



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

**PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN
INGENIERÍA**

FACULTAD DE INGENIERÍA

**DESARROLLO DE UN MICROSCOPIO CONFOCAL
PARA LA OBTENCIÓN DE IMÁGENES EN 3D
DE DISPOSITIVOS DESARROLLADOS
CON MICROLITOGRAFÍA**

T E S I S

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA

INGENIERÍA ELÉCTRICA - INSTRUMENTACIÓN

P R E S E N T A

RAÚL RUVALCABA MORALES



DIRECTOR DE TESIS: DR. NASER QURESHI

SEPTIEMBRE - 2009

JURADO ASIGNADO:

Presidente: DR. OLEG KOLOKOLTSEV

Secretario: DRA. MARTHA ROSETE AGUILAR

Vocal: DR. NASER QURESHI

1^{er}. Suplente: DR. JUAN A. HERNÁNDEZ CORDERO

2^{do}. Suplente: DR. NEIL C. BRUCE DAVIDSON

Lugar donde se realizó la tesis:

CENTRO DE CIENCIAS APLICADAS Y DESARROLLO TECNOLÓGICO
UNAM

TUTOR DE TESIS: DR. NASER QURESHI

Agradecimientos:

De manera muy especial, agradezco el apoyo, las facilidades y asesorías que me brindaron mis compañeros de trabajo del Grupo de Fotónica de Microondas y Microlitografía del CCADET de la UNAM, para la realización y culminación de ésta tesis:

Oleg Kolokoltsev
Naser Qureshi
Elsi Violeta Mejía Uriarte
Oliver Cortés Pérez
César Leonardo Ordóñez Romero

Agradezco también, a los estudiantes asociados a nuestro grupo de trabajo, por la paciencia y amistad que me mostraron durante la realización de ésta tesis:

Jorge Octavio Gutiérrez Ruiz
Dahí Ludim Hernández Roa
Guillermo López Maldonado
Nicolás Delgado Medina
Roberto Carlos Huitrón Aguilar
José Antonio Yáñez Monroe

A mis compañeros y amigos de maestría:

Ricardo Dorantes Escamilla
Daniel Martínez Gutiérrez
Abel Villanueva Peña

A mis amigos:

Asur Guadarrama Santana
Jesús Ramírez Ortega
Marco Antonio Gutiérrez Hernández

Por último, al Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico de la UNAM por darme la oportunidad y facilidades de continuar con mi superación académica.

***“Muchos creen que tener talento es una suerte;
nadie que la suerte pueda ser cuestión de talento”***

Jacinto Benavente

Dedicatoria:

Ésta tesis esta dedicada a mi entrañable esposa Alicia y a mis tremendos hijos Mitzi Geovanna y Uriel Raúl.

Alis,

Gracias por el apoyo, los ánimos y la comprensión que me brindaste durante el desarrollo de mi maestría, pero sobre todo, gracias por la paciencia que me has tenido, no solo para este proyecto, sino a lo largo de nuestra vida como pareja.

Sabes que me haces mucha falta..... Te amo, Rul

Mitzi y Uriel,

Son la bendición que Dios nos regaló a su mamá y a mí, sepan que los quiero muchísimo y espero que sigan disfrutando su niñez como hasta ahora lo han hecho, recuerden que la vida esta llena de sorpresas y que de ustedes mismos depende que éstas sean bonitas y agradables.

Sigan estudiando y echándole ganas en la escuela, no se sientan mal si de repente en lugar de obtener un 10 obtienen un 9.9, recuerden que lo importante no es llegar a ser unos grandes genios, lo importante es entender que están poniendo todo su empeño para lograrlo, lo importante es llegar a ser personas de bien, honestas, humildes de corazón y comprometidos con ustedes mismos.

No olviden dar gracias a Dios por la oportunidad que les brinda día a día de convivir con papá y mamá, con sus parientes y con sus amigos y amigas.

Los quiero..... su pa' Rul.

"Una persona generalmente se convierte en aquello que él cree que es.

Si yo sigo diciéndome a mi mismo que no puedo hacer algo, es posible que yo termine siendo incapaz de hacerlo.

Por el contrario si yo tengo la creencia que sí puedo hacerlo, con seguridad yo adquiriré la capacidad de realizarlo aunque no la haya tenido al principio"

Mahatma Gandhi

Índice

INTRODUCCIÓN	7
Capítulo 1. ANTECEDENTES	9
1.1 Historia de la Microscopía	9
1.2 Tipos de Microscopios	14
1.3 Microscopía Confocal	16
1.3.1 Resolución Óptica	18
1.3.2 Detección	19
1.3.3 Edición y Cuantificación de la Imagen	19
1.3.4 Fuente Luminosa	20
Capítulo 2. PROPUESTA DE DESARROLLO	21
2.1 Funcionamiento General	21
2.2 Sistema Óptico	23
2.3 Sistema Electrónico	23
2.4 Sistema Mecánico	25
Capítulo 3. DISEÑO DEL SISTEMA ÓPTICO	26
3.1 Sistema Óptico	26
3.1.1 Láser y Lentes	26
3.1.2 Propiedades de la Radiación Láser	28
3.1.3 Ángulo de Divergencia	30
3.1.4 Tamaño de la Proyección (spot)	30
3.1.5 Modos Electromagnéticos Transversales de la Radiación Láser	31
3.1.6 Haz Láser Gaussiano	32
3.1.7 Enfoque del Haz Láser Colimado	33
3.1.8 Difracción a Través de un Orificio Circular	35
3.1.9 Radiación Electromagnética	36
3.1.10 Transmitancia y Reflectancia	37
3.1.11 Fotodiodo	37
3.1.11.1 Curvas Características y Parámetros un Fotodiodo	38
3.1.12 Cálculo del Diámetro del Haz Colimado	43
3.1.13 Cálculo del Diámetro del Diafragma	44
3.1.14 Sobre el Divisor de Haz	45
3.1.15 Cálculo del Spot del Enfoque de la Lente Objetivo del Microscopio	45
3.1.16 Cálculo del Pinhole	46

3.1.17 Cálculo de la Potencia Óptica que Recibe el Fotodetector	47
3.1.18 Cálculo de la Corriente Generada por el Fotodiodo	49
Capítulo 4. DISEÑO DEL SISTEMA ELECTRÓNICO	51
4.1 Sistema de Amplificación	51
4.1.1 Amplificador de Transimpedancia	51
4.1.1.1 Modo Fotovoltaico	51
4.1.1.2 Modo Fotoconductor	52
4.1.2 Cálculos del Sistema de Amplificación del Microscopio	53
4.2 Control de Movimiento de los Motores	57
4.2.1 Etapa de Potencia	57
4.2.2 Motor de Pasos	60
4.2.2.1 Motor de DC	60
4.2.2.2 Motor PaP	61
4.2.2.2.1 Parámetros del Motor PaP	62
4.2.2.2.2 Clasificación de los Motores PaP	63
4.2.2.2.3 Tipos de Motores de pasos de Imán Permanente	64
4.2.3 Tarjeta NI-USB-6009	69
4.2.4 Protocolo para la Adquisición y Digitalización de la Imagen	71
4.3 Fuentes de Alimentación	76
Capítulo 5. DISEÑO DEL SISTEMA MECÁNICO	83
5.1 Sistema Mecánico	83
CONCLUSIONES	88
APÉNDICES	91
BIBLIOGRAFÍA	112

Introducción

Ésta tesis presenta las bases de diseño para el desarrollo de un Microscopio Confocal que pueda servir como apoyo para los trabajos de investigación que se están desarrollando en los campos de fotónica de microondas y óptica integrada del grupo de Fotónica de Microondas y Microlitografía del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico de la UNAM.

La aplicación principal de este microscopio, estará enfocada básicamente hacia las siguientes actividades:

- Analizar y ejercer un mejor control de calidad sobre los trabajos desarrollados a través de los procesos de microlitografía.
- Observar y caracterizar tanto las estructuras como las formas físicas de materiales depositados como películas delgadas.

La microscopía confocal es una técnica relativamente nueva que ha venido creciendo a pasos agigantados en los últimos años, logrando excelentes resultados en diversas ramas de la ciencia (medicina, biología, materiales, geología, etc.), esto, debido a las ventajas que ofrece frente a la microscopía óptica convencional.

Este microscopio ofrece como características esenciales:

- Imágenes con mayor nitidez y contraste
- Mayor resolución
- Imágenes que permiten un estudio tridimensional de las muestras

La figura 1, muestra el diagrama a bloques de la propuesta de desarrollo del microscopio confocal.

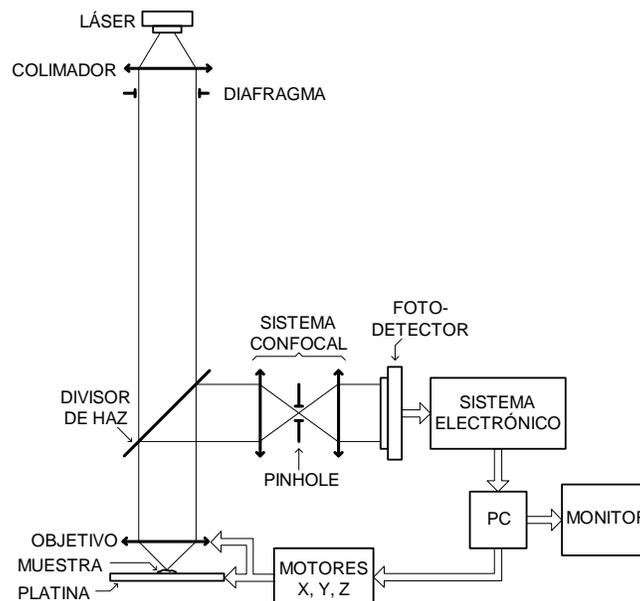


Figura 1. Diagrama a bloques

El principio de operación del microscopio, se basa en eliminar la luz reflejada de los planos fuera de foco.

Se ilumina cierta área del objeto y sólo se captura el haz de luz reflejado que proviene del plano focal, eliminándose los haces procedentes de los planos ya sean superiores o inferiores.

La luz procedente del láser pasa a través del divisor de haz, y con la lente objetivo es enfocada en un punto del objeto.

La luz reflejada por el punto iluminado, vuelve por el mismo camino óptico, y es reflejada por el divisor de haz hacia el sistema confocal el cual se encarga de proyectarla sobre el fotodetector.

El diafragma o apertura circular (Pinhole) se encarga de eliminar los haces de luz reflejada que provienen de la zona fuera de foco, logrando así una mejor claridad y resolución de la imagen, sobre todo en muestras que tienen diferentes grosores o índices de refracción.

El sistema de detección de la intensidad de luz reflejada por el objeto, utiliza un fotodiodo y un amplificador de transimpedancia (convertidor de corriente a voltaje), la conversión analógica-digital de esta señal, se realiza por medio de una tarjeta de adquisición de datos de National Instruments.

Tanto la digitalización de la imagen, como el control de los movimientos X-Y de la platina y Z del objetivo, la realiza la PC, utilizando el software LabView.

Capítulo 1. Antecedentes

1.1 Historia de la Microscopía

Un microscopio (palabra griega que significa “para ver lo pequeño”), es un instrumento óptico (conjunto de una o varias lentes) que permiten ver objetos muy pequeños o detalles estructurales imposibles de distinguir a simple vista (figuras 1.1 y 1.2), debido a que estos están por debajo del poder de resolución del ojo humano.

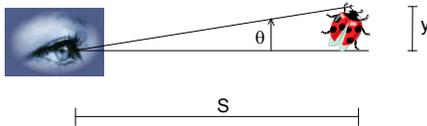


Figura 1.1. Insecto visto a simple vista de una lente

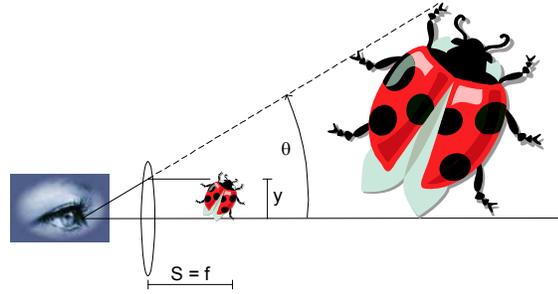


Figura 1.2. Insecto visto a través de una lente

En la antigüedad se sabía que los materiales curvos transparentes y las esferas de cristal llenas de agua aumentaban el tamaño de los objetos, sin embargo aún no contaban con los medios tecnológicos y científicos para comprender y hacer uso de tal fenómeno, y así poder desarrollar una tecnología en su beneficio^[4].

Fue hasta el siglo XVII cuando se iniciaron las primeras experiencias con piezas de vidrio en forma de lenteja, dándoles por ello el nombre de lentes. Con éstos observaban un aumento en la imagen de los objetos, fenómeno que fue muy apreciado por diversos comerciantes, tales como joyeros y mercaderes de tejido con la finalidad de observar la calidad de los productos.

Fue Galileo Galilei (1564-1662) al primero a quien se le acreditó el uso científico de las lentes al hacer observaciones astronómicas.

Entre los años de 1591 y 1608, el físico holandés Zacharias Jensen construyó el primer microscopio compuesto, constituido por varias lentes que permitieron corregir las aberraciones esférica y cromática. En la figura 1.3 se muestra este microscopio que consistía de un lente objetivo convexo y un ocular cóncavo.



Figura 1.3. Microscopio de Zacharias Jensen^[4]

Johannes Kepler (1571-1630) diseñó un microscopio compuesto en que el objetivo y el ocular eran del tipo convexo^{1←[8]}.

Anthony van Leeuwenhoek (1632-1723), trabajando en un negocio de tejidos, se interesó por el aspecto que tenían las telas cuando las veía bajo aumento y comenzó a trabajar en el tallado de los vidrios para mejorar las imágenes que observaba, logrando amplificar hasta 270 veces, de esta manera pudo observar diversos tipos de materiales como: musgos, leche, agua, abejas, etc., siendo el primero en observar (1675) los infusorios (microorganismos observados en aguas estancadas). La figura 1.4 muestra su microscopio.



Figura 1.4. Microscopio de Leeuwenhoek ^[4]

Uno de los descubrimientos más importantes en la historia de observación biológica y médica se produce en 1665, cuando el médico inglés, Robert Hook, utilizando un microscopio óptico rudimentario (figura 1.5), reportó que todos los seres vivos están formados por unidades estructurales de vida a las que llamó “celdas” o “células”.



Figura 1.5. Microscopio de Hook ^[4]

Con el desarrollando la teoría de la óptica, Christian Huygens (1629-1695), construyó instrumentos mucho más poderosos que los de Galiley, obteniendo imágenes más nítidas con un nuevo método de pulido de lentes.

A diferencia del microscopio de Kepler que consistía en una lente simple plano-convexa, el ocular de Huygens tenía dos lentes plano-convexas, una de mayor diámetro y distancia focal o lente de campo y una segunda de menor diámetro y de distancia focal igual a la mitad de la lente de campo, llamada “lente de ojo”.

La microscopía fue perfeccionándose muy lentamente, uno de los defectos de los primeros microscopios era que sus lentes descomponían la luz blanca en los colores que la constituyen. Los objetos pequeños se veían rodeados de anillos de color (aberración cromática) que impedían observar con claridad los detalles.

Alrededor de 1820 se perfeccionaron cuando *Joseph Jackson Lister*, diseñó un microscopio acromático capaz de eliminar los anillos de color que limitaban la claridad de la imagen. La figura 1.6 muestra este microscopio.



Figura 1.6. Microscopio acromático de Lister^[4]

Carl Zeiss y Ernst Abbe, lograron producir microscopios de gran calidad, gracias a la aplicación de la teoría de formación de imágenes de Abbe, diseñando por primera vez un microscopio basado en cálculos matemáticos y conocimientos de óptica geométrica. Sus microscopios presentaban problemas al tratar de observar muestras transparentes a la luz visible, como es el caso de algunos seres vivos.

En el año 1935, Fritz Zernike desarrolló el Microscopio de Contraste de Fase, apoyándose en la teoría de que las células absorben poca luz, tienen diversos espesores y diversos índices de refracción en sus partes, provocando las diferencias de fase de las ondas de luz que pasan a través de ellas. La fase de un haz de luz no se ve a la vista (apenas se ve la intensidad, no la fase). Zernike calculó la manera de hacer que las diferencias de fase se observaran en la imagen como diferencias en la intensidad, logrando así, visualizar detalles que no eran posibles apreciar en un microscopio convencional^[1-8]. La figura 1.7 muestra su microscopio.



Figura 1.7. Microscopio de Contraste de fase^[25]

El principio de la microscopía confocal fue dado a conocer por Minsk en 1957, aunque los primeros microscopios basados en esta técnica demostraron su validez hasta 1968, gracias a los trabajos de Petran y colaboradores^[8].

Su mayor aceptación tuvo lugar hasta hace unos pocos años con el desarrollo de los láseres y equipos de cómputo. El éxito de este microscopio se debe a las ventajas que ofrece frente a la microscopía óptica convencional: imágenes de mayor nitidez y contraste, mayor resolución vertical y horizontal, posibilidad de obtener imágenes que permiten su estudio en 3D.

La microscopía confocal es una técnica relativamente nueva que está logrando excelentes resultados en diversas ramas de la ciencia (medicina, biología, materiales, geología, etc.). La figura 1.8 muestra un microscopio Confocal comercial.



Figura 1.8. Microscopio Confocal, marca Nikon modelo A1R-A1

El desarrollo de la microscopía óptica fue un pilar fundamental del conocimiento a principios del siglo XVII de aquello invisible a la vista del ser humano; sin embargo, su límite de resolución de aproximadamente un micrómetro, ya no fue posible mejorarlo debido al factor limitante de la longitud de onda de la luz (450-640 nm).

Fue hasta el año de 1931 cuando se alcanzó a obtener, con la ayuda de otra generación de microscopios, una resolución 1000 veces mayor que la de un microscopio óptico; a ésta generación se le conoce como Microscopía Electrónica y fueron los físicos Max Knoll y Ernst Ruska en Alemania, quienes dieron a conocer el Microscopio electrónico de transmisión (TEM). La figura 1.9 muestra un TEM comercial.



Figura 1.9. Microscopio Electrónico de Transmisión, marca Carl Zeiss modelo Libra-120 Plus

Posteriormente, en el año 1938, Manfred Von Ardenne construyó el primer Microscopio Electrónico de Barrido (SEM) y comercialmente distribuido hasta 1965. La figura 1.10 muestra un SEM comercial.



Figura 1.10. Microscopio Electrónico de Barrido, marca Zeiss modelo Supra-40

Por su capacidad de proporcionar información morfológica, topográfica, química, cristalina, eléctrica y magnética de los materiales, la microscopía electrónica se ha convertido en herramienta indispensable en el estudio de la física de estado sólido, ciencia de materiales, electrónica, polímeros, metales, textiles, biología, medicina, etc., ya que alcanzan un poder de resolución de hasta 0.1 nm en un TEM y 1.5 nm en un SEM.

La diferencia principal entre microscopía electrónica y óptica es el uso de un haz de electrones en lugar de luz para enfocar la muestra, consiguiendo aumentos de hasta 2×10^6 veces.

El Microscopio de barrido por tunelaje (STM) fue desarrollado en 1981 por Gerd Benning y Heinrich Rohrer, logrando imágenes de superficies metálicas a escala atómica, este tipo de microscopios, surge como una excelente alternativa adicional para los microscopios ópticos, esto, debido a las capacidades de barrer o escanear muestras de mayor tamaño longitudinal (plano X-Y) con un alto poder de resolución.

Se utilizan básicamente para el estudio de materiales conductores y su nombre se debe a que se utiliza el efecto túnel (Mecánica Cuántica) para generar la imagen, además, en los STM la punta piezoeléctrica detectora y el metal a analizar están separados por vacío, así los electrones no tienen la suficiente energía para escapar a través del vacío, pero puede haber intercambio de electrones entre ambos metales por efecto túnel si éstos se encuentran suficientemente próximos.

En 1985, Benning y Rohrer desarrollaron el Microscopio de Fuerza Atómica (AFM); que es un instrumento mecano-óptico capaz de detectar fuerzas del orden de los nN.

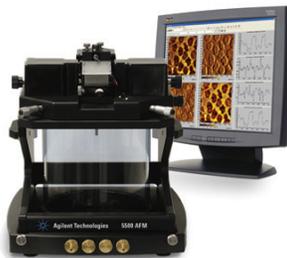


Figura 1.11. Microscopio de Fuerza Atómica, Agilent modelo 5500

Al analizar una muestra, se registran las diferencias de altura entre el objeto de estudio y una punta cristalina de forma piramidal acoplada a un soporte microscópico, muy sensible al efecto de las fuerzas y de sólo unos 200 μm de longitud. La figura 1.11 muestra en AFM comercial.

La fuerza atómica es detectada cuando la punta está muy próxima a la superficie de la muestra, entonces es posible registrar la pequeña flexión del soporte mediante un haz láser reflejado en su parte posterior.

Un sistema auxiliar piezoeléctrico desplaza la muestra en 3D, mientras que la punta recorre la superficie. Todos los movimientos son controlados a través de una computadora, la resolución del microscopio es alrededor de 0.2 nm, y la pantalla de visualización permite distinguir detalles en la superficie de la muestra con una amplificación de varios millones de veces.

1.2 Tipos de Microscopios

Existen dos parámetros importantes que se deben tomar en cuenta cuando se habla de microscopía:

- *La amplificación* (capacidad de aumentar el tamaño de una imagen).
- *La resolución* (capacidad de producir una imagen nítida, o la capacidad del instrumento para dar imágenes bien definidas de puntos situados muy cerca uno del otro).

Los microscopios se clasifican, dependiendo de la fuente de radiación (luz o electrones) que utilizan para iluminar la muestra, básicamente en dos grupos:

- Microscopios Ópticos, utilizan luz.
- Microscopios Electrónicos, utilizan electrones.

