.5	3		1.5	3		1.5	3	mA
	V* = 5 V		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2	
Large Signal Voltage Gain	V* = 15 V, R _L ≥ 2 kΩ, (V _O = 1 V to 11 V), T _A = 25°C		50	100		25	100		25	100	V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	DC, V _{CM} = 0 V to V* - 1.5 V, T _A = 25°C		70	85		65	85		50	70	dB
Power Supply Rejection Ratio	V* = 5 V to 30 V (LM2902-N, V* = 5 V to 26 V), T _A = 25°C		65	100		65	100		50	100	dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling ⁽⁵⁾	f = 1 kHz to 20 kHz, T _A = 25°C (Input Referred)		-120			-120			-120		dB

- (1) These specifications are limited to -55°C ≤ T_A ≤ +125°C for the LM124-N/LM124A. With the LM224-N/LM224A, all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T_A ≤ +85°C, the LM324-N/LM324A temperature specifications are limited to 0°C ≤ T_A ≤ +70°C, and the LM2902-N specifications are limited to -40°C ≤ T_A ≤ +85°C.
- (2) V_O = 1.4V, R_S = 0 Ω with V* from 5 V to 30 V; and over the full input common-mode range (0 V to V* - 1.5 V) for LM2902-N, V* from 5 V to 26 V.
- (3) The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
- (4) The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is V* - 1.5 V (at 25°C), but either or both inputs can go to 32 V without damage (26 V for LM2902-N), independent of the magnitude of V*.
- (5) Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.

6 [Submit Documentation Feedback](#)

Copyright © 2000–2015, Texas Instruments Incorporated

Product Folder Links: [LM124-N](#) [LM224-N](#) [LM2902-N](#) [LM324-N](#)



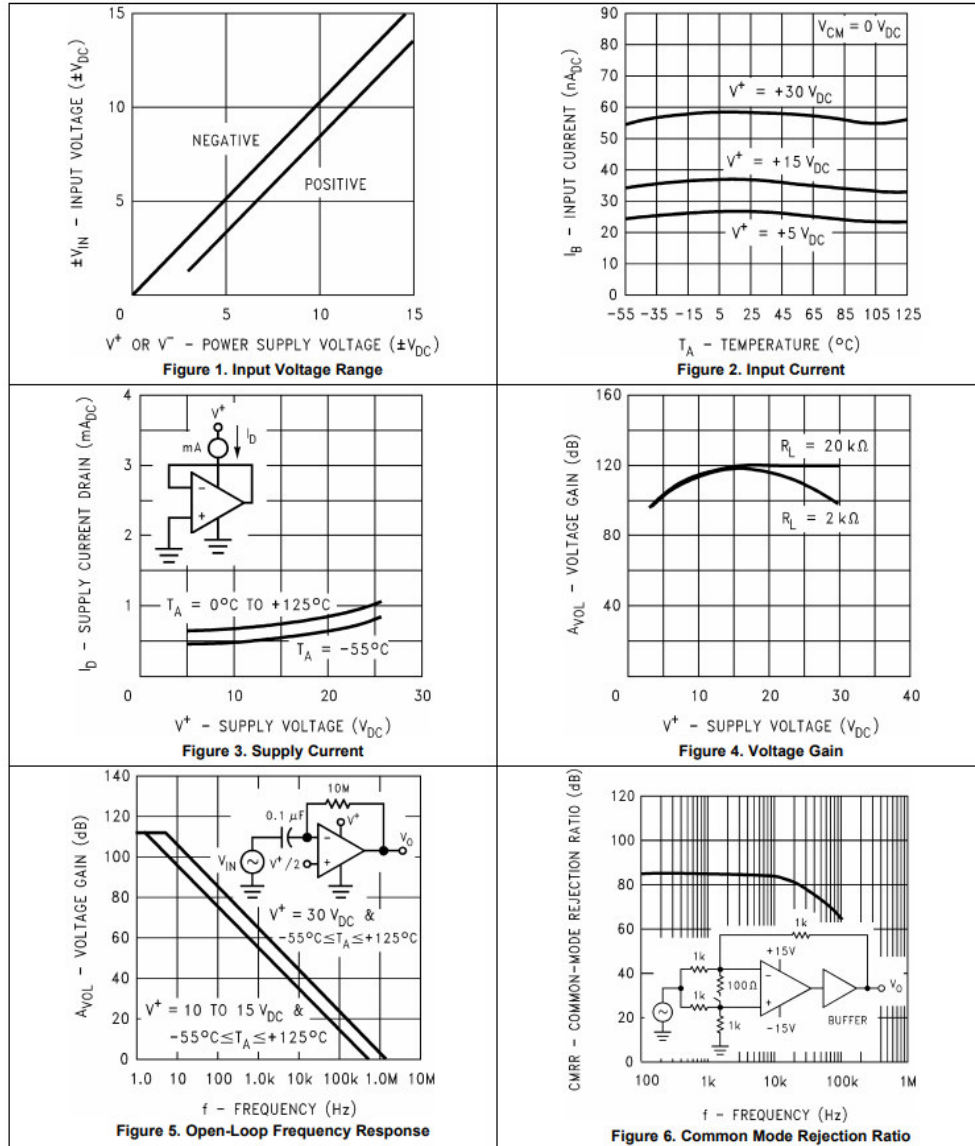
Electrical Characteristics: LM124-N/224-N/324-N/2902-N (continued)

V* = +5.0V, ⁽¹⁾, unless otherwise stated

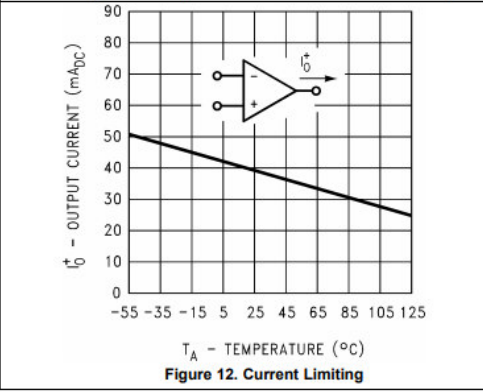
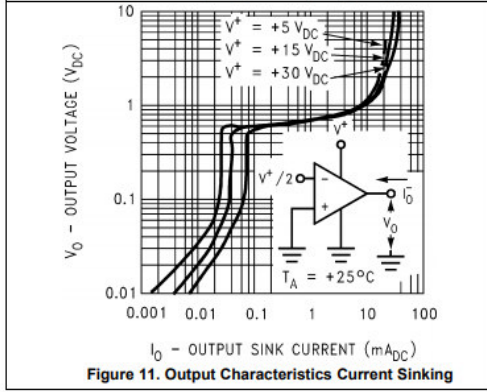
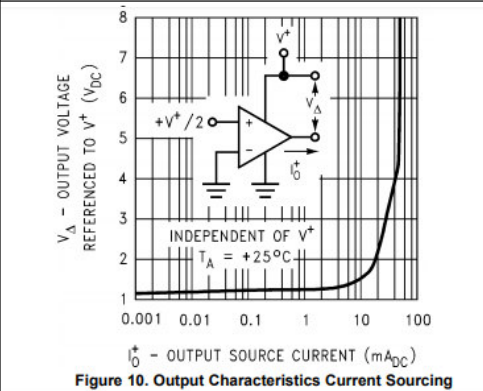
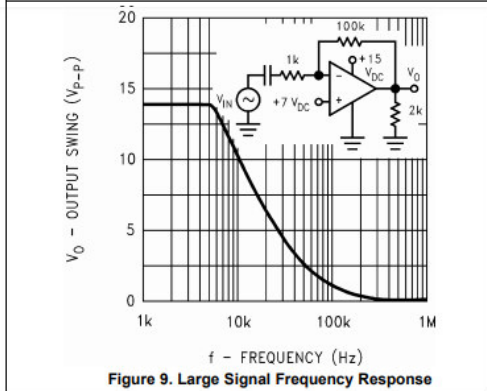
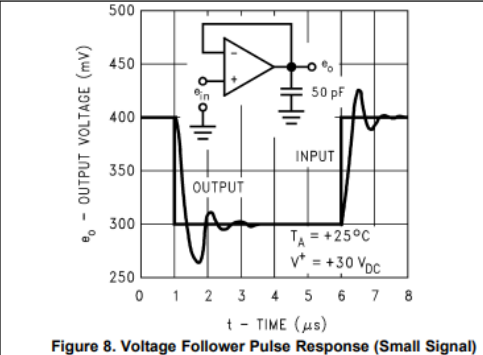
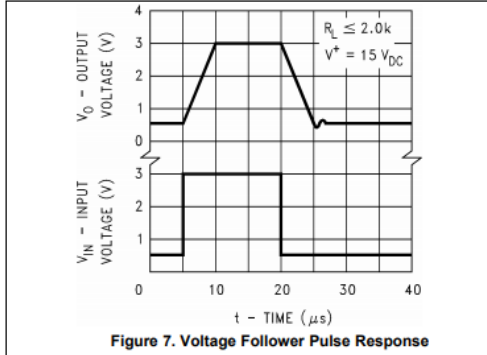
PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM124-N / LM224-N			LM324-N			LM2902-N			UNIT			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX				
Output Current	Source	$V_{IN}^+ = 1\text{ V}, V_{IN}^- = 0\text{ V}, V^* = 15\text{ V}, V_O = 2\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$			20	40		20	40		20	40	mA	
	Sink	$V_{IN}^- = 1\text{ V}, V_{IN}^+ = 0\text{ V}, V^* = 15\text{ V}, V_O = 2\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$			10	20		10	20		10	20	mA	
		$V_{IN}^- = 1\text{ V}, V_{IN}^+ = 0\text{ V}, V^* = 15\text{ V}, V_O = 200\text{ mV}, T_A = 25^\circ\text{C}$			12	50		12	50		12	50	μA	
Short Circuit to Ground	$V^* = 15\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}^{(6)}$				40	60		40	60		40	60	mA	
Input Offset Voltage	See ⁽²⁾										7	10	mV	
V _{OS} Drift	R _S = 0 Ω										7		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}, V_{CM} = 0\text{ V}$				100			150			45	200	nA	