La figura 1.12 muestra el principio básico de los microscopios ópticos. Se pueden mencionar los siguientes tipos:

- Campo claro
- Contraste de fase
- Diferencial de contraste de interferencia
- Campo oscuro
- Ultra Violeta (UV)
- Polarización o Petrográfico
- Campo brillante con tinción
- Campo cercano
- Invertido
- Fluorescencia
- Láser: Lámpara de mercurio y Confocal

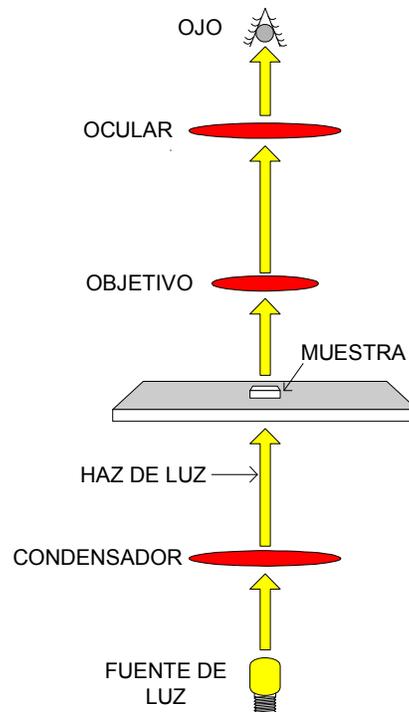


Figura 1.12. Microscopios ópticos

De manera general, se puede decir que el microscopio óptico esta conformado por los elementos que se muestran en la figura 1.13:

- Ocular
- Objetivo
- Condensador
- Fuente de iluminación
- Platina

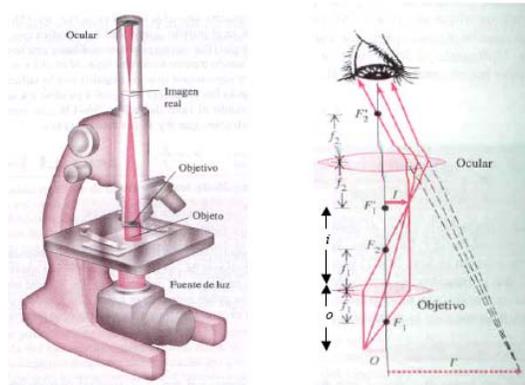


Figura 1.13. Microscopio óptico ^[18]

En la figura 1.14 se muestra el principio básico de los microscopios electrónicos, de los cuales, se pueden mencionar los siguientes tipos:

- Microscopio electrónico de transmisión (TEM)
- Microscopio electrónico de barrido (SEM)
- Microscopio electrónico de barrido y transmisión

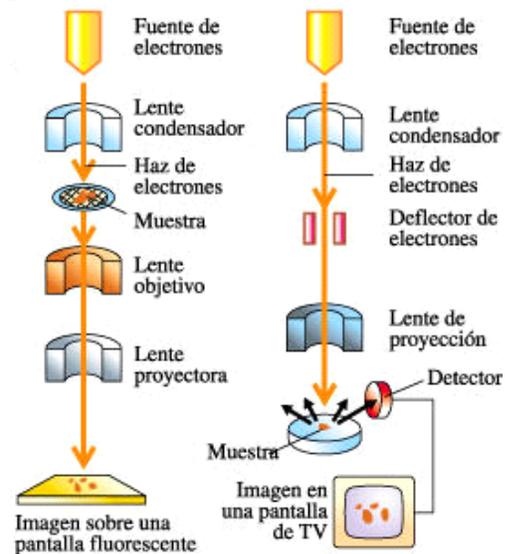


Figura 1.14. Microscopios Electrónicos ^[18]

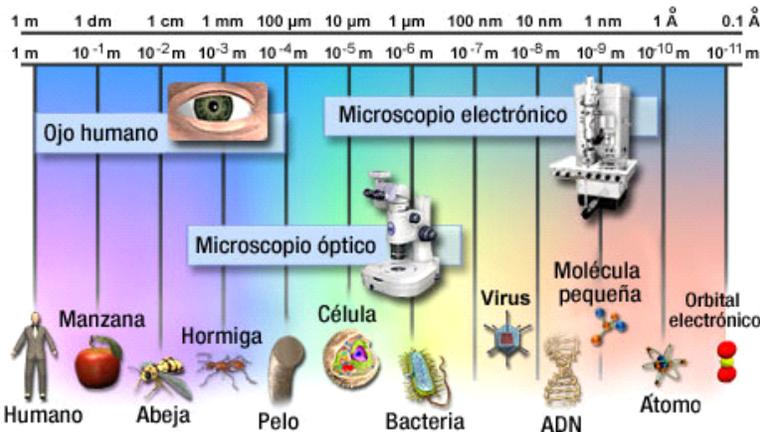


Figura 1.15. Esquema comparativo del uso del microscopio ^[9]

La figura 1.15 muestra un comparativo del poder de resolución entre:

- Ojo humano
- Microscopio óptico
- Microscopio electrónico

1.3 Microscopía Confocal

En la microscopía confocal se reconocen estructuras en las que la luz emitida o reflejada por una muestra es concentrada en un solo plano focal y se superpone a toda la luz que no procede de ese plano.

En un barrido puntual confocal, las lentes del microscopio enfocan el haz de luz sobre un solo punto del objeto (el punto focal).

Después, el haz explora la superficie del objeto punto por punto y genera la imagen barrida^{1←[11]}.

El principio básico de operación del microscopio confocal, radica en la capacidad de eliminar la luz reflejada por el objeto de los planos fuera de foco, logrando así, mejorar la relación señal/ruido (S/N) de la imagen.

Se ilumina cierta área de la muestra y con la ayuda de un diafragma o apertura, sólo se captura el haz de luz reflejado que proviene del plano focal del objetivo, eliminándose los haces procedentes de los planos ya sean superiores o inferiores.

Así pues, el microscopio se basa en eliminar el “velo o sombras”, que generan las regiones que se encuentran fuera del plano de foco.

Debido a que la cantidad de luz que incide sobre la muestra es muy pequeña, es necesario utilizar fuentes de iluminación con mucha energía, es por eso que la fuente de luz que se utiliza es la de un láser.

El haz de luz se hace pasar por un colimador e incide en un divisor de haz, para enfocarlo posteriormente sobre la muestra utilizando el objetivo del microscopio.

La luz reflejada por la muestra es recolectada por el mismo objetivo y proyectada nuevamente sobre el divisor de haz, la cual es enfocada por una lente al centro de un pinhole, proyectándose directamente hasta el fotodetector.

La luz que incide fuera del plano focal (a menor o mayor profundidad en la muestra), incidirá por delante o por detrás del pinhole.

La figura 1.16 muestra en esquema general del principio de operación de uno de los microscopios confocales desarrollado por Zeiss.

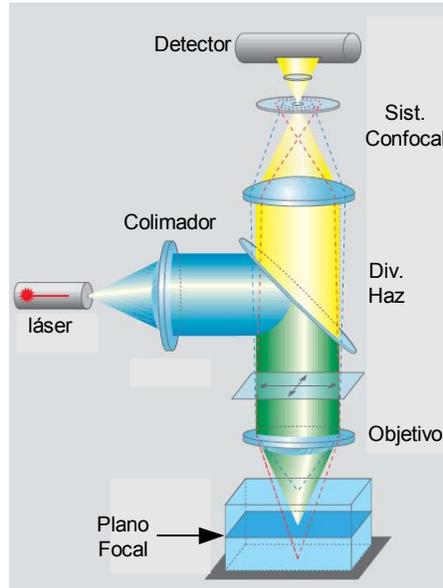


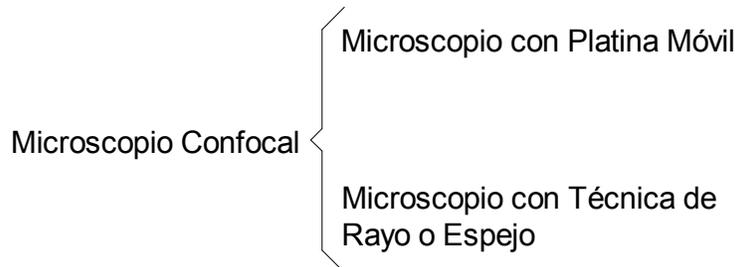
Figura 1.16. Principio de los Microscopios Confocales Carl Zeiss

El detector puede estar constituido por un fotodiodo o por un fotomultiplicador que sólo recibe la luz de un punto de la muestra.

De esta forma, el microscopio confocal permite observar sólo un punto de la muestra en cada momento, a diferencia del microscopio convencional con el que se puede ver una zona mayor de la muestra.

Así pues, la imagen completa de la muestra sólo se consigue mediante la exploración punto por punto de ésta, para lo cual debe desplazarse ya sea el punto luminoso o la muestra.

Ambas posibilidades han conducido al desarrollo de dos tipos diferentes de microscopios confocales:



En los microscopios con platina móvil (barrido en etapas), la platina con la muestra se desplaza un poco tras cada exposición, mientras que el sistema óptico permanece fijo.

En los microscopios con técnica de rayo o de espejo, el punto luminoso se desplaza sobre la muestra que se encuentra fija y la recorre punto por punto con ayuda del movimiento oscilatorio de un pequeño espejo.

La adquisición de una secuencia de “cortes ópticos” de la muestra como grupo de imágenes y su procesamiento digital, tiene la ventaja de que esta serie de datos de varias dimensiones permite generar tanto una imagen bidimensional como una representación en 3D de la muestra en una computadora.

1.3.1 Resolución Óptica

El término resolución hace referencia a la capacidad de distinguir entre los detalles más precisos de una muestra. En un microscopio ideal, el sistema óptico estaría libre de todo tipo de aberraciones, por lo que en éste instrumento hipotético, la resolución estaría limitada únicamente por la difracción.

La resolución puede definirse como la distancia mínima entre dos puntos de una muestra, donde dichos puntos pueden verse siempre como puntos separados (criterio de Rayleigh), a partir de éste límite, ambos puntos se fusionan entre sí (es decir, los aros de difracción se superponen de forma parcial o total) y no pueden distinguirse como dos puntos independientes. Esta distancia se calcula a partir del tamaño de una imagen de difracción de un punto minúsculo de la muestra.

Se puede decir que la resolución óptica, corresponde al radio del primer mínimo de esta imagen de difracción, y esto a su vez, depende de la apertura numérica (NA) del objetivo y del condensador.

Dado que la apertura numérica básicamente es una medida del diámetro de la apertura comparada con la distancia focal de la lente, ésta relación indica el poder de resolución de la lente.

De acuerdo con la teoría de imágenes de difracción en 3D, se tienen dos tipos de resolución óptica, una para las imágenes que se encuentran en el plano focal (plano xy) y la otra para las imágenes que se encuentran ya sea antes o después del primer plano focal (desplazamiento en el eje z), esta teoría, establece que la resolución óptica a lo largo del eje Z alcanza aproximadamente la mitad de la resolución óptica del plano focal.

La resolución de barrido se refiere a la nitidez de enfoque, la cual está determinada por el número y el tamaño del píxel, esto es, a mayor número de píxeles, mayor el formato de barrido seleccionado, de esta manera, resulta más fácil distinguir entre dos objetos próximos entre sí.

La resolución de barrido está limitada por el poder resolutivo óptico máximo.

1.3.2 Detección

La formación de imágenes confocales, es decir, la medición de las características ópticas de cantidades muy pequeñas de una muestra, no está limitada únicamente por la calidad óptica del microscopio, existen también otras limitaciones como son:

- El hecho de que las muestras continuas se miden (debido a la toma de puntos y al procesamiento digital) sólo en pequeñas cantidades individuales de la muestra.
- La exactitud con la que se definen estas pequeñas cantidades, que se determina mediante el mecanismo de barrido.
- La potencia de la fuente de luz (láser) en relación con el potencial de reflexión de la muestra.
- La sensibilidad y el ruido del fotodetector.

El fotodetector es un componente clave del microscopio confocal, debido a su elevada relación entre señal y nivel de ruido.

1.3.3 Edición y Cuantificación de la Imagen

En los primeros microscopios confocales, el fotodetector estaba conectado a un osciloscopio con fosforescencia y la imagen se mostraba de la forma en que se producía el barrido, actualmente, primero se procesa digitalmente la señal del fotodetector y después se presenta en el monitor de una computadora.

Debido a la digitalización de la señal, existe la posibilidad de modificar la imagen adquirida de diferentes formas, tales como:

- Incremento del contraste en la imagen.
- Doble exposición de imágenes en experimentos.
- Filtro digital para la ampliación de los bordes, el alisado, la eliminación de interferencias, etc.
- Reconstrucción de vistas en 3D con ayuda de los cortes ópticos adquiridos en grupos de imágenes.
- Presentación de videos digitales mediante las series temporales tomadas con el microscopio.

Este tipo de edición de imágenes no incrementa la calidad de los datos adquiridos, sin embargo, permite mejorar la imagen visual y facilitar la interpretación cualitativa de los datos.

1.3.4 Fuente Luminosa

El láser se adapta como fuente luminosa de forma excepcional a la microscopía confocal, debido a sus propiedades de radiación, como monocromaticidad, coherencia y direccionalidad.

Debe señalarse que la propiedad de direccionalidad es el factor más importante para determinar el uso del haz de luz del láser, ya que la radiación que sale del láser, es en una sola dirección, y se dispersa con un ángulo de divergencia definido, teniendo una dispersión angular tan pequeña, que el haz de luz es casi un haz paralelo que se mueve en la misma dirección del espacio.

Debido a que el láser casi genera un haz de luz con una sola longitud de onda, y que sus haces son prácticamente paralelos, resulta muy sencillo enfocar el haz.

Se sabe que durante la operación del láser, su intensidad sufre ligeras variaciones, pero en términos generales se puede decir que su intensidad es muy estable, resultando un factor que cobra especial importancia para las mediciones cuantitativas.

Capítulo 2. Propuesta de Desarrollo

Como se mencionó en la introducción de este trabajo, el propósito principal de este microscopio será el de apoyar los trabajos de investigación que se están desarrollando en los campos de fotónica de microondas y óptica integrada del grupo de Fotónica de Microondas y Microlitografía del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico de la UNAM.

Es importante recordar que la aplicación principal de este microscopio, estará enfocada esencialmente sobre las siguientes tareas:

Aplicaciones particulares
del
Microscopio Confocal

Analizar y ejercer un mejor control de calidad sobre los trabajos desarrollados a través de los procesos de microlitografía que realiza el grupo de fotónica de microondas, en particular, sobre la creación de mascarillas y el desarrollo de micro circuitos.

Caracterizar por medio de imágenes, las estructuras y formas físicas de los materiales depositados (oro, plata, aluminio, cobre, titanio, hierro) como películas delgadas.

Cabe señalar que a diferencia de los microscopios confocales que ya existen en el mercado, éste tendrá la capacidad de realizar un barrido de muestras de mayor tamaño (longitud X-Y), además de que esta propuesta establece un sistema óptico novedoso y diferente del que normalmente utilizan los microscopios confocales ya existentes.

Por otra parte, el bajo costo de éste microscopio se convierte en un parámetro importante a considerar, debido al alto costo que representa la adquisición de un microscopio confocal comercial (Zeiss, Nikon, Leica, etc.).

2.1 Funcionamiento General

La imagen que genera el microscopio confocal es simplemente un “pequeño punto” de la muestra, es por eso que para obtener una imagen completa, es necesario mover el punto de iluminación sobre toda la muestra, e ir integrando esta información en una imagen única.

Para llevar a cabo esa tarea, es necesario utilizar un sistema que permita ya sea desplazar la muestra o bien mover el punto de iluminación, para poder barrer toda el área que se desea observar.

Para lograr una imagen bien definida, es necesario barrer de manera uniforme toda la muestra, y que tanto el haz de luz incidente en la muestra como su camino de retorno, estén perfectamente alineadas.

En la figura 2.1, se muestra el diagrama a bloques del sistema propuesto para el desarrollo del microscopio confocal.

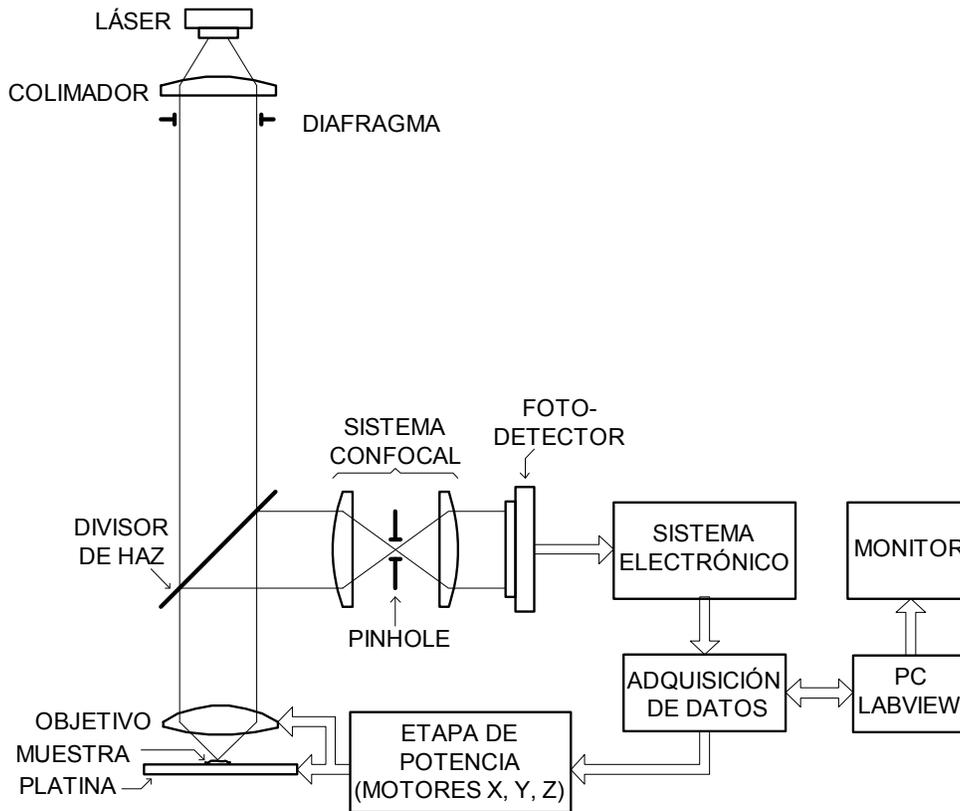


Figura 2.1. Propuesta de desarrollo

El microscopio requiere de los siguientes desarrollos para su diseño y construcción:

- Sistemas electromecánicos de precisión, capaces de generar desplazamientos bien sincronizados con el sistema de adquisición de datos.
- Sistemas electrónicos con fuentes de alimentación muy estables para lograr un procesamiento de señales con el mínimo de pérdidas de datos posibles.
- Sistemas ópticos bien alineados.
- Interfase para la captura y digitalización de las imágenes a través de una computadora.
- Software para la presentación y análisis de las imágenes.

2.2 Sistema Óptico

El sistema óptico estará conformado de la siguiente manera:

La fuente de luz utilizará un diodo láser de silicio con una longitud de onda (λ) de 785 nm y una potencia luminosa (P) de 100 mW. El haz de luz será colimado por una lente esférica y se hará pasar a través de un diafragma para asegurar que el área transversal del haz sea circular.

Después, el haz de luz atravesará por un divisor de haz con características 50:50 y 45° , para llegar hasta la lente objetivo del microscopio, la cual será también una lente esférica con una distancia focal (f) de 2.84 mm y una apertura numérica (NA) de 0.67, la función de ésta lente será enfocar el haz de luz sobre la muestra.

El haz de luz reflejado por la muestra, regresará por el mismo camino óptico, se colimará con la misma lente objetivo y se proyectará hacia el divisor de haz, el cual tendrá la función de cambiarle la dirección en un ángulo de 45° para proyectarlo sobre el sistema de lentes confocales del microscopio.

El sistema confocal del microscopio, estará integrado por dos lentes esféricas plano-convexas y un diafragma de apertura o pinhole. Las lentes esféricas serán iguales y tendrán una distancia focal (f) de 30 mm, y justo a la mitad de la distancia de separación entre ambas lentes, estará colocado el pinhole.

La primer lente del sistema confocal, tendrá la función de enfocar el haz de luz en el centro del pinhole, el cual tendrá el tamaño del diámetro del haz enfocado en el plano focal (mancha o spot), una vez que el haz de luz atraviese el plano focal, ésta se volverá a expandir y se proyectará sobre la segunda lente confocal, la cual de encargará de colimar el haz de luz y proyectarla hacia el fotodetector.

El fotodetector será un fotodiodo de silicio tipo PIN de alta velocidad (tiempos de subida y bajada rápidos) y con una responsividad o sensibilidad de aproximadamente 0.5 A/W.

2.3 Sistema Electrónico

El sistema electrónico estará conformado de la siguiente manera:

- Una fuente de corriente regulada de 500 mA @ 2 V para alimentar el diodo Láser, una fuente bipolar de voltaje regulada de ± 9 V @ 2 A para alimentar el sistema de amplificación y etapas de potencia.
- La señal del fotodiodo será amplificada por un amplificador de transimpedancia, esto es, un convertidor de corriente a voltaje.
- El voltaje de salida del amplificador, será digitalizada por una tarjeta de adquisición de datos de National Instruments e introducidos a la computadora a través del puerto USB.

- El procesamiento de la señal será realizado con el software LabVIEW, el cual se encargará de presentar la imagen de la muestra en el monitor.

LabVIEW también llevará a cabo tanto el control de movimiento en el plano XY de la platina, como el control de movimiento a lo largo del eje Z de la lente objetivo del sistema óptico, sincronizará el barrido del haz de luz sobre la muestra con la adquisición de datos.

Para cada desplazamiento de la muestra en el plano XY, LabVIEW registrará un dato, y así sucesivamente hasta barrer toda el área de observación la muestra, después el sistema realizará un desplazamiento de la lente objetivo sobre el eje Z y el sistema vuelve a realizar el barrido sobre toda el área de observación de la muestra, así sucesivamente hasta alcanzar el máximo desplazamiento de la lente objetivo a lo largo del eje Z.

A través de una etapa de potencia, LabVIEW controlará los 3 motores de pasos, uno para el movimiento en el eje X, otro para el movimiento en el eje Y y el otro para el movimiento en el eje Z.

- Se utilizarán motores de pasos de 2 fases con las siguientes características:

200/1.8°, corriente máxima 600 mA y torque de 13 mN·m.

Dos motores estarán acoplados a 2 platinas comerciales ensambladas entre sí, para poder lograr movimientos en el plano XY con desplazamiento máximo en cada eje de 12.7 mm (0.5 in), mientras que el otro motor estará acoplado a la montura de la lente objetivo para lograr movimiento vertical (eje Z) con desplazamiento máximo de 2 mm.

- La etapa de potencia estará conformada para cada motor por 4 amplificadores operacionales, 2 configurados como amplificadores inversores y 2 amplificadores de potencia configurados como seguidores de voltaje.

2.4 Sistema Mecánico

El sistema mecánico estará conformado de la siguiente manera:

- Montura para el diodo láser.
- Estructura y cuerpo del microscopio.
- Monturas y soportes para los componentes ópticos (lentes, diafragma, pinhole y divisor de haz).
- Montura para el fotodiodo.
- Acoplamientos para unir los motores a las platinas XY.
- Acoplamiento para unir el motor a la lente objetivo.

Todas las partes mecánicas serán torneadas en una primera fase en PVC, para después reproducirlas en latón o aluminio.

Para la sujeción de los diversos ensambles se utilizarán tornillos milimétricos de acero inoxidable.

El sistema electrónico estará integrado de forma modular, esto es, cada etapa estará en una sola tarjeta electrónica y estarán unidas entre sí por conectores de fácil ensamblaje, todas dentro de un chasis de plástico.

Capítulo 3. Diseño del Sistema Óptico

3.1 Sistema Óptico

Partiendo de la propuesta del capítulo anterior, el sistema óptico lo conforman los elementos que se muestran en la figura 3.1, donde:

LD	Diodo Láser
L1	Colimador de entrada
D	Diafragma
BS	Divisor de Haz
L2	Objetivo
L3	Lente Confocal
PH	Diafragma de Apertura (Pinhole)
L4	Colimador de salida
PD	Fotodiodo

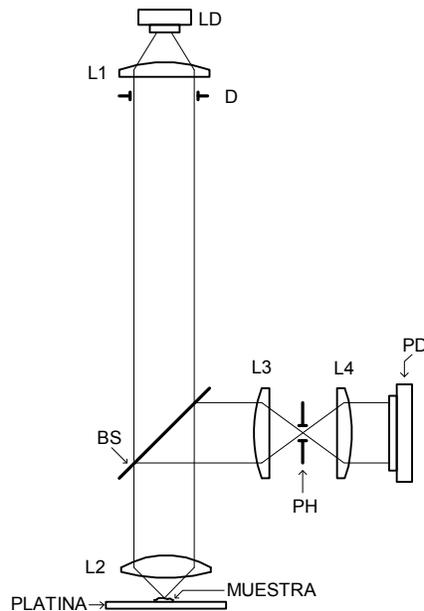


Figura 3.1. Sistema óptico

3.1.1 Láser y Lentes

El láser es un dispositivo que transforma otras formas, tales como, energía eléctrica, energía química, etc., en radiación electromagnética.

La energía del láser siempre se emite como radiación electromagnética, de esta emisión de luz es de donde el láser toma el nombre:

LASER - Amplificación de Luz por Emisión Estimulada de Radiación
(del inglés Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation)

Para entender el funcionamiento del láser, es necesario entender los siguientes conceptos ^[a] referidos a las ondas electromagnéticas:

- Longitud de onda (λ): En cuanto al desplazamiento en función del espacio, λ es la mínima distancia entre dos puntos adyacentes que tienen la misma fase (figura 3.2).

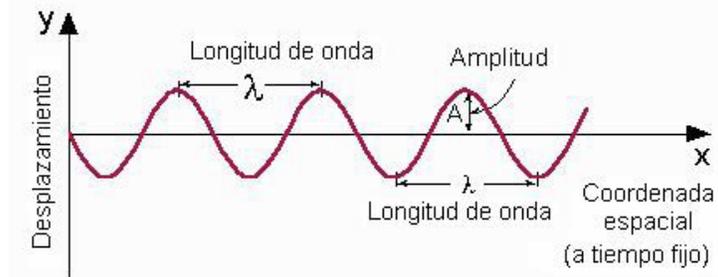


Figura 3.2. Longitud de Onda ^[1]

- Frecuencia (ν): Es el número de veces que oscila la onda por segundo.
- Periodo (T): En cuanto al desplazamiento en función del tiempo, T es la mínima distancia entre dos puntos adyacentes que tienen la misma fase (figura 3.3).

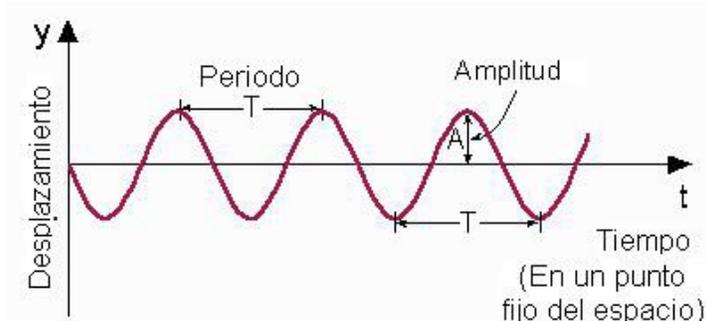


Figura 3.3. Periodo ^[1]

- Velocidad de la luz (c): Es la velocidad constante con la que se propaga en el vacío una onda transversal (su valor es $c = 300,000$ km/seg). La velocidad de la luz, esta definida por la siguiente expresión:

$$c = \lambda * \nu$$

- Índice de refracción (n): Determina la reducción de la velocidad de la luz al propagarse por un medio, esto es, es el cambio de la fase por unidad de longitud; en otras palabras, el número de onda en un medio k será n veces más grande que el número de onda en el vacío k_0 (figura 3.4).

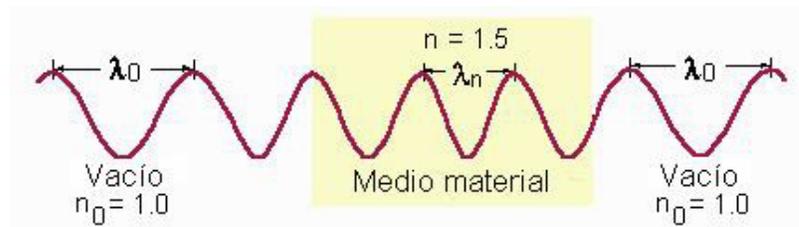


Figura 3.4. Velocidad de la luz en un vidrio^[1]

El índice de refracción n es el cociente entre la velocidad de la luz (c) en el vacío y la velocidad de la luz (v) en el medio de propagación, esto es,

$$n \equiv \frac{c}{v}$$

La figura 3.5, muestra la refracción de la luz debido a la reducción de la velocidad en el medio de propagación y la reducción de su longitud de onda, la cual está determinada por la Ley de Snell^[5] con la siguiente expresión:

$$n_i \sin(\theta_i) = n_t \sin(\theta_t)$$

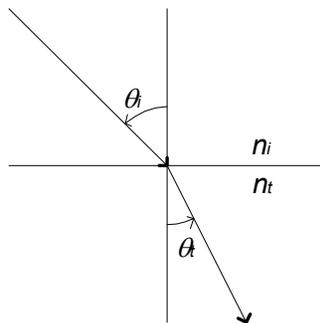
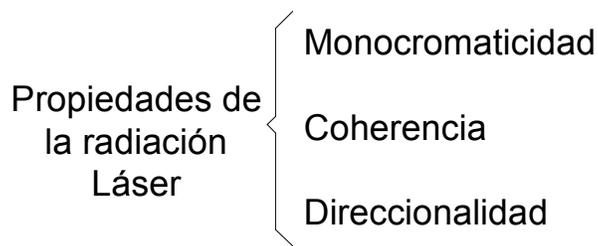


Figura 3.5. Refracción de la Luz

3.1.2 Propiedades de la Radiación Láser

En general se sabe que tanto la luz del Sol, como la luz de algunas lámparas, están compuestas por varias longitudes de onda diferentes y que son emitidas en todas las direcciones, y no hay ninguna relación entre las fases de las diferentes ondas emitidas por la fuente.

La radiación láser está caracterizada por las siguientes propiedades:



Monocromaticidad: Su radiación es de una sola longitud de onda (color) que incluye una pequeña dispersión alrededor del pico central.

Cada línea espectral tiene un gradiente espectral finito ($\Delta\lambda$) en torno a su longitud de onda central (λ_0). La figura 3.6 muestra un comparativo entre la longitud de onda real y la longitud de onda teórica.

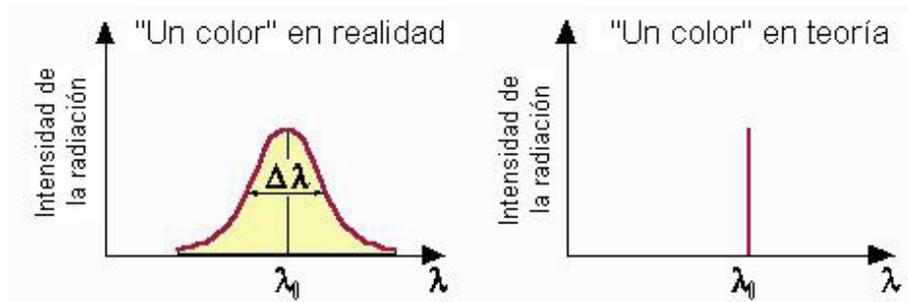


Figura 3.6. Gradiente espectral real y teórico^[1]

Coherencia: La radiación electromagnética es un fenómeno ondulatorio donde cada onda electromagnética se puede describir como una superposición de ondas sinusoidales en función del tiempo.

Cada onda se puede describir por una función de onda como:

$$y = A \cos(\omega t + \varphi)$$

Donde:

- A = Amplitud
- $\omega = 2\pi\nu =$ Frecuencia Angular
- $\varphi =$ Fase Inicial de la onda
- $(\omega t + \varphi) =$ Fase de la onda

Se puede decir que las ondas coherentes son aquellas que mantienen la misma fase relativa entre ellas. La figura 3.7 muestra en comparativo entre ondas coherentes y ondas no coherentes.

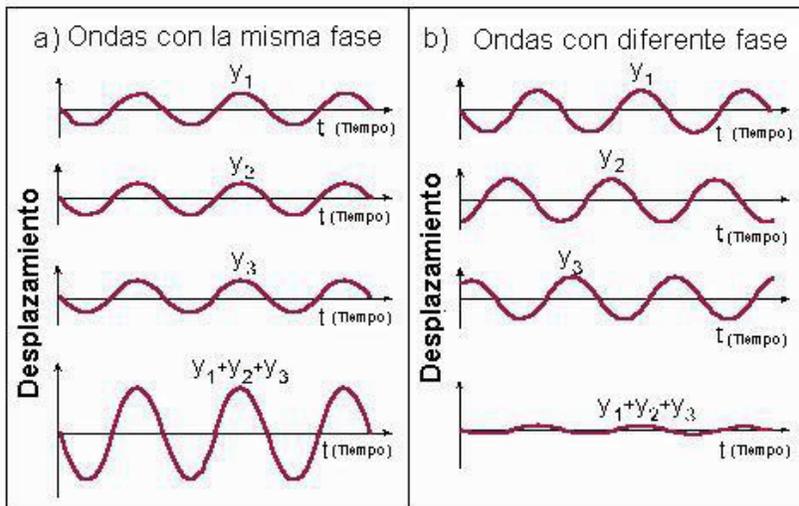


Figura 3.7. Superposición de ondas^[1]

Direccionalidad: La radiación que sale del láser, lo hace en cierta dirección, y se dispersa con un ángulo de divergencia (θ) definido. La dispersión angular del láser es tan pequeña, que el haz de luz es casi un haz paralelo que se mueve en la misma dirección en el espacio.

3.1.3 Ángulo de Divergencia

El ángulo de Divergencia es el ángulo completo de abertura del haz y como que la divergencia de la radiación Láser es muy pequeña (del orden de los miliradianes), el haz es casi paralelo, por lo tanto la radiación Láser puede enviarse a grandes distancias.

Relación entre radianes y grados:

$$\begin{aligned}
 360^\circ &= 2\pi \text{ Radianes} \\
 1 \text{ radián} &= 57.3^\circ \\
 1 \text{ miliradián} &= 1 \text{ mrad} = 0.057^\circ \\
 1^\circ &= 60' \\
 1 \text{ mrad} &\approx 3.5'
 \end{aligned}$$

3.1.4 Tamaño de la Proyección (Spot)

Sobre una pantalla, el Láser produce una mancha de luz. El diámetro de esta mancha es $2R$ y determina el tamaño de la proyección (spot).

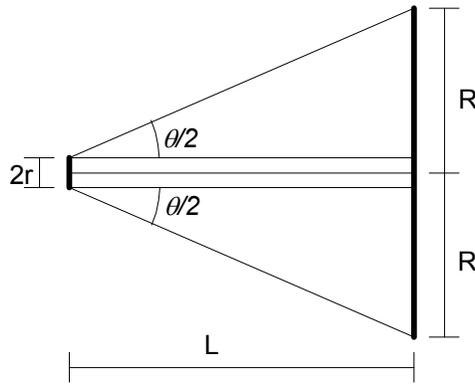


Figura 3.8. Ángulo de divergencia y Tamaño del spot

De la figura 3.8, se obtiene la ecuación 1:

$$\tan\left(\frac{\theta}{2}\right) = \frac{R-r}{L} \quad \dots\dots\dots (1)$$

Donde:

- R = Radio de la zona iluminada a una distancia L del Láser
- r = Radio de la salida del Láser
- θ/2 = Ángulo de divergencia
- L = Distancia de la salida del Láser a la zona iluminada

Si la medida del tamaño del spot se hace cerca del Láser (proyección pequeña), el tamaño del haz a la salida del Láser se calcula con la ecuación 2:

$$\tan\left(\frac{\theta}{2}\right) = \frac{R-r}{L} = \frac{\theta}{2} \quad \dots\dots\dots (2)^{[1]}$$

Ya que la radiación Láser tiene una divergencia muy pequeña, generalmente se utiliza la aproximación de ángulos pequeños.

De modo que, podemos aproximar que la tangente del ángulo es igual al valor del ángulo.

3.1.5 Modos Electromagnéticos Transversales de la Radiación Láser

La sección perpendicular de la radiación Láser está descrita por los Modos Electromagnéticos Transversales (TEM_{mn}), donde:

- m = El número de nodos de la distribución de la radiación en el eje x.
- n = El número de nodos de la distribución de la radiación en el eje y.

La figura 3.9 muestra algunos de los primeros modos transversales de la radiación Láser.

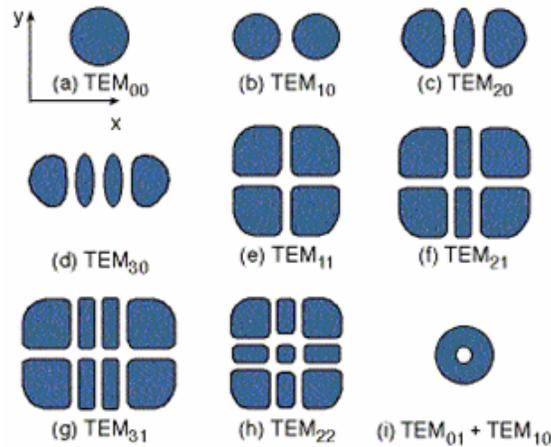


Figura 3.9. Modos Electromagnéticos Transversales^[1]

Las áreas oscuras marcan zonas donde se observa radiación electromagnética en el plano, y las áreas en blanco delimitan zonas en las que no hay radiación electromagnética.

3.1.6 Haz Láser Gaussiano

El modo más importante es el modo básico transversal TEM_{00} (modo único básico transversal), la forma de la radiación en un plano perpendicular, es un círculo en el cuál la intensidad en el centro es mayor que en los bordes.

En la figura 3.10, se muestra la distribución de intensidad en el modo único básico transversal, a lo largo de la sección transversal del haz.

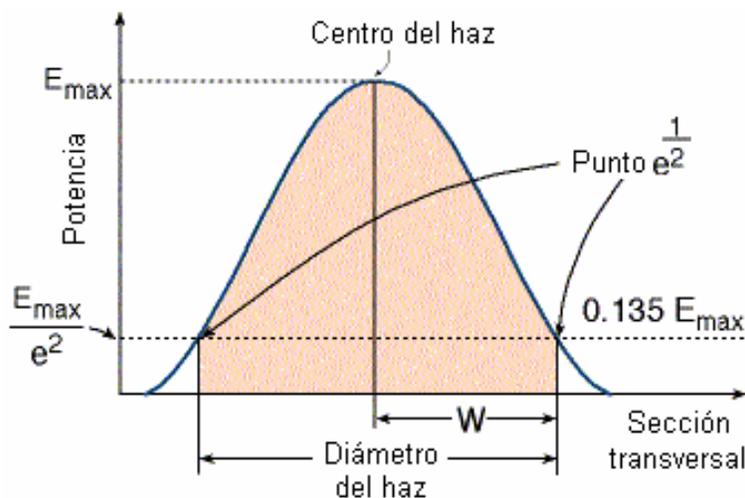


Figura 3.10. Diámetro del haz gaussiano^[1]

Debido a que la curva Gaussiana decrece de forma no lineal, es difícil determinar sus límites de forma exacta.

Por lo tanto, el diámetro del haz Gaussiano se determina como la distancia a lo largo de la sección perpendicular del haz en la cuál la intensidad del haz es $1/e^2 = 0.135$ de la intensidad máxima en el centro del haz.

El área dentro del círculo del diámetro del haz contiene el 86.5% de la energía (potencia) del haz Gaussiano.

El resto de la energía 13.5% está fuera de este diámetro determinado.

3.1.7 Enfoque del Haz Láser Colimado

La figura 3.11 muestra los parámetros a considerar para determinar el diámetro del spot de enfoque del haz Láser:

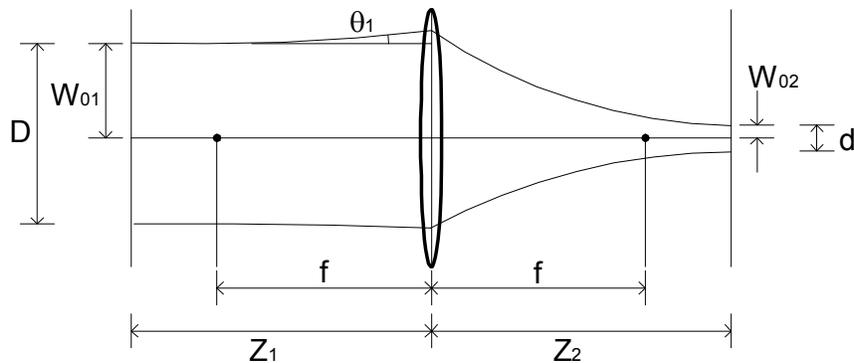


Figura 3.11. Enfoque de un haz Láser

La distancia Z_2 se determina utilizando la relación exacta dada por la ecuación 3 de la siguiente manera:

$$Z_2 = f + \frac{(Z_1 - f)f^2}{(Z_1 - f)^2 + \left(\frac{\pi W_{01}^2}{\lambda}\right)^2} \dots\dots\dots (3)^{[19]}$$

Donde:

- Z_1 Distancia de la lente a diámetro más angosto del haz colimado
- Z_2 Distancia de la lente al spot enfocado
- f Distancia focal de la lente
- W_{01} Radio del haz a la distancia Z_1 de la lente
- λ Longitud de onda del haz Láser

Si la distancia Z_1 es igual a la distancia focal de la lente, entonces la ecuación 3 queda como sigue:

$$Z_2 = f \dots\dots\dots (4)$$

Para determinar el tamaño del spot del haz enfocado a la distancia Z_2 , se utiliza la ecuación 5:

$$\frac{1}{W_{02}^2} = \left(\frac{1}{W_{01}^2} \right) \left(1 - \frac{Z_1}{f} \right)^2 + \left(\frac{1}{f^2} \right) \left(\frac{\pi W_{01}}{\lambda} \right)^2 \dots\dots\dots (5)^{[19]}$$

Donde:

W_{02} Radio del spot del haz a la distancia Z_2 de la lente

Por otra parte, es frecuente utilizar una relación aproximada para determinar el tamaño del spot del haz Láser enfocado con una lente de distancia focal f , dicha relación esta dada por la ecuación 6 como sigue:

$$W_{02} \cong f\theta_1 \dots\dots\dots (6)^{[19]}$$

Donde:

f Distancia focal de la lente
 θ_1 La mitad del ángulo de divergencia

De esta manera, el diámetro del spot del enfoque depende sólo de la distancia focal de la lente y del ángulo de divergencia del haz antes de la lente.

El ángulo de divergencia θ_1 se determina por la ecuación 7, la cual esta expresada de la siguiente manera:

$$\theta_1 = \frac{\lambda}{\pi W_{01}} \dots\dots\dots (7)^{[1]}$$

De la figura 3.11 se obtienen las siguientes expresiones:

$$W_{01} = \frac{D}{2} \dots\dots\dots (8)$$

$$W_{02} = \frac{d}{2} \dots\dots\dots (9)$$

Relacionando las ecuaciones 6, 7, 8 y 9, se obtiene una expresión aproximada para determinar o calcular el diámetro del spot del enfoque, dependiendo únicamente de la distancia focal de la lente, del diámetro del haz colimado que llega a la misma y de la longitud de onda del haz Láser, dicha expresión esta dada por la ecuación 10 como sigue:

$$d \cong 1.27 \cdot \left(\frac{f \cdot \lambda}{D} \right) \dots\dots\dots (10)$$

3.1.8 Difracción a Través de un Orificio Circular

La figura 3.12 muestra la difracción que se produce en un orificio circular.

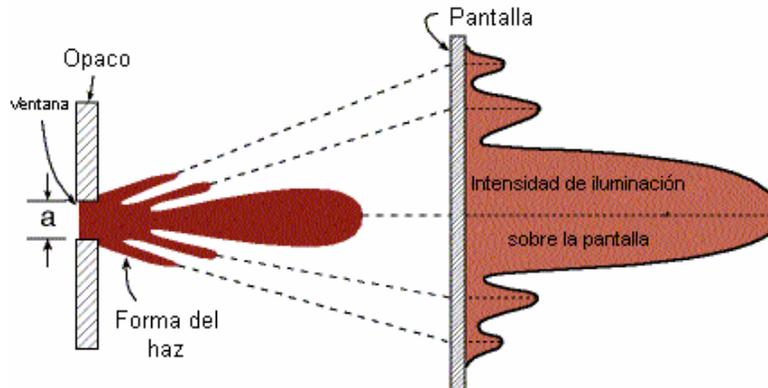


Figura 3.12. Difracción a través de un orificio circular^[1]

Cuando un haz de luz paralelo, onda plana, choca en un orificio pequeño, se forman en la pantalla una serie de anillos brillantes y oscuros como los que se muestran en la figura 3.13.