I _{OS} Drift	R _S = 0 Ω				10			10			10		$\text{pA}/^\circ\text{C}$	
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$				40			40			40	500	nA	
Input Common-Mode Voltage Range ⁽⁴⁾	$V^* = 30\text{ V}$, (LM2902-N, $V^* = 26\text{ V}$)	0			V^*-2			0			V^*-2			V
Large Signal Voltage Gain	$V^* = 15\text{ V}$ (V_O Swing = 1V to 11V), R _L $\geq 2\text{ k}\Omega$	25			15			15						V/mV
Output Voltage Swing	V _{OH}	$V^* = 30\text{ V}$ (LM2902-N, $V^* = 26\text{ V}$)	R _L = 2 k Ω	26			26			22			V	
			R _L = 10 k Ω	27			28			23				24
Output Current	Sink	$V_O = 2\text{ V}$	$V_{IN}^+ = 1\text{ V}, V_{IN}^- = 0\text{ V}, V^* = 15\text{ V}$	5			5			5			mA	
				20			20			100				
Output Current	Source	$V_O = 2\text{ V}$	$V_{IN}^- = 1\text{ V}, V_{IN}^+ = 0\text{ V}, V^* = 15\text{ V}$	5			5			5			mA	
				8			8			8				

(6) Short circuits from the output to V* can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V*. At values of supply voltage in excess of 15 V, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

6.7 Typical Characteristics



Typical Characteristics (continued)



Typical Characteristics (continued)