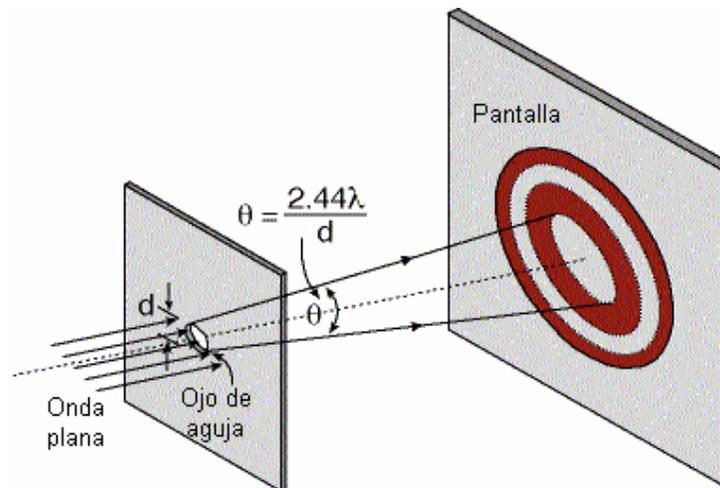


Figura 3.13. Anillos de difracción de un pequeño orificio^[1]

Se puede decir, que el número de anillos y su intensidad relativa, depende del diámetro del orificio y de la distancia a la pantalla.

En el centro de la pantalla, hay una región circular de luz que contiene como se mencionó anteriormente, alrededor del 86 % de la luz que atraviesa el orificio.

La determinación del ángulo de divergencia (θ) de una onda plana después de atravesar un pequeño orificio, se realiza midiendo el diámetro (D) del primer anillo oscuro, para lo cual se utiliza la ecuación 11:

$$\theta = \frac{2.44\lambda}{D} \dots\dots\dots (11)^{[1]}$$

Por otra parte, se tiene la ecuación 12:

$$d \operatorname{sen} \theta = 1.22 \lambda \dots\dots\dots(12)$$

También si $L \gg D$ se tiene que:

$$\operatorname{sen} \theta = \frac{1}{2} \frac{D}{L} \dots\dots\dots (13)$$

Y por la condición de Fraunhofer o de campo lejano, queda lo siguiente:

$$\operatorname{sen} \theta = \tan \theta = \theta [\text{rad}]$$

Relacionando las ecuaciones 12 y 13, tenemos la ecuación 14:

$$d = \frac{2.44 \lambda L}{D} \dots\dots\dots (14)$$

Donde:

- d Diámetro del orificio circular
- L Distancia del plano del orificio a la pantalla
- D Diámetro del área circular iluminada

3.1.9 Radiación Electromagnética

Dado que la luz es radiación electromagnética que avanza en el espacio a la velocidad de la luz (c), entonces se puede definir a la Radiometría como la medida de la distribución de la luz en el espacio y el tiempo.

Para lo cual es importante entender los siguientes parámetros:

- Energía Radiante (E): Es el término básico utilizado para describir la cantidad de energía que transporta la luz (Julios).
- Potencia Radiante (P): Es la cantidad de energía transportada por la radiación por unidad de tiempo (Δt tiempo de iluminación), esto es:

$$P = \frac{E}{\Delta t} \quad \frac{[J]}{[s]} = [W] \dots\dots\dots (15)^{[1]}$$

- Densidad de Potencia (Irradiación): Es la potencia de la radiación (P) dividida por el área de iluminación (Δs), esto es:

$$I = \frac{P}{\Delta s} \quad \frac{[W]}{[cm]} \dots\dots\dots (16)^{[1]}$$

3.1.10 Transmitancia y Reflectancia

La *transmitancia* (%T) es la fracción de luz incidente, que pasa a través de una muestra y se determina con la ecuación 17:

$$\%T = \frac{4n_t n_i}{(n_t + n_i)^2} \times 100 \dots\dots\dots (17)^{[5]}$$

La *reflectancia* (%R) es la fracción de la luz incidente reflejada por una superficie y se determina con la ecuación 18:

$$\%R = \left(\frac{n_t - n_i}{n_t + n_i} \right)^2 \times 100 \dots\dots\dots (18)^{[5]}$$

La figura 3.14 muestra la relación entre estos dos parámetros:

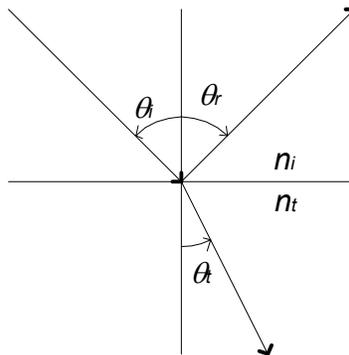


Figura 3.14. Transmitancia y Reflectancia

Donde:

- n_i Índice de refracción en el aire ($n_i = 1$)
- n_t Índice de refracción en el vidrio ($n_t = 1.5$)

3.1.11 Fotodiodo

Los fotodiodos son diodos de unión p-n cuyas características eléctricas dependen de la cantidad de luz que incide sobre la unión.

La figura 3.15 se muestra su símbolo.

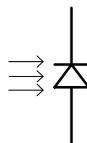


Figura 3.15. Fotodiodo

El efecto fundamental bajo el cual opera un fotodiodo es la generación de pares electrón-hueco debido a la energía luminosa. Este hecho es el que determina la diferencia con el diodo rectificador de silicio, en el que solamente existe generación térmica de portadores de carga.

La generación luminosa, tiene una mayor incidencia en los portadores minoritarios, que son los responsables de que el diodo conduzca ligeramente en inversa.

La figura 3.16, muestra el circuito equivalente del fotodiodo incluyendo todas las variables que intervienen.

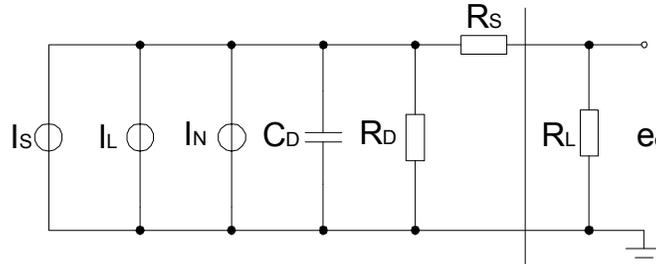


Figura 3.16. Circuito equivalente de fotodiodo ^[13]

El voltaje de salida (e_o) de este circuito esta dado por la ecuación 19:

$$e_o = \frac{(I_S + I_L + I_N)(R_L R_D)}{(R_L + R_D + R_S)} \dots\dots\dots (19)$$

Donde:

- I_S Corriente de la señal
- I_L Corriente de oscuridad
- I_N Corriente de ruido
- C_D Capacitancia de la juntura
- R_D Resistencia de corto circuito
- R_S Resistencia en serie
- R_L Resistencia de carga

3.1.11.1 Curvas Características y Parámetros de un Fotodiodo

El comportamiento del fotodiodo en inversa esta directamente asociado por la incidencia de luz. Cabe señalar que el diodo real siempre presenta una pequeña corriente de fuga de valor I_S .

Estas corrientes de fugas son ocasionadas por los portadores minoritarios, esto es, electrones en la zona p y huecos en la zona n.

La generación de portadores debido a la incidencia de la luz provoca un aumento importante de portadores minoritarios, logrando por ello un aumento de la corriente de fuga en inversa.

Este incremento de corriente se puede observar en la gráfica de la figura 3.17:

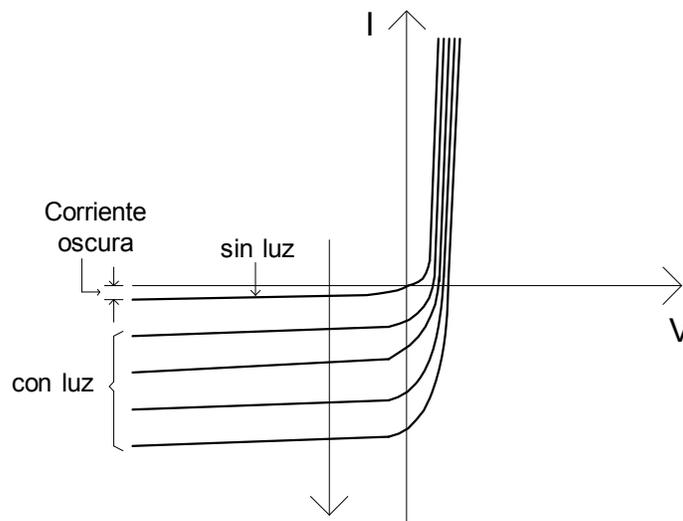


Figura 3.17. Curvas características del fotodiodo. La curva I-V se desplaza hacia abajo al ser iluminado

El circuito equivalente del fotodiodo en inversa está formado por una fuente de corriente cuyo valor depende fundamentalmente de la cantidad de luz que recibe.

En directa, el fotodiodo se comporta como un diodo normal. El voltaje en el diodo cae aproximadamente 0.7 V si esta fabricado en silicio o 0.3 V si esta fabricado en germanio.

El comportamiento del fotodiodo en directa apenas se ve alterado por la generación luminosa de portadores, esto debido a que los portadores provenientes del dopado (portadores mayoritarios) son mucho más numerosos que los portadores de generación luminosa.

Para caracterizar el funcionamiento del fotodiodo es necesario definir los siguientes parámetros:

- *Corriente oscura*: Es la corriente en inversa del fotodiodo cuando no existe luz incidente.
- *Responsividad*: Es la sensibilidad del fotodiodo y depende del incremento de intensidad (A/cm^2) al polarizar el dispositivo en inversa por unidad de intensidad de luz (mW/cm^2), se expresa en A/W .

Por otra parte, la sensibilidad depende también, entre otros parámetros, de la temperatura.

Una curva típica de la responsividad A/W en función de longitud de onda se muestra en la figura 3.18.

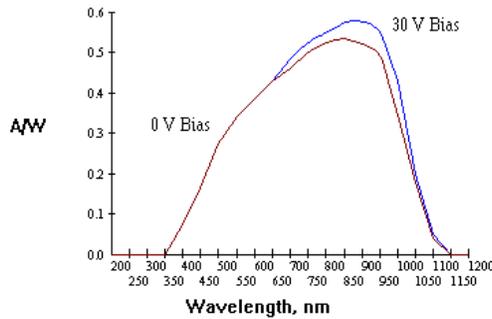


Figura 3.18. Responsividad del fotodiodo [13]

- **Respuesta en frecuencia:** La longitud de onda de la radiación que se detectará es un parámetro importante y como se ve en la gráfica de la figura 3.18, el silicio llega a ser transparente a la radiación de la longitud de onda mayor de 1,100 nm, por lo que no tiene caso utilizarlos a longitudes de onda mayores a esta.
- **Linealidad:** La salida del fotodiodo cuando ésta polarizado en inversa, es bastante lineal con respecto a la iluminación aplicada, como ejemplo, la figura 3.19 muestra la linealidad de un fotodiodo.

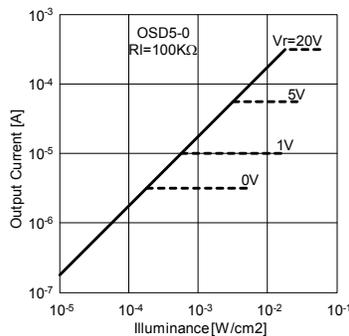


Figura 3.19. Linealidad del fotodiodo OSD5-0 [13]

- **Eficiencia Cuántica (QE):** Es la capacidad de convertir la energía luminosa a energía eléctrica, normalmente esta expresada como porcentaje.

La QE se relaciona con la responsividad del fotodiodo por la ecuación 20:

$$\%QE = \frac{(1.24 \times 10^5) * R}{\lambda} \dots\dots\dots (20) [13]$$

- **Efectos de temperatura:** El aumento de la temperatura en el fotodiodo da lugar a dos cambios distintos en las características de operación.
 - El primer caso se refiere a un cambio en la eficiencia de cuántica (QE), debido a los cambios en la absorción de radiación del dispositivo. El %QE cambia de un valor más bajo en la región ultravioleta y un valor más alto en la región de infrarrojo.
 - El segundo caso se refiere a un cambio provocado por aumentos exponenciales de la excitación térmica de los pares electrón-hueco, dando como resultado un aumento de la corriente oscura.

Las gráficas de la figura 3.20, muestran estos dos casos para los detectores Centronic series 0, 3T, 5T y 4X.

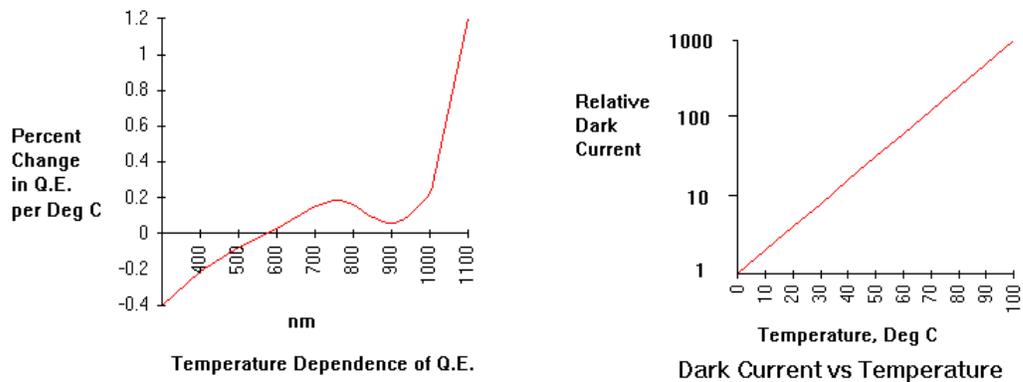


Figura 3.20. Efectos de la temperatura ^[13]

- **Potencia equivalente del ruido (NEP):** Es la energía incidente mínima que requiere un fotodiodo para generar una foto-corriente igual a la corriente total del ruido del fotodiodo.

Esta potencia se determina con la ecuación 21:

$$NEP = \frac{I_{NOISE}[A]}{R[A/W]} \dots\dots\dots (21)$$

- **Tiempo de subida (RT):** Es la medida de la velocidad de respuesta del fotodiodo a una señal de luz pulsada.

Es el tiempo requerido para que el fotodiodo aumente su salida a partir del 10% hasta el 90% del nivel de salida final.

- *Voltaje inverso máximo (V_R)*: La aplicación de un voltaje inverso excesivo en los fotodiodos los puede dañar.

Cualquier voltaje inverso aplicado, se debe mantener más bajo del valor determinado para cada fotodiodo (V_R máx.).

- *Tiempo de respuesta*: Conocida también como tiempo de subida y bajada, es la medida del periodo de tiempo que toma un emisor o detector en ir desde el 10% al 90%, emitiendo y detectando respectivamente, o del 90% al 10%.

El tiempo de respuesta del fotodiodo se ve afectado por la longitud de onda, la capacitancia, la resistencia de carga y el tiempo de transición del material del semiconductor, mientras que la constante de tiempo RC del dispositivo, casi nunca es un factor que limite.

La velocidad del dispositivo está casi siempre relacionada con el tiempo de movilidad electrónica del material y la distancia de la región de deflexión al borde del dispositivo.

El tiempo de respuesta se puede reducir incrementando el voltaje de polarización, de esta manera disminuye la capacitancia de la juntura del dispositivo, reduciendo la constante de tiempo RC, por lo tanto, disminuye también el tiempo de transición.

La figura 3.21 muestra la respuesta transitoria típica de un fotodiodo al aplicarle la radiación de un pulso cuadrado.

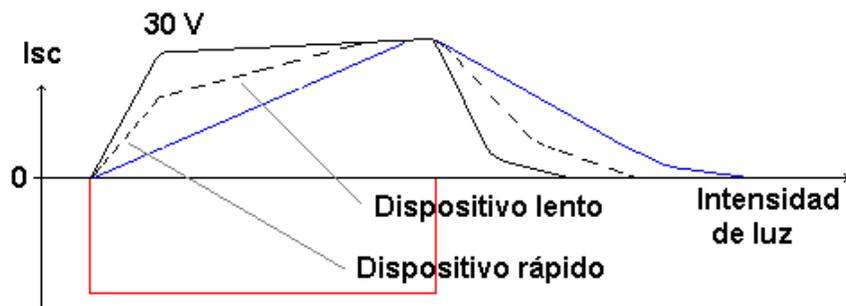


Figura 3.21. Tiempo de Respuesta^[13]

3.1.12 Cálculo del Diámetro del Haz Colimado

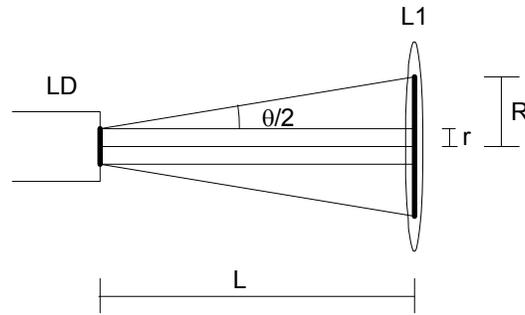


Figura 3.22. Diámetro de haz colimado

En la figura 3.22 se tiene el haz de luz del Láser (LD) con diámetro de salida de $2r$ y un ángulo de convergencia de (θ) , proyectado sobre la lente (L1), la cual tiene la función de colimar el haz con un diámetro (\varnothing) de $2R$.

El sistema óptico utilizará un Diodo láser (LD) con las siguientes características:



Láser	L785P100 Semiconductor ^[12]
λ	785 nm
$\theta_{//}$	$9^\circ = \theta$
θ_{\perp}	$17^\circ = \theta$
P	100 mW
Emitter Size	$1 \times 5 \mu\text{m}$ ($r = 0.5 \mu\text{m}$)

El sistema óptico utilizará una Lente Asférica (L1) con las siguientes características:



Lente	CAX183 asférica de vidrio ^[12]
f	18.33 mm (L)
NA	0.12
Clear Aperture	$\varnothing 4.3 \text{ mm}$
λ	785 nm

De la figura 3.22, se obtienen las siguientes relaciones:

$$\tan\left(\frac{\theta}{2}\right) = \frac{R-r}{L} \dots\dots\dots (22)$$

Si L es muy pequeña entonces: $\tan(\theta/2) = (\theta/2)$

De la ecuación 14, despejamos R:

$$R = r + \left[L \times \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) \right] \dots\dots\dots (23)$$

Como R es el radio de tamaño del spot, entonces el diámetro completo (\emptyset) es 2R.

Para el cálculo se tienen los siguientes datos:

De LD:

$$\theta_{//} = 9^\circ$$

$$\theta_{\perp} = 17^\circ$$

$$r = 0.5 \mu\text{m}$$

De L1:

$$L = 18.33 \text{ mm}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 23 se tiene:

Para $\theta_{//}$

$$R = 0.5 \mu + (18.33\text{m})(\tan 4.5^\circ) = 1.443\text{mm}$$

$$\text{Spot} = 2 \times 1.443\text{mm}$$

Para θ_{\perp}

$$R = 0.5 \mu + (18.33\text{m})(\tan 8.5^\circ) = 2.739\text{mm}$$

$$\text{Spot} = 2 \times 2.739\text{mm}$$

Entonces: **\emptyset del spot es 2.886 mm**

Entonces: **\emptyset del spot es 5.479 mm**

La figura 3.23 muestra el tamaño del spot proyectado sobre la lente L1:

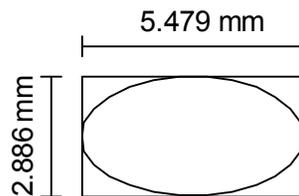


Figura 3.23. Spot proyectado sobre L1

3.1.13 Cálculo del Diámetro del Diafragma

Dado que el tamaño del spot en la lente colimadora (L1) es de una "elipse" con diámetros de 2.886 mm x 5.479 mm, se elige un diafragma circular para "limpie" y logre que el haz colimado tenga una sección transversal circular.

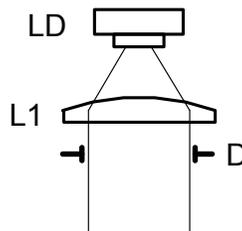


Figura 3.24. Diafragma (D)

Se decide tomar como diámetro para el diafragma (D) el valor de 2.886 mm para lograr una sección transversal circular, por lo tanto se colocará un diafragma con las siguientes características:



Diafragma (D)	D5S diafragma variable ^[12]
Apertura	(0.8 – 5) mm

Entonces: **Se ajusta el diámetro del orificio de D a 3 mm**

3.1.14 Sobre el Divisor de Haz

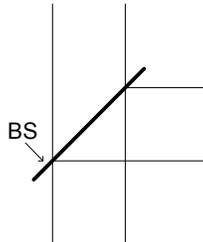
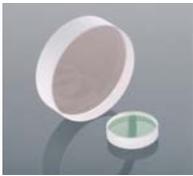


Figura 3.25. Divisor de haz

El sistema óptico utilizará un Divisor de Haz (BS) con las siguientes características:



Divisor de haz	BSW05 ^[12]
λ	700 – 1100 nm
Diámetro	12.7 mm
R:T	50:50
Clear aperture	90% del diámetro
Incidencia	45°

3.1.15 Cálculo del Spot de Enfoque de la Lente Objetivo del Microscopio

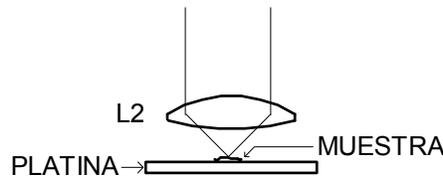


Figura 3.26. Enfoque sobre el objeto

El haz de luz después de atravesar por el BS, llega colimado a la lente objetivo (L2), y ésta se encarga de enfocar el haz sobre la muestra.

El sistema óptico utilizará una Lente esférica (L2) con las siguientes características:



Lente	350570-B esférica de vidrio ^[12]
f	2.84 mm
NA	0.67
Clear Aperture	Ø 4 mm
λ	(600 – 1050) nm

Se tienen los siguientes datos:

Diámetro del haz que llega a la lente L2	D = 2.886 mm
Longitud de onda del láser	λ = 785 nm
Distancia focal de la lente	f = 2.84 mm

Utilizando la ecuación 10 de la sección 3.1.7 para determinar el spot de enfoque del haz gaussiano, tenemos que:

$$d \cong 1.27 \cdot \left(\frac{f \cdot \lambda}{D} \right) \cong 1.27 \times \left(\frac{2.84m \times 785\eta}{2.886m} \right) \cong 0.981\mu m$$

Entonces: **Ø spot en el plano focal es de 0.981 μm**

3.1.16 Cálculo del Pinhole

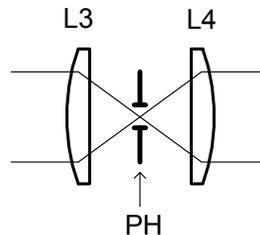


Figura 3.27. Pinhole

El haz de luz que viene del BS, es proyectada al sistema confocal del microscopio, el cual está compuesto de una lente de enfoque (L3), un pinhole (PH) y una lente colimadora (L4).

El sistema óptico utilizará dos Lentes Esférica (L3 y L4) con las siguientes características:



Lente	LA1289 Plano-Convexa ^[12]
f	30 mm
D	12.7 mm
Clear Aperture	>90%
λ	(650 – 1050) nm

Se tienen los siguientes datos:

Diámetro del haz que llega a la lente L3	D = 2.886 mm
Longitud de onda del láser	$\lambda = 785 \text{ nm}$
Distancia focal de la lente	f = 30 mm

Para calcular el diámetro del spot en el plano de enfoque de la lente L3, se utiliza también la ecuación 10 de la sección 3.1.7:

$$d \cong 1.27 \cdot \left(\frac{f \cdot \lambda}{D} \right) \cong 1.27 \times \left(\frac{30\text{m} \times 785\text{nm}}{2.886\text{m}} \right) \cong 10.36 \mu\text{m}$$

Entonces: **\varnothing spot en el plano focal es de 10.36 μm**

Por lo tanto, se coloca un pinhole comercial con apertura de 10 μm .

El sistema óptico utilizará un PinHole (PH) con las siguientes características:



Pinhole **P10S apertura circular** ^[12]
Apertura 10 μm

Para colimar el haz que sale del PH, se utiliza la lente L4. Debido a que tiene las mismas características que la lente L3, el haz colimado que sale de la lente L4, tendrá el mismo diámetro que el haz colimado que llega a la lente L3.

Entonces: **\varnothing del spot en la lente L4 es de 2.886 mm**

3.1.17 Cálculo de la Potencia Óptica que Recibe el Fotodetector

Durante la trayectoria que recorre el haz de luz desde que sale del láser hasta que llega al fotodetector, va perdiendo potencia, esta depende de los elementos que atraviesa.

Esta pérdida de potencia tiene que ver con la reflectancia y transmitancia que sufre el haz Láser al atravesar y/o reflejarse por los diferentes elementos del sistema óptico del microscopio (lentes, diafragma, divisor de haz y la muestra).

Para el %T en el diafragma, se considera la relación de áreas entre la "elipse" proyectada en la lente L1 y la circunferencia del diafragma, figura 3.28:

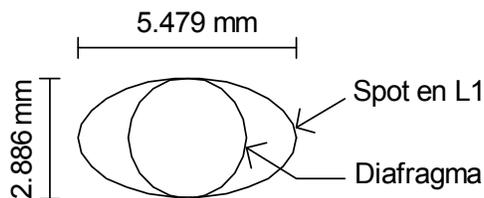


Figura 3.28. %T en el diafragma

El área del diafragma se calcula de la siguiente forma:

$$A_D = \pi \times r^2 = \pi \times \left(\frac{2.886m}{2}\right)^2 = 6.54157 \times 10^{-6}$$

$$A_{L1} = \frac{\pi}{4} \times D \times d = \frac{\pi}{4} \times 5.479m \times 2.886m = 1.2419 \times 10^{-5}$$

Por lo tanto, el %T en el diafragma sería del **52.67%**, pero como se colocará un diafragma comercial con apertura circular de 3 mm de diámetro, entonces el %T en el diafragma también se incrementa.

Entonces: **%T en el diafragma es igual a 56.912%**

Se tienen los siguientes datos:

Índice de refracción en el vidrio $n_t = 1.5$

Índice de refracción en el aire $n_i = 1$

Las ecuaciones 17 y 18 de la sección 3.1.10, establecen los porcentajes de la pérdida de potencia óptica, por lo tanto sustituyendo estos valores se tiene que:

$$\%T = \frac{4n_t n_i}{(n_t + n_i)^2} \times 100 = \frac{4 \times 1.5 \times 1}{(1.5 + 1)^2} \times 100 = 96\%$$

$$\%R = \left(\frac{n_t - n_i}{n_t + n_i}\right)^2 \times 100 = \left(\frac{1.5 - 1}{1.5 + 1}\right)^2 \times 100 = 4\%$$

Entonces: **%T = 96%** **%R = 4%**

Por lo tanto, la potencia al pasar por cada elemento del sistema óptico queda como se muestra en la tabla 1:

ELEMENTO	TRANSMITANCIA	POTENCIA ÓPTICA
LD	<i>Potencia nominal</i>	100 mW
L1	<i>100m x 0.96</i>	96 mW
D	<i>96m x 0.5691</i>	54.633 mW
BS	<i>54.633m x 0.50</i>	27.316 mW
L2	<i>27.316m x 0.96</i>	26.224 mW
Muestra	<i>26.224m x 0.50</i>	13.112 mW
L2	<i>13.112m x 0.96</i>	12.587 mW
BS	<i>12.587m x 0.50</i>	6.293 mW
L3	<i>6.293m x 0.96</i>	6.042 mW
L4	<i>6.042m x 0.96</i>	5.80 mW

Tabla 1. Potencia óptica

Entonces: **Potencia óptica (P) que le llega al fotodiodo es de 5.80 mW**

La figura 3.29, muestra la potencia óptica en cada uno de los elementos que están a lo largo del camino óptico del sistema desde el láser hasta el fotodiodo.

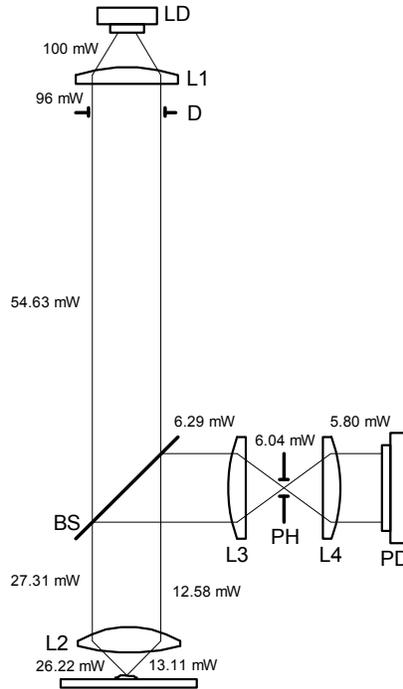


Figura 3.29. Potencia óptica

3.1.18 Cálculo de la Corriente Generada por el Fotodiodo

El fotodiodo es un dispositivo electrónico que al incidirle luz en su área activa, genera una corriente proporcional a esta.

El sistema óptico utilizará un FotoDiodo (PD) con las siguientes características:

Fotodiodo	FDS 100 (PIN, Si de alta velocidad) ^[12]
Respuesta espectral	(350 – 1100) nm
Área activa	13 mm ²
Rise Time (R _L)	10 ns (20 V)
Fall Time (R _L)	10 ns (20 V)
NEP	1.2 x 10 ⁻¹⁴ W/√Hz (20V)
Dark Current	20 nA máx (20V)



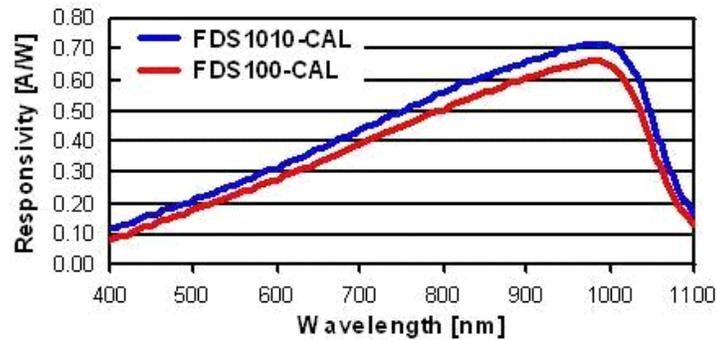


Figura 3.30. Curva de Responsividad del FDS100

Como se mencionó en la sección 3.1.11.1, la responsividad (R) relaciona la corriente (I) del fotodiodo con la potencia óptica (P) recibida, y se determina por medio de la ecuación 24:

$$R = I/P \dots\dots\dots (24)$$

Por lo tanto la corriente del fotodetector se determina aplicando la ecuación 25, dada de la siguiente manera:

$$I = R \times P \dots\dots\dots (25)$$

La responsividad del fotodiodo de acuerdo a la gráfica de la figura 3.30 es la siguiente:

$$R = 0.51 \text{ [A/W]}$$

La potencia óptica que recibe el fotodiodo de acuerdo a los cálculos realizados en la sección 3.1.17 es:

$$P = 5.80 \text{ mW}$$

Sustituyendo estos datos en la ecuación 25, queda:

$$I = 0.51 \times 5.80m = 2.958mA$$

Entonces:

La I_{MAX} generada por el PD con el sistema enfocado es de 2.985 mA

Capítulo 4. Diseño del Sistema Electrónico

4.1 Sistema de Amplificación

4.1.1 Amplificador de Transimpedancia

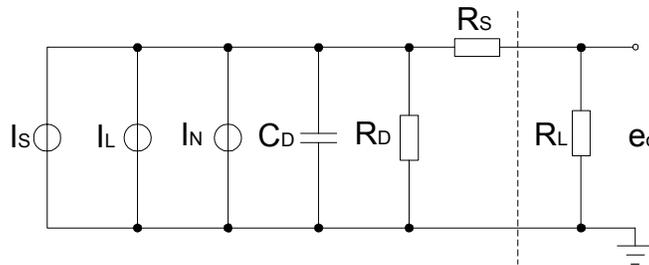


Figura 4.1. Circuito equivalente del fotodiodo

Para obtener un voltaje proporcional a la corriente generada por el fotodiodo, se utilizan básicamente dos configuraciones:

- Modo fotovoltaico
- Modo fotoconductor

4.1.1.1 Modo Fotovoltaico

La corriente generada por el fotodiodo circula por la resistencia de corto circuito R_D provocando una caída de voltaje a través del diodo, este voltaje se opone al potencial de la banda o zona prohibida de la juntura del fotodiodo, de esta forma queda polarizada en directa.

El valor de R_D decrece exponencialmente mientras que la iluminación aumenta, así que el voltaje generado es una función logarítmica de la intensidad de luz incidente.

La utilización de este modo es para cuando no se requiere de una gran velocidad de respuesta.

La figura 4.2 muestra el circuito básico de este modo:

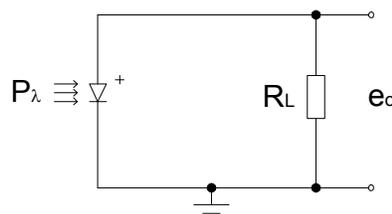


Figura 4.2. Circuito básico Modo Fotovoltaico

La corriente generada por el fotodiodo, circula por la resistencia de carga R_L , así, el voltaje resultante es lineal y depende del nivel de radiación incidente.

Una forma para lograr una R_L suficientemente baja y un voltaje de salida e_o amplificado, es poniendo la corriente a una tierra virtual en el amplificador operacional.

Este circuito tiene una respuesta lineal con muy poco ruido, esto debido a la eliminación casi completa de la corriente de oscuridad (I_L), la figura 4.3 muestra la configuración típica de este modo.

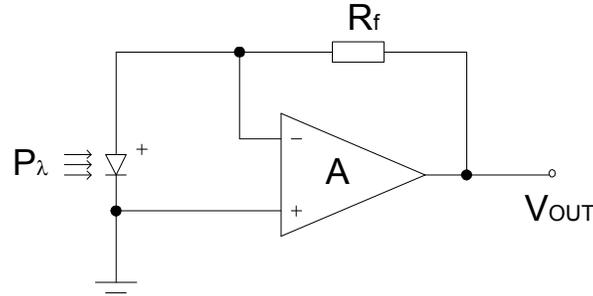


Figura 4.3. Modo Fotovoltaico ^[21]

4.1.1.2 Modo Fotoconductorivo

En este modo, la corriente generada por el fotodiodo produce un voltaje en la resistencia de carga R_L en paralelo a la resistencia de serie R_S .

Debido a que en polarización inversa la resistencia en corto circuito R_D es básicamente constante, valores grandes de la resistencia de carga R_L se pueden utilizar todavía dando una respuesta lineal entre el voltaje de salida e_o y la intensidad de radiación aplicada.

La utilización de este modo es para cuando se requiere de una gran velocidad de respuesta.

La principal desventaja de este modo, es el aumento de la corriente oscura I_L debido al voltaje de polarización, dando también un nivel de ruido más alto.

La figura 4.4 muestra la configuración típica de este modo:

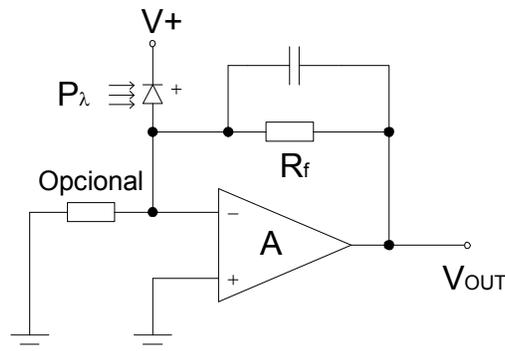


Figura 4.4. Modo Fotoconductorivo ^[21]

4.1.2 Cálculos del Sistema de Amplificación del Microscopio

La figura 4.5, muestra el circuito de amplificación de la señal del fotodiodo:

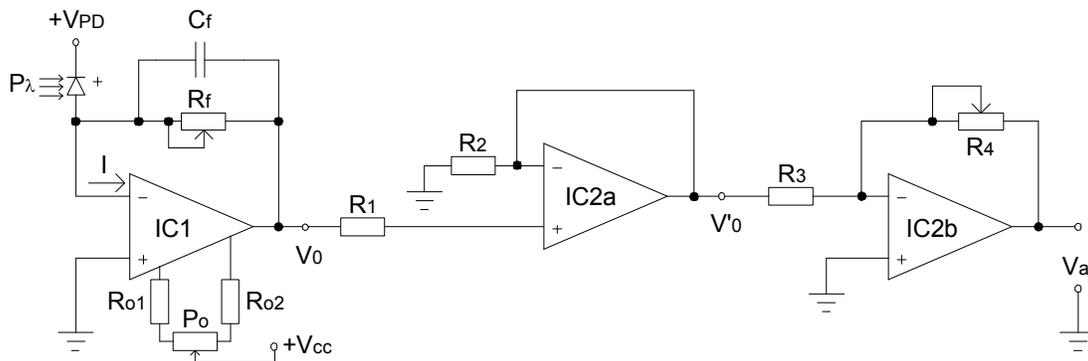


Figura 4.5. Amplificador de corriente a voltaje

La corriente producida por el fotodiodo es convertida a voltaje a través del amplificador operacional IC1, para lo cual se utilizó un OP27G, luego la señal generada por este amplificador es acoplada y amplificada por un amplificador operacional dual (IC2), para lo cual se utilizó un TL082 aplicando una configuración de seguidor de voltaje con IC2a y una configuración de amplificador inversor con IC2b.

Para la conversión de la corriente que produce el fotodiodo a voltaje, el amplificador operacional IC1 se configuró como un amplificador de transimpedancia para el modo fotoconductor, como se muestra en la figura 4.6:

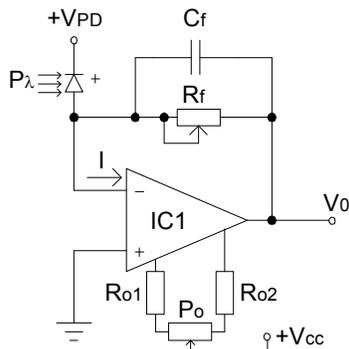


Figura 4.6. Amplificador de Transimpedancia

La ecuación 26 establece el voltaje de salida (V_0) para esta configuración:

$$V_0 = -(I_p + I_d)R_f \dots\dots\dots (26)$$

Donde:

- I_p Corriente del fotodiodo
- I_d Corriente oscura del fotodiodo
- R_f Resistencia de realimentación

La ecuación 27 establece la ganancia del ancho de banda (BW) para esta configuración:

$$BW = 2f^2\pi R_f(C_f + C_j) \dots\dots\dots (27)^{[22]}$$

Donde:

- f Frecuencia de operación
- C_f Capacitor de realimentación
- C_j Capacitancia de la junta

Para la determinación del capacitor de realimentación (C_f), se aplica la ecuación 28:

$$C_f = \frac{1}{2\pi f R_f} \dots\dots\dots (28)^{[22]}$$

El tiempo de respuesta (t_R), ya sea de subida o de bajada, se determina por la ecuación 29:

$$t_R = R_L C_j \dots\dots\dots (29)$$

Por otra parte, el tiempo de muestreo (t) del sistema electrónico esta definida por la ecuación 30 de la siguiente manera:

$$t = \frac{1}{f'} \dots\dots\dots (30)$$

Por lo tanto, la frecuencia de muestreo (f') la determina la ecuación 31:

$$f' = \frac{1}{t} \dots\dots\dots (31)$$

Para establecer un ancho de banda adecuado, se define una frecuencia de muestreo (f) de por lo menos 10 veces mayor.

Así pues, la frecuencia de muestreo (f) del sistema electrónico, que esta determinada por la ecuación 32:

$$f = 10f' \dots\dots\dots (32)$$

Para el cálculo de R_f, se tienen los siguientes datos:

Corriente oscura del fotodiodo FDS100	I _d = 20 nA
Corriente con el sistema enfocado	I _P = 2.985 mA
Voltaje de salida (propuesto)	V ₀ = 2 V
Voltaje de polarización del fotodiodo	+V _{PD} = 9 V

De la ecuación (26) tenemos que:

$$R_f = \frac{V_o}{I_P + I_d} \dots\dots\dots (33)$$

Sustituyendo los valores en la ecuación 33 se tiene que:

$$R_f = \frac{2}{2.985E^{-3} + 20E^{-9}} = 670.012\Omega$$

Entonces: **$R_f = 670.012 \Omega$**

Para calcular el ancho de banda, se relacionan las ecuaciones 31 y 32 quedando la siguiente expresión:

$$f = 10 \frac{1}{t} \dots\dots\dots (34)$$

Proponiendo un tiempo de muestreo (t) de 1 ms, y aplicando este dato en la ecuación 34, se tiene que:

$$f = 10 \times \frac{1}{1E^{-3}} = 10KHz$$

Entonces: **$Ancho\ de\ banda\ del\ sistema\ electrónico\ f = BW = 10\ KHz$**

Se tienen los siguientes datos:

$$R_f = 670.012 \Omega$$

$$f = 10\ KHz$$

Sustituyendo esos datos en la ecuación 28, se tiene el valor del capacitor de realimentación C_f :

$$C_f = \frac{1}{(2)(\pi)(10E^3)(670.012)} = 2.3754 \times 10^{-8} F$$

Entonces: **$C_f = 23.754\ nF$**

De la ecuación 29, la capacitancia de la juntura se determina como:

$$C_j = \frac{t_R}{R_L} \dots\dots\dots (35)$$

Donde:

Tiempo respuesta del fotodiodo FDS100	$T_R = 10\ ns$
Resistencia de carga del fotodiodo FDS100	$R_L = 50\ \Omega$

Sustituyendo esos datos en la ecuación 35, se tiene el valor de la capacitancia C_j :

$$C_j = \frac{1E^{-9}}{50} = 0.2 \times 10^{-9} F$$

Entonces: **$C_j = 200\ pF$**

Se tienen los siguientes datos:

$$\begin{array}{ll} C_j = 200 \text{ pF} & C_f = 23.754 \text{ nF} \\ R_f = 670.012 \text{ } \Omega & f = 10 \text{ KHz} \end{array}$$

Para calcular la ganancia del ancho de banda se utiliza la ecuación 27 como sigue:

$$BW = (2)(10E^3)^2(\pi)(670.012)(23.754E^{-9} + 200E^{-12}) = 10,084.177$$

Entonces: **$BW = 10.084 \text{ K}$**

Se determinó que el voltaje de salida máximo (V_0) a la salida del amplificador de transimpedancia al recibir la máxima intensidad, fuera de **2 V**.

Por lo que este voltaje se amplifica para adecuarlo a la entrada de la conversión analógica digital de tarjeta de adquisición de datos, esta tarjeta tiene la capacidad de recibir un voltaje máximo de $\pm 10 \text{ V}$.

Así que, se utiliza un amplificador no inversor para que cuando reciba en su entrada 2 V (sistema enfocado), entregue un voltaje de salida (V_a) de **10 V**.

Para corregir el voltaje de offset, se utiliza el arreglo de resistencias R_{o1} , R_{o2} y P_o acoplado al amplificador de transimpedancia IC1, los valores de las resistencias en este arreglo son los siguientes:

$R_{o1} = R_{o2} = 4.7 \text{ K}\Omega$ **$P_o = 1 \text{ K}\Omega$**

La figura 4.7 muestra el seguidor de voltaje, el cual tiene la función de acoplar la señal V_0 que genera el amplificador de transimpedancia con el amplificador inversor, generando una señal V'_0 la cual mantiene las mismas características que la señal V_0 .

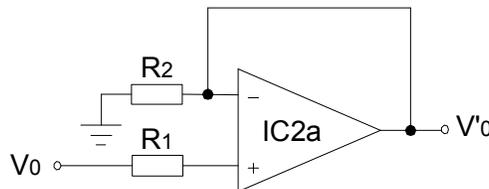


Figura 4.7. Amplificador seguidor de voltaje

Esta configuración, establece la siguiente ecuación:

$$V'_0 = V_0 \dots\dots\dots (36)$$

La resistencia R1 se coloca para ayudar al acoplamiento entre los amplificadores IC1 e IC2a, mientras que R2, ayuda a estabilizar la corriente de bias que se generan en las entradas del seguidor de voltaje, de hecho, se puede tener la opción de quitarla.

Los valores de estas resistencias son: **$R1 = 330 \text{ } \Omega$** **$R2 = 100 \text{ K}\Omega$**

La figura 4.8 muestra la etapa de amplificación del voltaje entregado por el seguidor de voltaje.

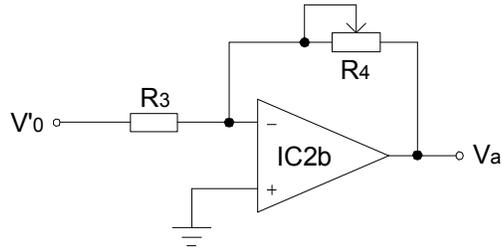


Figura 4.8. Amplificador Inversor

El voltaje de salida V_a del amplificador inversor, esta dado por la ecuación 37, de la siguiente manera:

$$V_a = -V'_0 \times \left(\frac{R_4}{R_3} \right) \dots\dots\dots (37)$$

Se tienen los siguientes datos:

$$\begin{aligned} V_a &= 10 \text{ V} \\ V'_0 &= 2 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\boxed{R_3 = 1 \text{ K}\Omega}$$

Entonces despejando R_4 y sustituyendo los datos en la ecuación 37, tenemos que:

$$R_2 = -\left(\frac{V_a}{V'_0} \right) \times R_3 = -\left(\frac{10}{2} \right) \times 1E^3 = |5 \text{ K}\Omega|$$

Entonces: $\boxed{R_2 = 5 \text{ K}\Omega}$

4.2 Control de movimiento de los motores

4.2.1 Etapa de potencia

Esta etapa recibe las señales (V_x y V_y) generadas por LabView a través de la PC y de la tarjeta de adquisición de datos por medio de su salida de conversión digital analógica.

Se generan 3 pares de señales (V_x y V_y), cada par controla un motor, por lo que esta etapa funciona como drivers de los motores de pasos.

La figura 4.9, muestra las señales que generará LabView para el control de giro de los motores:

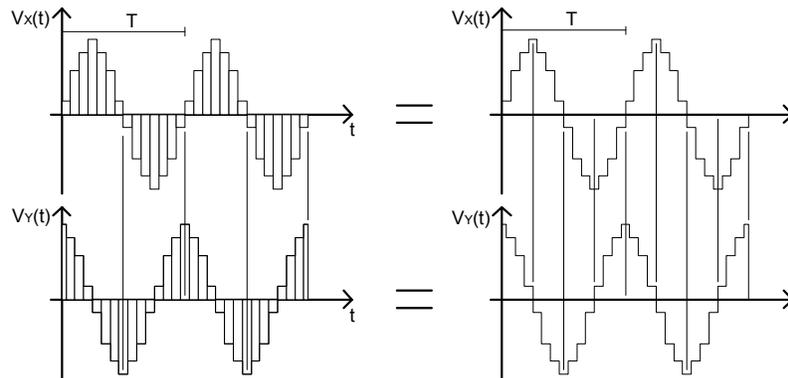


Figura 4.9. Seno y Coseno digitales

Para cada uno de los motores de pasos, se tiene la misma configuración que se muestra en la figura 4.10:

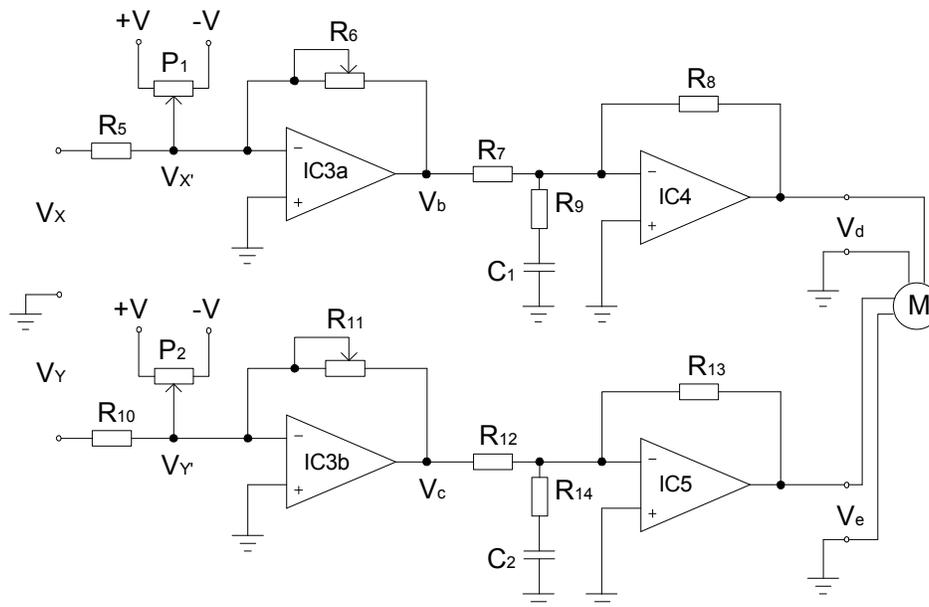


Figura 4.10. Etapa de potencia

El circuito IC3, es un amplificador operacional dual TL082, y cada uno de sus amplificadores operacionales está en configuración sumador inversor y reciben las señales V_x y V_y respectivamente.

La ganancia de voltaje de cada una de estas configuraciones, se realiza a través de los potenciómetros R_6 y R_{11} .

La amplitud máxima (V_x y V_y) de las señales seno y coseno generadas por LabView, serán de 5 V.

Por otro parte, los preset P_1 y P_2 , controlan el nivel de offset de cada uno de los sumadores inversores.

Los circuitos IC4 e IC5, son amplificadores operacionales LM675, los cuales están en configuración de ganancia unitaria.

Estos amplificadores operacionales son de potencia y son los encargados de proporcionar la corriente que requieren los motores para logra el desplazamiento, tanto de la platina en sus movimientos de los ejes XY, como la de la lente objetivo en su movimiento del eje Z.

Los voltajes de salida V_b de IC3a y V_c de IC3b, están dados por las ecuaciones 38 y 39:

$$V_b = -\left(V_{X'} + \frac{V_x}{R_5}\right) \times R_6 \dots\dots\dots (38)$$

$$V_c = -\left(V_{Y'} + \frac{V_y}{R_{10}}\right) \times R_{11} \dots\dots\dots (39)$$

Tomando en cuenta la figura 4.11, los voltajes $V_{X'}$ y $V_{Y'}$ se determinan utilizando las ecuaciones 40 y 41, respectivamente:

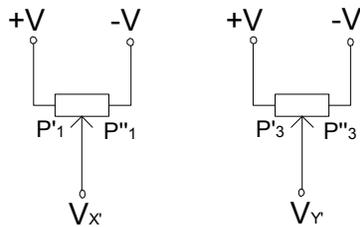


Figura 4.11. Voltajes $V_{X'}$ y $V_{Y'}$

$$V_{X'} = (V^+ + V^-) \times \left(\frac{P''_1}{P'_1 + P''_1}\right) \dots\dots\dots (40)$$

$$V_{Y'} = (V^+ + V^-) \times \left(\frac{P''_2}{P'_2 + P''_2}\right) \dots\dots\dots (41)$$

Como el voltaje de polarización es de ± 9 V, se fijan los voltajes V_b y V_c a un voltaje máximo de 15 V, para fines prácticos se considera que los voltajes $V_{X'}$ y $V_{Y'}$ son igual a 0 V, las resistencias **R_5 y $R_{10} = 100$ K Ω** y **P_1 y $P_2 = 10$ K Ω** .

Entonces: **R_6 y $R_{11} = 300$ K Ω**

Los voltajes de salida V_d de IC4 y V_e de IC5, están dados por las ecuaciones 42 y 43, respectivamente:

$$V_d = -\left(\frac{R_8}{R_9}\right) \times V_b \dots\dots\dots (42)$$

$$V_e = -\left(\frac{R_{13}}{R_{12}}\right) \times V_c \dots\dots\dots (43)$$

Debido a que IC4 e IC5 se utilizan como son amplificadores de potencia con ganancia unitaria.

Entonces: $R_7, R_8, R_{12} \text{ y } R_{13} = 15 \text{ K}\Omega$
Además: $R_9 \text{ y } R_{14} = 68 \Omega$
 $C_1 \text{ y } C_2 = 0.1 \mu\text{f}$

4.2.2 Motor de Pasos

4.2.2.1 Motor de DC

En primer lugar, sobre los motores de corriente directa (DC), se puede decir de forma general que estos motores giran libremente a una velocidad relativamente alta y para lograr que giren una fracción de vuelta o una cantidad precisa de vueltas resulta muy difícil y además muy poco práctico. La figura 4.12, muestra un par de motores de corriente continua



Figura 4.12. Motores de DC

Este tipo de motores, no alcanzan inmediatamente su velocidad nominal, hay que tomar en cuenta que requieren de un tiempo de arranque, debido a que la inercia mecánica no les permite llegar a la velocidad nominal de inmediato, además, cuando se les deja de suministrar energía, continúan girando, esto debido también a la inercia.

Aunque la corriente del motor se controle con precisión, fijando con exactitud el tiempo de arranque y paro del motor, de todas formas al cortar la corriente de armadura, no se detiene, ya que éste continúa moviéndose por inercia mecánica.

Ésta inercia tiene un valor muy difícil de determinar, ya que depende de varios parámetros, tales como: el peso del rotor, la fricción del eje sobre sus cojinetes, la temperatura (en bobinas, núcleos de hierro, imanes y la del propio ambiente), y otras variables del entorno y de la construcción. Una forma de lograr una posición precisa con motores de DC, es utilizarlos en una configuración de servo.

En la figura 4.13 se muestra un servo motor, por lo general, constan de un motor de DC, un juego de engranajes de reducción, un mecanismo de realimentación (generalmente es un potenciómetro unido al eje de salida) y un circuito de control que compara la posición que se desea ubicar y mueve el motor para realizar el ajuste necesario^[16].



Figura 4.13. Servo motor

4.2.2.2 Motor PaP

Los motores de pasos (PaP), como el que se muestra en la figura 4.14, tienen un comportamiento diferente al de los motores de DC.



Figura 4.14. Motor PaP

Por lo general, todas las bobinas del motor PaP son parte del estator, mientras que el rotor puede ser ya sea un imán permanente o en el caso de los motores de reluctancia variable, un cilindro sólido con un mecanizado en forma de dientes construido con un material magnéticamente "blando".

Estos motores, no giran libremente por sí mismos y como su nombre lo indica, avanzan girando por "pequeños pasos", también difieren de los motores de DC en la relación entre velocidad y torque (par motor o par de giro).

Los motores de DC no son capaces de proporcionar un buen torque a bajas velocidades sin la ayuda de un mecanismo de reducción, mientras que los motores PaP trabajan de manera opuesta, su mayor capacidad de torque se produce a baja velocidad.

Los motores PaP tienen una característica adicional, los torques de paro y de mantenimiento, no existen en los motores de DC, estos torques hacen que el motor P-P se mantenga firmemente en su posición cuando no está girando.

Esta característica es muy útil cuando el motor deja de moverse, mientras está detenido, la fuerza de carga permanece aplicada a su eje eliminándose así la necesidad de un mecanismo de frenado.

Aunque los motores PaP funcionan controlados por un pulso de avance, el control de este tipo de motores, no se realiza únicamente aplicando directamente este pulso para que los haga avanzar.

Estos motores tienen varias bobinas y para producir el avance del paso, es necesario aplicarles una secuencia de pulsos adecuada, además si se invierte el orden de esta secuencia, el motor gira en sentido opuesto.

Si los pulsos aplicados no se realizan en el orden correcto, el motor no se mueve apropiadamente, es posible que solo zumbe y no se mueva, o puede ser que gire, pero de una manera brusca e irregular.

Ésto significa que hacer girar un motor PaP, no es tan simple como hacerlo con un motor de DC, al que solamente es necesario aplicar una corriente.

Los motores PaP requieren de un circuito de control, que genere la secuencia de pulsos adecuados, tanto para el avance de pasos, como para el sentido de giro, necesarias para la activación de las bobinas.

4.2.2.2.1 Parámetros del Motor PaP

Los principales parámetros tanto eléctricos como mecánicos que se definen en un motor PaP son las siguientes:

- *Par dinámico de trabajo* [mN·m]: Es el momento máximo que el motor es capaz de desarrollar sin perder paso, esto es, sin dejar de responder a algún pulso de excitación del estator con la carga aplicada.
- *Par de mantenimiento* [mN·m]: Es el par requerido para mover un paso el rotor cuando la posición anterior es estable; generalmente es mayor que el par dinámico y actúa como freno para mantener el rotor en una posición estable dada.
- *Par de paro* [mN·m]: Es un par de freno debido a la acción del rotor, cuando las bobinas del estator están desactivadas.
- *Ángulo de paso α* [°]: Es el avance angular que se produce en el motor por cada pulso de excitación, se mide en grados, siendo los pasos estándar más importantes los que se muestran en la siguiente tabla 2.
- *Número de pasos por vuelta (NP)*: Es la cantidad de pasos que realiza el rotor para realizar una vuelta completa.

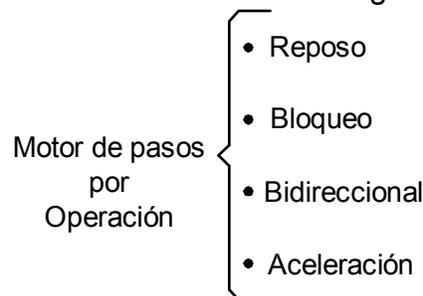
Grados x Pulso (α)	Pasos x Vuelta (NP)
0.72 °	500
1.8 °	200
3.75 °	96
7.5 °	48
15 °	24

Tabla 2. Ángulo de paso

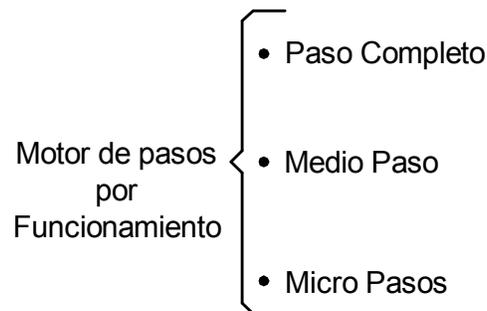
- *Frecuencia de paso máximo*: Es el máximo número de pasos por segundo que puede recibir el motor funcionando adecuadamente.
- *Voltaje [V]*: Es el voltaje nominal de trabajo.
- *Resistencia eléctrica [Ω]*: Es la resistencia de las bobinas y determina la corriente que consume el motor.
- *Corriente de fase [A]*: Es la corriente de trabajo que consume cada fase del motor.

4.2.2.2.2 Clasificación de los Motores PaP

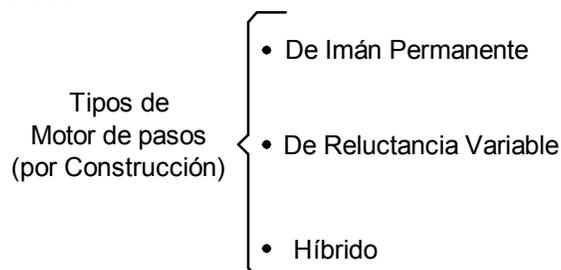
Los motores de pasos, durante su aplicación, trabajan esencialmente bajo cuatro modos de operación, los cuales están dados en la siguiente clasificación:



Por otra parte, y dependiendo de la aplicación de estos motores, los pasos se clasifican de acuerdo a su modo de funcionamiento como sigue:



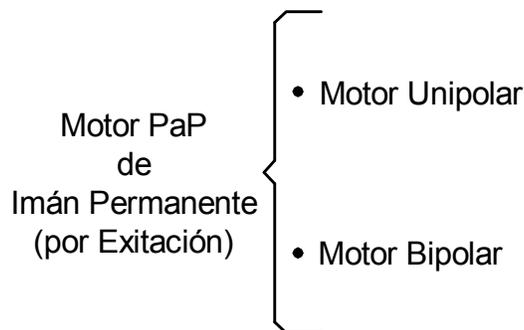
En cuanto a las características de construcción, se tiene la siguiente clasificación para los motores de pasos:



- *De imán permanente*: El rotor es un imán permanente en el que se mecanizan un número de dientes limitado por su estructura, su principal ventaja, es que su posicionamiento no varía, estando aún sin excitación y con carga.
- *De reluctancia variable*: El rotor es de hierro dulce, que en condiciones de excitación del estator y bajo la acción de su campo magnético, ofrecen menor resistencia, se mecanizan de forma similar a los de imán permanente, su principal desventaja, es que cuando no tiene excitación, el rotor queda libre, por lo tanto, su posicionamiento con carga depende de su inercia y no es posible predecir el punto exacto de paro.
- *Híbridos*: Son una combinación de las mejores características de los de imán permanente y reluctancia variable, se construyen con estatores multidentados y un rotor de imán permanente. Tienen generalmente 200 dientes en el rotor y giran en pasos de 1.8° aunque existen en configuraciones de 0.9° y 3.6° . Dado que poseen alto torque estático y dinámico y se mueven a muy altas velocidades de pulso, probablemente sean los más utilizados de todos los motores PaP.

4.2.2.2.3 Tipos de Motores de Pasos de Imán Permanente

Para los motores PaP de imán permanente, se tiene la siguiente clasificación en cuanto a sus modos de excitación:



- *Motores Unipolares*: En este tipo de motores, las bobinas del estator se conectan en serie formando cuatro grupos de bobinas (A, B, C y D) y estas a su vez, se conectan, también en serie de dos en dos, y se montan sobre dos estatores diferentes.

Como se muestra en la figura 4.15, del motor salen dos grupos de bobinas de tres cables cada uno (grupo A-C y grupo B-D), donde un cable de cada grupo es común a dos bobinas.

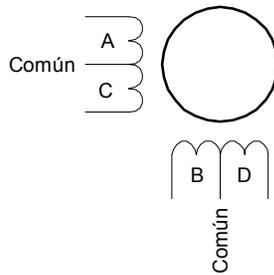


Figura 4.15. Motor PaP unipolar

Los seis cables que salen del motor, se conectan a un circuito de control, el cual, se comporta de manera general como si fueran cuatro interruptores electrónicos que, al ser activados o desactivados, proporcionan la alimentación de los cuatro grupos de bobinas del estator.

La figura 4.16 muestra esta representación:

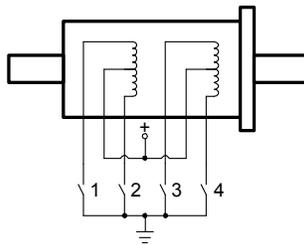


Figura 4.16. Motor unipolar con sistema de control

Una secuencia adecuada de funcionamiento de estos interruptores, produce la cantidad de pasos y sentido que se desea.

Dependiendo de la forma de conexión de las bobinas, este tipo de motores se clasifican como se muestra en la figura 4.17:

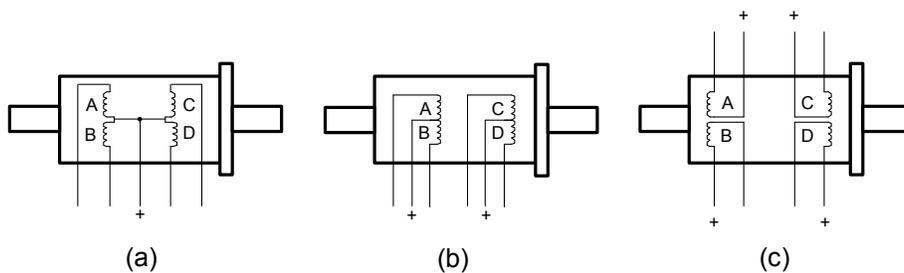


Figura 4.17. Motores PaP unipolares: (a) con 5 hilos, (b) con 6 hilos, (c) con 8 hilos

- **Motores Bipolares:** En este tipo de motores las bobinas del estator se conectan en serie formando solamente dos grupos de bobinas (A y B), que se montan sobre dos estatores diferentes.

Como se muestra en la figura 4.18, del motor salen dos grupos de bobinas que corresponden a dos cables para cada grupo.

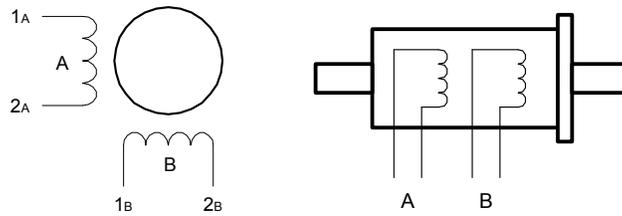


Figura 4.18. Motor PaP bipolar

Los cuatro cables que salen del motor, se conectan a un circuito de control, el cual, se comporta de manera general como si fueran cuatro interruptores electrónicos dobles, que permiten cambiar la polaridad de la alimentación de las bobinas.

Con la activación y desactivación adecuada de los interruptores, se obtiene la secuencia para que el motor gire en un sentido o en otro, la figura 4.19 muestra esta representación:

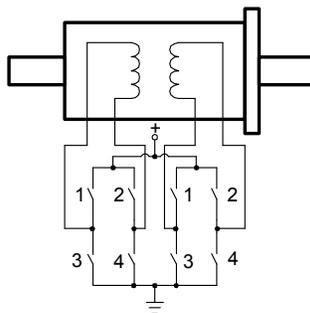


Figura 4.19. Motor bipolar con sistema de control

Necesitan ciertos trucos para ser controlados, debido a que requieren del cambio de dirección del flujo de corriente a través de las bobinas en la secuencia apropiada para realizar un movimiento.

Como se muestra en la figura 4.19, es necesario utilizar un puente H por cada bobina del motor, por lo tanto, se requieren dos Puentes H iguales.

Como este tipo de motores no tienen el doble embobinado de los motores unipolares (en éstos se utiliza sólo una de las bobinas duplicadas a la vez, quedando la otra desactivada y por consiguiente sin ninguna utilidad).

Los motores bipolares ofrecen una mejor relación entre torque y tamaño-peso, además, los motores bipolares requieren que las bobinas reciban corriente en uno y otro sentido, y no solo un encendido/apagado como en los unipolares.

Haciendo referencia a la figura 4.15, la secuencia de pulsos en un motor PaP unipolar para paso completo, se muestra en la tabla 3:

PASO	BOBINAS				1 = Activada 0 = Desactivada
	A	B	C	D	
1	1	1	0	0	
2	0	1	1	0	
3	0	0	1	1	
4	1	0	0	1	

Tabla 3. Secuencia de pulsos para paso completo del motor unipolar

La secuencia de pulsos en un motor PaP unipolar para medio paso, se muestra en la tabla 4:

PASO	BOBINAS				1 = Activada 0 = Desactivada
	A	B	C	D	
1	1	0	0	0	
2	1	1	0	0	
3	0	1	0	0	
4	0	1	1	0	
5	0	0	1	0	
6	0	0	1	1	
7	0	0	0	1	
8	1	0	0	1	

Tabla 4. Secuencia de pulsos para medio paso del motor unipolar

Haciendo referencia a la figura 3.55, la secuencia de pulsos en un motor PaP bipolar para paso completo, se muestra en la tabla 5:

PASO	BOBINA A		BOBINA B	
	TERMINALES		TERMINALES	
	1A	2A	1B	2B
1	V+	V-		
2			V+	V-
3	V-	V+		
4			V-	V+

Tabla 5. Secuencia de pulsos para paso completo del motor bipolar

La secuencia de pulsos en un motor PaP bipolar para medio paso, se muestra en la tabla 6:

PASO	BOBINA A		BOBINA B	
	TERMINALES		TERMINALES	
	1A	2A	1B	2B
1	V+	V-		
2	V+	V-	V+	V-
3			V+	V-
4	V-	V+	V+	V-
5	V-	V+		
6	V-	V+	V-	V+
7			V-	V+
8	V+	V-	V-	V+

Tabla 6. Secuencia de pulsos para medio paso del motor bipolar

Para cambiar el sentido de giro de los motores de pasos, para todos los casos, las secuencias mostradas en las tablas se toman de manera inversa.

La generación de micro pasos, consiste en que un motor PaP alcance posiciones intermedias entre un paso y un medio paso, por ejemplo, un motor de 1.8° por paso, realizando 8 micro pasos por paso puede lograr, movimientos cada 0.225° , ésta técnica, tiene como principales ventajas la reducción de los problemas de resonancia y mejora en la velocidad de giro, pero tiene limitaciones físicas por problemas de linealidad y de la fricción estática del sistema mecánico.

La generación de micro pasos, se realiza por conmutación continua, en donde los valores de las corrientes que circulan por las bobinas del motor, son controladas en forma secuencial, por lo general se utilizan dos métodos:

- Por modulación de ancho de pulso
- Por interacción seno y coseno

Para el movimiento de los motores de este microscopio confocal, se utiliza el método de interacción seno y coseno. Una secuencia básica para un giro completo en cuatro pasos, se muestra en la figura 4.20:

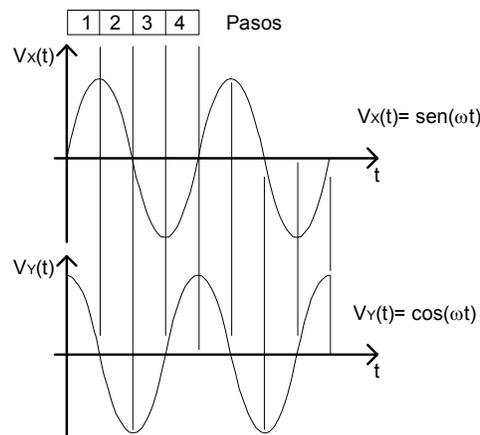


Figura 4.20. Secuencia para generar micro pasos (en este caso solo 4)

El sistema mecánico del microscopio confocal utiliza tres motores iguales con las siguientes características:



Motor PaP	ZSS-25 Tipo Híbrido de 2 fases
NP	200
α	1.8°
V_{OP}	42 V
I_{Fase}	600 mA
Terminales	8
Par de Paro	2 mN·m
Par de Mantenimiento	13 mN·m

La conexión de las bobinas del motor que se utilizó es la de un motor bipolar con sus grupos de bobinas en serie, como se muestra en la figura 4.21:

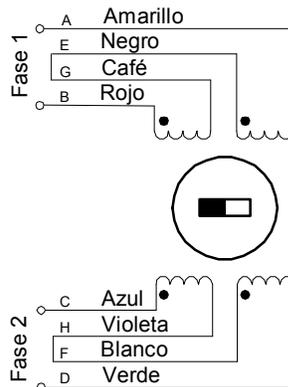


Figura 4.21. Conexión del motor PaP ZSS-25

4.2.3 Tarjeta NI-USB-6009

Junto con la programación en LabView para el control de movimiento en los 3 ejes (X, Y, Z) de los motores de pasos y del sistema de adquisición de datos y despliegue de las imágenes en la pantalla de la PC, se utilizan tres tarjetas de adquisición de datos National Instruments.

Estas son la NI-USB-6009 de National Instruments, algunas de sus características eléctricas más significativas son las siguientes:



Tarjeta Adquisición Datos	NI-USB-6009
Bus	USB
Entradas Analógicas, (sencillo)	8
Entradas Analógicas, (diferencial)	4
Resolución de entrada (bits)	14
Máxima relación de muestreo (KS/s)	48
Voltaje de entrada (V)	±1 a ±20
Salidas Analógicas	2
Resolución de Salida (bits)	12
Relación de salida (Hz)	150
Voltaje de Salida (V)	0 a 5
Líneas Digitales I/O	12
Contador de 32 bits	1
Trigger	Digital

La tabla 7, muestra la descripción de las señales de la tarjeta de adquisición de datos terminales digitales de la tarjeta de adquisición de datos:

Señal	Referencia	Dirección	Descripción
GND	—	—	Tierra para modos sencillo y diferencial, señales digitales en el conector de I/O, fuente de 5V y referencia de 2.5V
AI <0...7>	Varias	Entrada	Entradas analógicas en los canales 0 a 7. Para modo diferencial, (AI 0 y AI 4) son las entradas positiva y negativa del canal 0. Las otras entradas diferenciales son: (AI 1 y AI 5), (AI 2 y AI 6) y (AI 3 y AI 7)
AO 0	GND	Salida	Salida analógica canal 0. Da el voltaje de salida de AO en canal 0.
AO 1	GND	Salida	Salida analógica canal 1. Da el voltaje de salida de AO en canal 1.
P1 <0...3> P0 <0...7>	GND	Entrada o Salida	Señales digitales I/O. Cada señal se puede configurar individualmente como entrada o salida.
2.5 V	GND	Salida	Referencia externa de +2.5 V. Da este voltaje para chequeo de máscaras.
5 V	GND	Salida	Fuente de alimentación de +5 V. Da +5V a 200 mA.
PFI 0	GND	Entrada	Este pin se puede configurar como disparo digital o como una entrada de contador.

Tabla 7. Descripción de señales de NI-USB-6009

Las tablas 8 y 9, muestran la designación de terminales de la tarjeta de adquisición de datos:

Terminal	Señal Modo Sencillo	Señal Modo Diferencial
1	GND	GND
2	AI 0	AI 0+
3	AI 4	AI 0-
4	GND	GND
5	AI 1	AI 1+
6	AI 5	AI 1-
7	GND	GND
8	AI 2	AI 2+
9	AI 6	AI 2-
10	GND	GND
11	AI 3	AI 3+
12	AI 7	AI 3-
13	GND	GND
14	AO 0	AO 0
15	AO 1	AO 1
16	GND	GND

Tabla 8. Terminales analógicas

Terminal	Señal
17	P0.0
18	P0.1
19	P0.2
20	P0.3
21	P0.4
22	P0.5
23	P0.6
24	P0.7
25	P1.0
26	P1.1
27	P1.2
28	P1.3
29	PFI 0
30	2.5 V
31	5 V
32	GND

Tabla 9. Terminales digitales

4.2.4 Protocolo para la Adquisición y Digitalización de la Imagen

En forma general se tiene la estructura del programa desarrollado en LabVIEW para la presentación de las imágenes en la PC.

1. Configuración de parámetros para el reconocimiento de la tarjeta de adquisición de datos NI-USB-6009.
2. Configuración de entradas y salidas para cada tarjeta NI-USB-6009.
 - Una entrada analógica (señal del fotodiodo, V_a)
 - Dos salidas analógicas (Motor X o Motor Y o Motor Z)
3. Programa para generar una señal SENOIDAL y una señal COSENOIDAL (controla el movimiento de los motores PaP para los desplazamientos X, Y y Z).
 - Utiliza las dos salidas analógicas de la tarjeta de adquisición de datos.
4. Se introducen los datos para el movimiento de los motores:
 - No. Pasos/ciclo
 - Distancia de recorrido en: X , Y , Z
 - No. pixeles en: X , Y , Z
 - Tiempo de duración del paso de cada motor

5. Programa para la adquisición y digitalización de la señal V_a (muestra la imagen del objeto y sincroniza la lecturas con el movimiento de los motores de pasos), utiliza la entrada analógica de la tarjeta de adquisición de datos.

- Se introducen los datos para la adquisición de la señal del fotodiodo:
- Voltajes máximo y mínimo de la señal: $V_{a_{máx}}$ y $V_{a_{mín}}$
- No. de muestras a tomar

El programa en LabVIEW para el moviendo de los tres motores de pasos, se basa en los siguientes pasos:

- Crear los canales de las salidas analógicas para cada motor
- Utiliza la escritura del VI para generar las señales en los canales de salida para la tarjeta de adquisición de datos
- Llamar al limpiador de tareas del VI para limpiar las tareas
- Utilizar la caja de dialogo de emergencia para mostrar un error cuando este exista

La figura 4.22, muestra el diagrama de conexiones del sistema de control para el movimiento de los motores del microscopio.

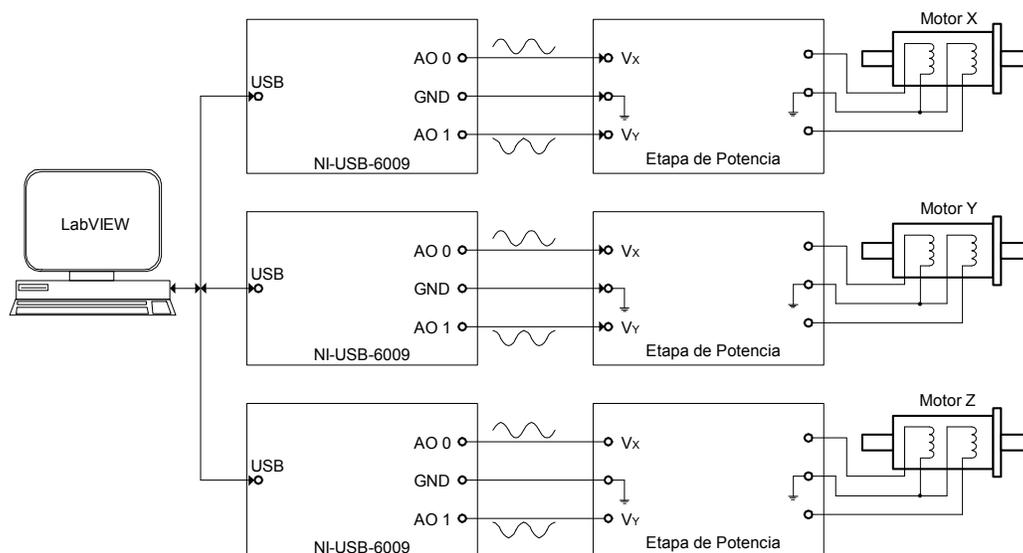


Figura 4.22. Conexión del sistema de movimiento de los motores PaP

La figura 4.23, muestra el diagrama de flujo del protocolo para el control de movimiento de los motores PaP utilizando el método de micro pasos:

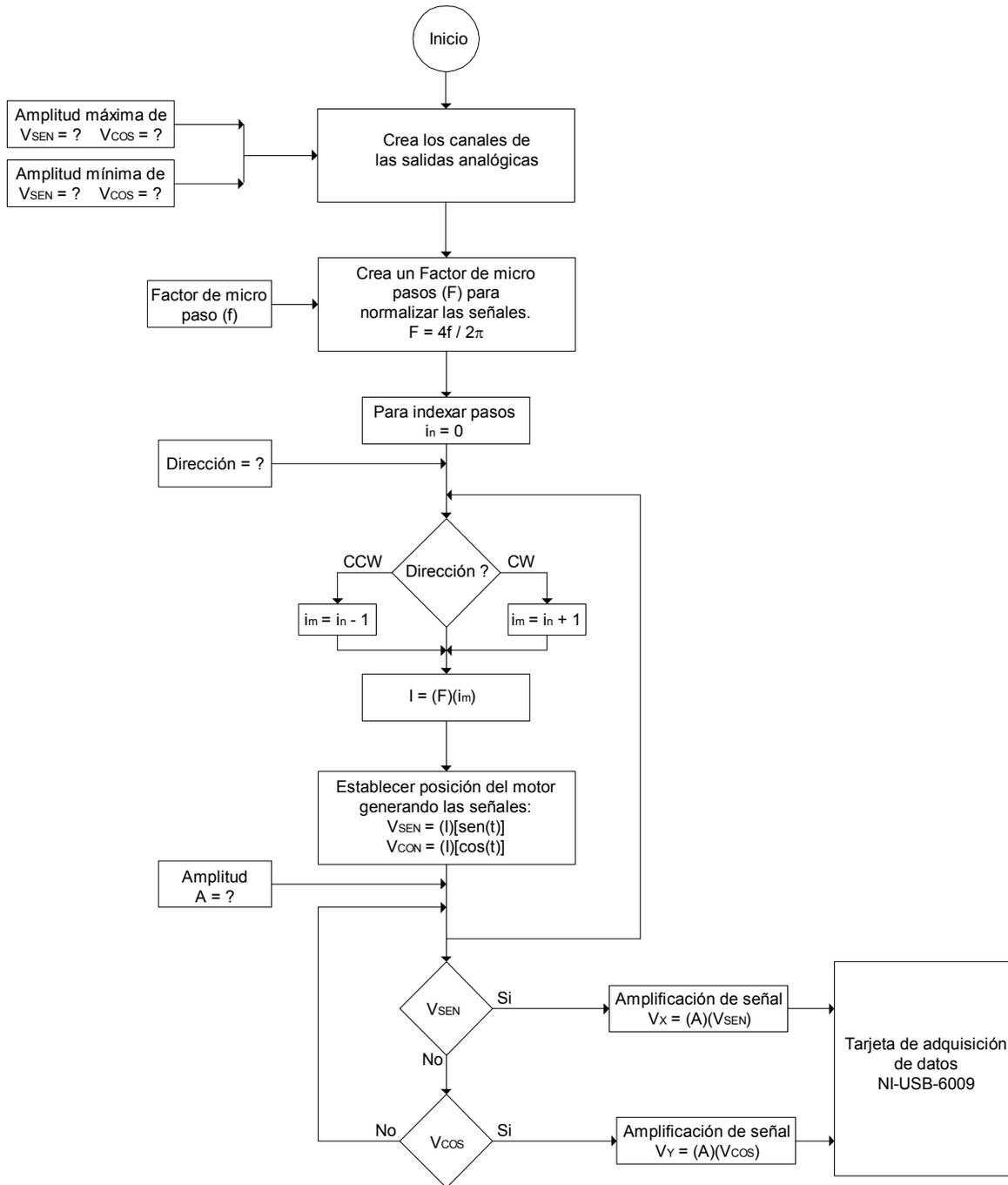


Figura 4.23. Protocolo para LabVIEW del control de motores PaP por micro pasos

El programa en LabVIEW para la formación de la imagen en 3D, se basa en los siguientes pasos:

- El desplazamiento de los micro pasos por parte de los motores PaP, se realiza con el protocolo mostrado en la figura 4.23
- Se fija el tamaño del área sobre la muestra a escasear
- Se posiciona el enfoque del haz de luz en las coordenadas iniciales (x_0, y_0, z_0)
- Se realiza el barrido en el primer plano X-Y cubriendo el área de tamaño $n \times m$
- Se desplaza el punto de enfoque a la posición (x_0, y_0, z_1)
- De nuevo se realiza el barrido creando otro plano X-Y cubriendo el área de tamaño $n \times m$
- Los plano X-Y van desde $x_i|_0^n$ y $y_j|_0^m$
- Se realiza el barrido de los planos X-Y para cada uno de los desplazamientos desde $z_k|_0^p$

La figura 4.24, muestra la posición de las coordenadas de desplazamiento en los tres ejes sobre la muestra a observar con el microscopio confocal:

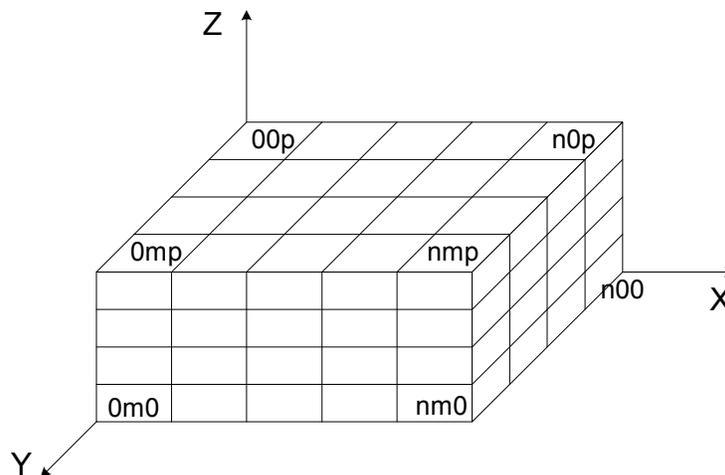


Figura 4.24. Coordenadas de posición para la generación de la imagen en 3D

La figura 4.25, muestra el diagrama de flujo del protocolo para la obtención de la imagen en 3D:

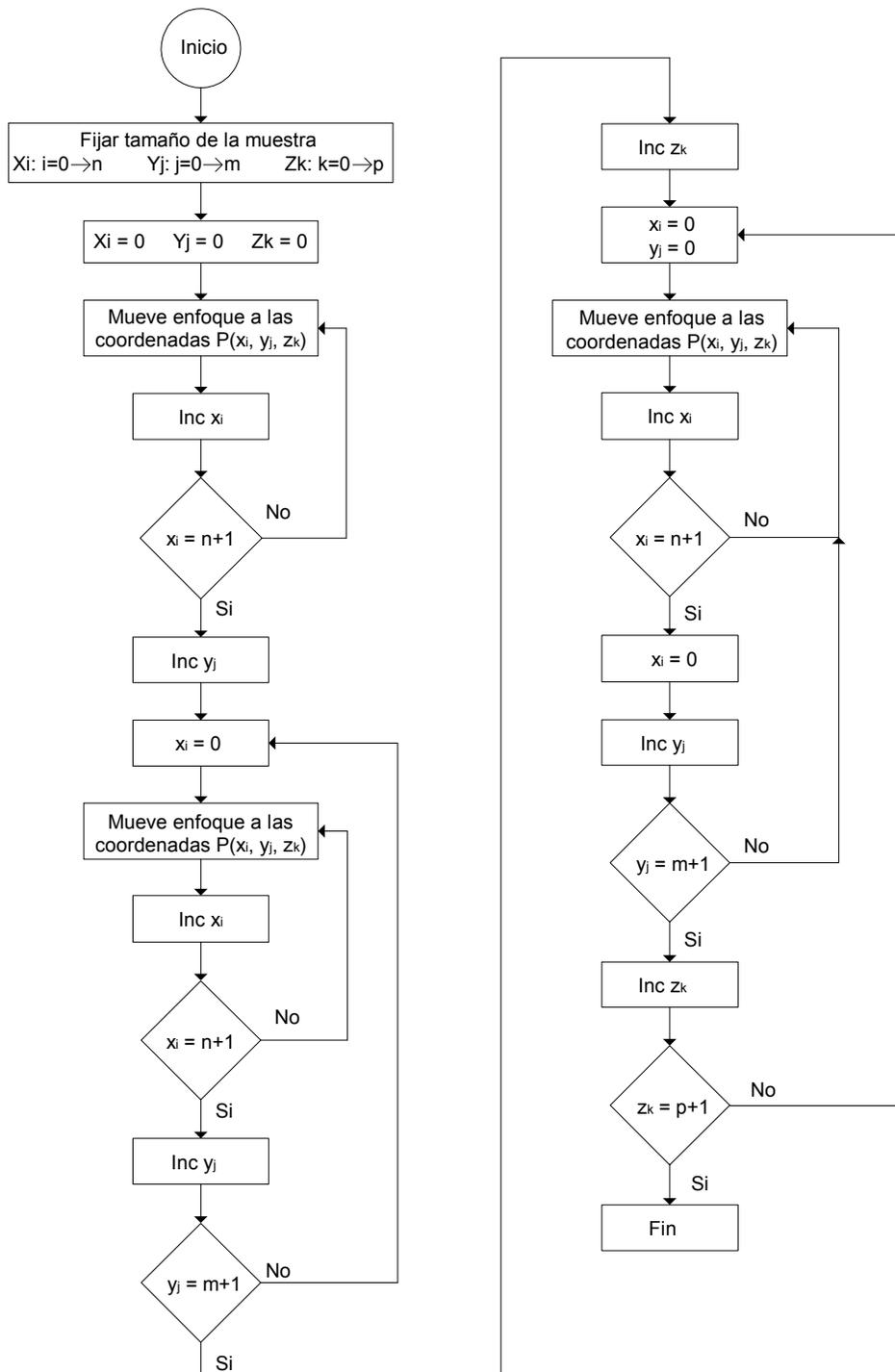


Figura 4.25. Protocolo para LabVIEW para la formación de la imagen en 3D

4.3 Fuentes de alimentación

Para tener mayor estabilidad en la fuente de alimentación, se utiliza un sistema de energía a base baterías recargables, esto, para evitar las variaciones y voltajes transitorios que se tienen en las fuentes de alimentación reguladas convencionales.

Para esto, se establece la fuente de alimentación que muestra el diagrama de bloques de la figura 4.26:

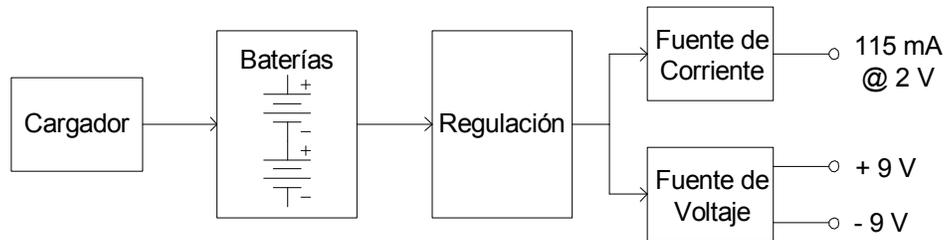


Figura 4.26. Diagrama a bloques de la fuente

Para la etapa del cargador de baterías, se tiene el circuito que se muestra en la figura 4.27:

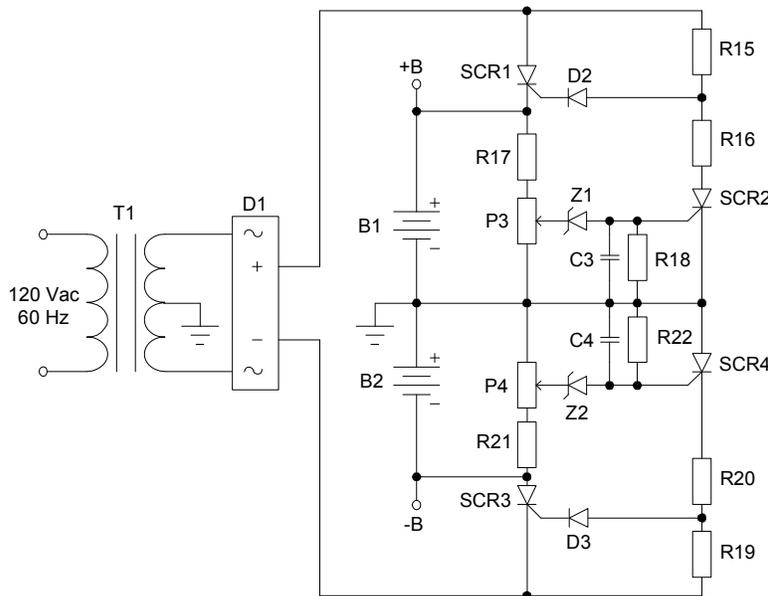


Figura 4.27. Cargador de baterías bipolar

Como es un cargador de baterías bipolar y simétrico, el funcionamiento es idéntico tanto para cargar la batería B1, como para cargar la batería B2, así pues, el funcionamiento de este cargador solo se referirá a la parte positiva.

D1 es realiza la rectificación de onda completa y cuando el B1 no esta en su máxima carga, SCR2 se encuentra “abierto”, debido a que el voltaje establecido por el divisor de voltaje formado por R17 y P3 no es lo suficiente grande para encenderlo.

Con el primer lóbulo positivo de la onda rectificada se activa la compuerta del SCR1 a través de la resistencia R15 y se pone en “corto circuito” permitiendo que llegue corriente a la batería B1 y empiece a cargarse.

Al iniciar la carga, el voltaje en el divisor R17-P3, no es lo suficientemente grande como para activar al diodo zener Z1, por lo que este se comporta como un “circuito abierto” provocando que el SCR2 permanezca también en “circuito abierto”.

Conforme la batería va adquiriendo carga, también el voltaje en el divisor R17-P3 va aumentando paulatinamente hasta alcanzar el voltaje de conducción del zener Z1, en este momento, el zener se pone en “corto circuito”, de esta manera, puede circular corriente hacia la compuerta del SCR2 poniéndolo en “corto circuito”, provocando que disminuya la corriente en la compuerta del SCR1 (debido a la red que se forma por los componentes R15 y R16), y con esto que se ponga en “circuito abierto”, interrumpiendo así, el paso de corriente hacia la batería B1.

La red formada por los componentes C3 y R18 tiene la función de establecer una constante de tiempo que evita que los transitorios generados en el sistema, activen involuntariamente al SCR2.

De esta manera, se garantiza que las baterías B1 y B2, siempre estén en su máxima carga y que además queden protegidas contra sobrecarga.

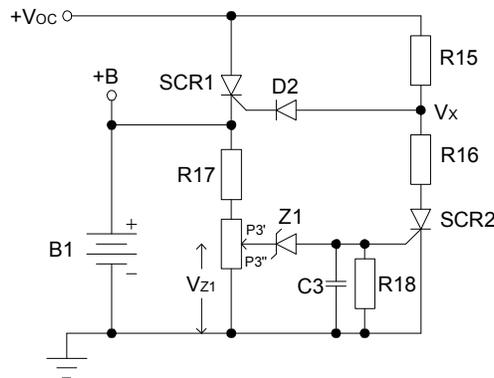


Figura 4.28. Cargador de baterías positivo

Considerando que la batería B1 de la figura 4.28 se encuentra completamente cargada (+12V), entonces el SCR2 esta encendido y el SCR1 esta apagado.

El diodo zener Z1 es un 1N4741A cuyo voltaje de regulación es $V_Z = 11\text{ V}$ con una corriente mínima de encendido de 23 mA, entonces para garantizar la regulación del zener se considera una $I_Z = 40\text{ mA}$ a través de las resistencia R17+P3’.

Para determinar los valores de R17 y P3, se utiliza la ecuación 44:

$$R17 + P3' = \frac{V_{(R17+P3')}}{I_Z} \dots\dots\dots (44)$$

Entonces sustituyendo valores tenemos que:

$$R17 + P3' = \frac{12 - 11}{40E^{-3}} = 25\Omega$$

El divisor de voltaje V_{z1} se determina con la ecuación 45:

$$V_{z1} = B^+ \times \frac{P3''}{R17 + P3' + P3''} \dots\dots\dots (45)$$

Despejando $P3''$ de la ecuación 45 y sustituyendo valores, tenemos que:

$$P3'' = V_{z1} \times \frac{R17 + P3'}{B^+ - V_{z1}} = 11 \times \frac{25}{(12 - 11)} = 275\Omega$$

Entonces: **$R17 = 22\Omega$** **$P3 = 250\Omega$ en serie con una resistencia de 47Ω**

Para determinar el valor de la resistencia $R15$, se analiza la malla mostrada en la figura 4.29:

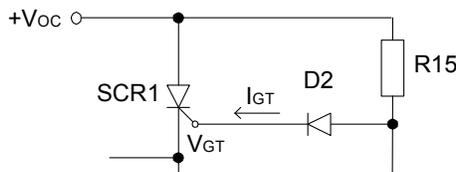


Figura 4.29. Disparo del SCR1

Se tiene las siguientes ecuaciones:

$$V_{R15} = V_{OC} - V_{D2} - V_{GT} \dots\dots\dots (46)$$

$$R15 = \frac{V_{R15}}{I_{GT}} \dots\dots\dots (47)$$

Ambos rectificadores controlados de silicio (SCR1 y SCR2), tienen las mismas características:

$$I_T = 12 \text{ A} \quad R_{BV} = 100 \text{ V} \quad V_{GT} = 0.7 \text{ V}$$

$$I_{GT} = 5 \text{ mA} \quad t_{gt} = 1 \mu\text{s}$$

Entonces: **$SCR1$ y $SCR2 = 2N6395$, Rectificador controlado de silicio**

Sustituyendo valores en la ecuación 46, tenemos:

$$V_{R15} = V_{OC} - V_{D2} - V_{GT} = 12.7 - 0.7 - 0.7 = 11.3V$$

Sustituyendo valores en la ecuación 47, tenemos:

$$R15 = \frac{V_{R15}}{I_{GT}} = \frac{11.3}{5E^{-3}} = 2.26K\Omega$$

Entonces: **$R15 = 2.2 K\Omega$**

De la figura 3.41, se puede determinar el valor de la resistencia R16 mediante la ecuación 48:

$$R16 = V_x \times \frac{R15}{V_{oc} - V_x} \dots\dots\dots (48)$$

Para asegurar que el SCR2 estará apagado, cuando el SCR1 este encendido, se elige un valor para V_x igual a 5 V, entonces sustituyendo valores en la ecuación 48 se tiene que:

$$R16 = V_x \times \frac{R15}{V_{oc} - V_x} = 5 \times \frac{2.26E^3}{(12.7 - 5)} = 293.5\Omega$$

Entonces: **$R16 = 270 \Omega$**

Para determinar los valores de R18 y C3, se analiza la red que se muestra en la figura 4.30:

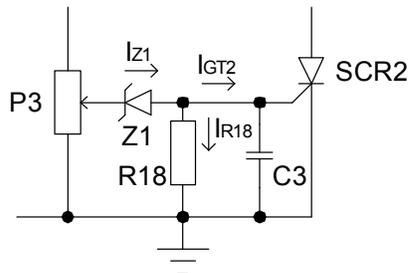


Figura 4.30. Constante de tiempo RC para el SCR2

De la figura 3.43 se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$I_{R18} = I_{Z1} - I_{GT2} \dots\dots\dots (49)$$

$$R18 = \frac{V_{GT2}}{I_{R18}} \dots\dots\dots (50)$$

Sustituyendo valores en la ecuación 49, tenemos:

$$I_{R18} = I_{Z1} - I_{GT2} = 23E^{-3} - 5E^{-3} = 18mA$$

Sustituyendo valores en la ecuación 50, tenemos:

$$R18 = \frac{V_{GT2}}{I_{R18}} = \frac{0.7}{18E^{-3}} = 38.88\Omega$$

Por otra parte, la constante de tiempo para la compuerta del SCR2 esta definida por la ecuación 51:

$$t_{off} = R18 \times C3 \dots\dots\dots (51)$$

Despejando R18 de la ecuación 51 y sustituyendo valores, tenemos que:

$$C3 = \frac{t_{off}}{R18} = \frac{1E^{-6}}{38.88} = 25.72\eta F$$

Entonces: **R18 = 33 Ω** **C3 = 27 ηF**

Para la parte del cargador negativo, se realizan los mismos cálculos y como es una fuente simétrica, entonces los valores de los componentes quedan igual al del cargador positivo:

R21 = 22 Ω **P4 = 250 Ω en serie con una resistencia de 47 Ω**
R19 = 2.2 K Ω **R20 = 270 Ω** **R22 = 33 Ω** **C4 = 27 ηF**
D2 y D3 = Diodos de switcheo 1N4148

Por otra parte, para el rectificador de onda completa, se tienen los siguientes dispositivos:

D1 = KBL04, Puente rectificador de 4 A @ 400 V

T1 = Transformador de 120 Vac @ 24 Vac c/tap a 5 A

Las baterías, son del tipo recargables selladas plomo-ácido con las siguientes características:

B1 y B2 = NP7-12, Recargable de 12 V - 7 Ah

Para la fuente de corriente que alimenta el láser, se utiliza el diagrama que se muestra en la figura 4.31:

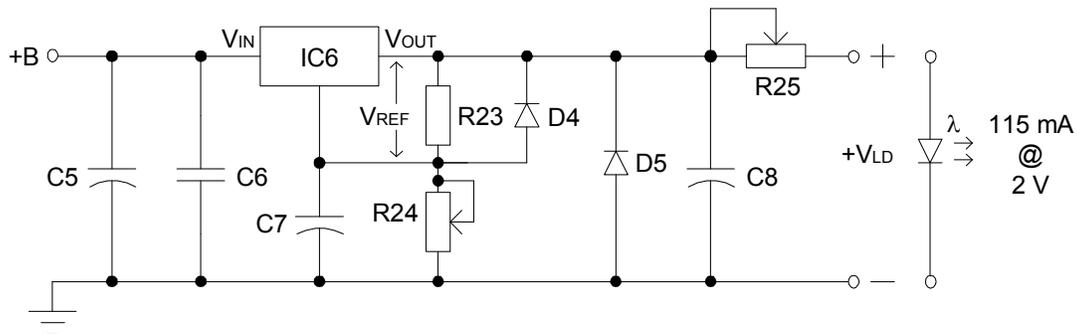


Figura 4.31. Fuente de corriente para el Láser

La fuente de corriente, utiliza un regulador de voltaje variable positivo (IC6), con el cual se fija el voltaje de operación (V_{OP}) que requiere el diodo Láser a través del

potenciómetro R24 y se acopla en serie el potenciómetro R25 entre éste voltaje y el diodo, con la finalidad de controlar la corriente de operación (I_{OP}) y evitar que de dañe por exceso de la misma.

El circuito integrado IC6, es un LM317T y está configurado para entregar un voltaje que varía desde 1.2 V hasta 12 V con una corriente máxima de 200 mA.

La ecuación 52, determina el voltaje a la salida del regulador:

$$V_{OUT} = V_{REF} \times \left(1 + \frac{R24}{R23} \right) + I_{ADJ} R24 \dots\dots\dots (52)$$

Con el potenciómetro R25, el voltaje que proporciona la fuente se convierte en corriente y tiene la posibilidad de variar desde 60 mA hasta 120 mA.

Las características eléctricas del diodo Láser L785P100 son las siguientes:

$$I_{OP} = 115 \text{ mA} \quad V_{OP} = 2 \text{ V} \quad P_O = 100 \text{ mW} \quad \lambda_O = 785 \text{ nm}$$

Entonces, la fuente de corriente se ajusta con las siguientes características:

$$I_{OP} = 115 \text{ mA} \quad V_{OP} = 2 \text{ V}$$

Los demás valores de los componentes de la fuente son:

- | | | |
|---|--------------------------------------|---|
| C5 = 2200 μF – 25 V | C6 = 0.1 μF | C7 = 22 μF – 16 V |
| C8 = 1000 μF – 16 V | R23 = 270 Ω | R24 = 5 KΩ |
| D4 y D5 = 1N4148 | R25 = 500 Ω | IC6 = LM 317T |

Para el sistema electrónico, esto es, las etapas de amplificación y de potencia, se utiliza la fuente regulada bipolar de $\pm 9 \text{ V @ } 1.5 \text{ A}$ de la figura 4.32:

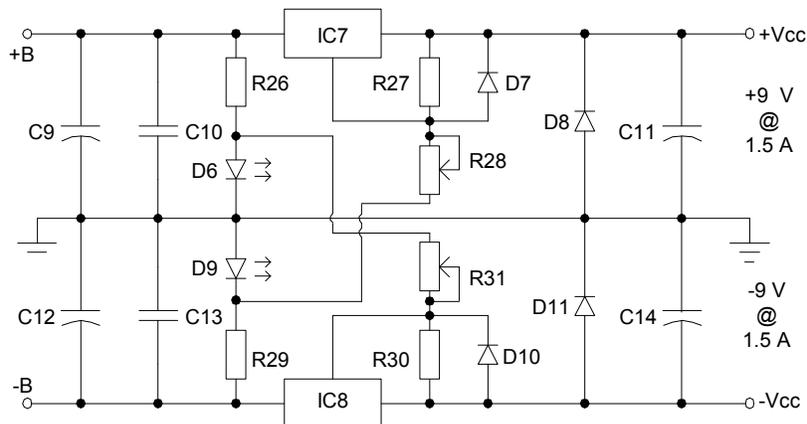


Figura 4.32. Fuente regulada bipolar simétrica

La fuente bipolar, utiliza dos reguladores de voltaje variable, IC7 para la parte positiva e IC8 para la parte negativa.

Ambos reguladores fijan los voltajes de operación que requiere el sistema electrónico, con la resistencia R28 se establece el voltaje positivo y con la resistencia R31, se establece el voltaje negativo.

El circuito integrado IC7, es un LM317HVK y se configura para entregar un voltaje positivo que varía desde 0 V hasta +12 V, con una $I_{MÁX}$ de 1.5 A.

Por otra parte, el circuito integrado IC8, es un LM337HVK y se configura para entregar un voltaje negativo que varía desde 0 V hasta -12 V, con una $I_{MÁX}$ de 1.5 A.

Entonces, la fuente regulada bipolar se ajusta con las siguientes características:

$$+V_{CC} = +9 \text{ V @ } 1.5 \text{ A}$$

$$-V_{CC} = -9 \text{ V @ } 1.5 \text{ A}$$

Los demás valores de los componentes de esta fuente son:

$$C9 \text{ y } C12 = 2200 \mu\text{F} - 25 \text{ V}$$

$$C10 \text{ y } C13 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$D6 \text{ y } D9 = \text{LED}$$

$$C11 \text{ y } C14 = 1000 \mu\text{F} - 16 \text{ V}$$

$$D7, D8, D10 \text{ y } D11 = 1\text{N}4148$$

$$R27 \text{ y } R30 = 270 \Omega$$

$$R28 \text{ y } R31 = 5 \text{ K}\Omega$$

$$R26 \text{ y } R29 = 1 \text{ K}\Omega$$

$$IC7 = \text{LM } 317\text{K}$$

$$IC8 = \text{LM } 337\text{K}$$

Cabe señalar que los motores de pasos son los que consumen la mayor cantidad de corriente, aproximadamente 600 mA cada uno.

Capítulo 5. Diseño del Sistema Mecánico

5.1 Sistema Mecánico

El sistema mecánico es una de las partes más importantes del microscopio, ya que, por un lado, contiene al sistema óptico, el cual tiene la tarea de mantener perfectamente alineado el haz de luz a lo largo de todo el recorrido del camino óptico y que para la calibración de las distancias focales de las lentes cuente con un mecanismo de fácil manipulación, por otro lado, también contiene al sistema de soportes y acoplamientos de los motores para los desplazamientos en los ejes X, Y y Z.

La figura 5.1 muestra la conformación del sistema mecánico del microscopio confocal:

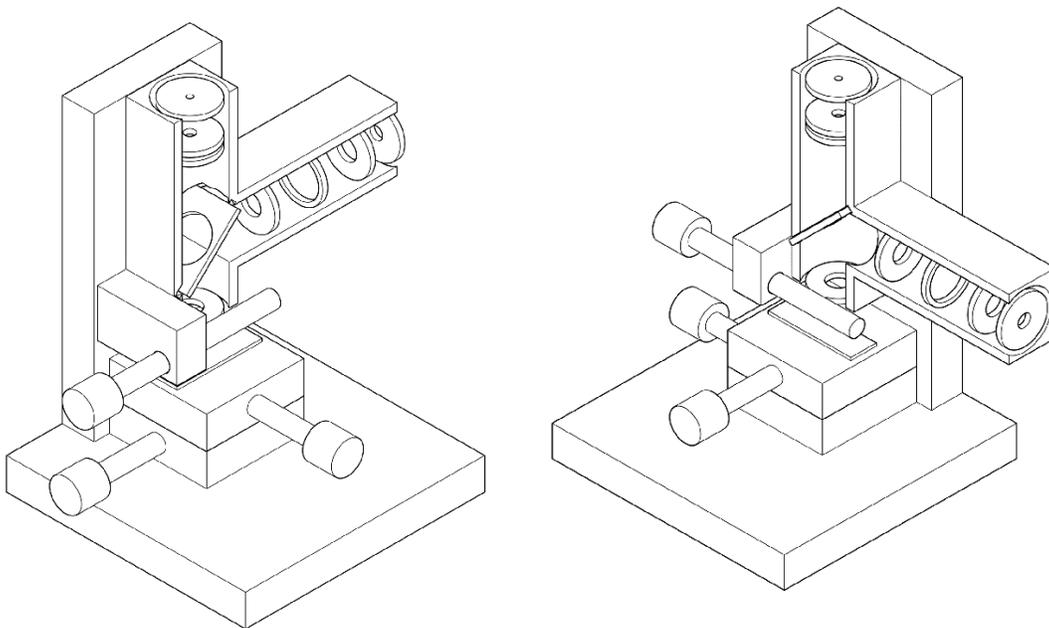
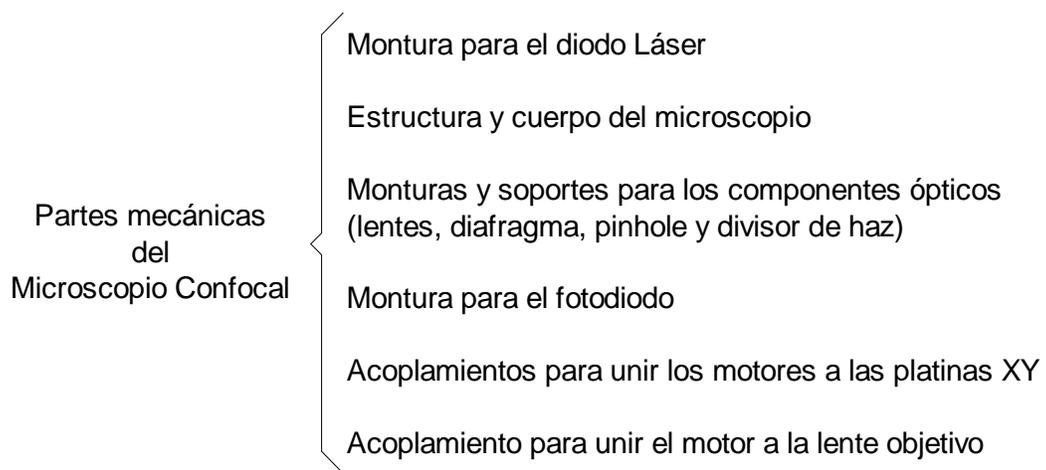


Figura 5.1. Vistas completas del Microscopio Confocal

El sistema mecánico estará conformado de la siguiente manera:



Todas las partes mecánicas en la primera fase, son torneadas en plástico PVC y una vez comprobada la facilidad de alineación tanto de los sistemas óptico y mecánico, se reproduce en latón y aluminio.

Para la sujeción de los diversos ensambles se utilizarán tornillos milimétricos de acero inoxidable.

La figura 5.2, muestra las dimensiones sobre las vistas laterales del microscopio confocal:

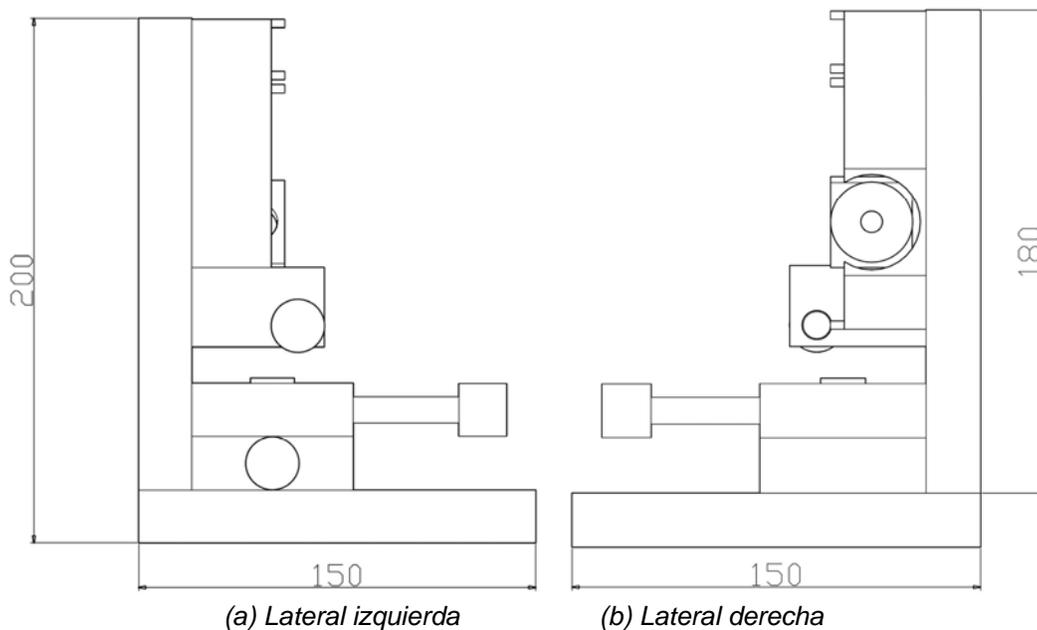


Figura 5.2. Dimensiones

La figura 5.3, muestra las dimensiones sobre las vistas superior y frontal del microscopio confocal:

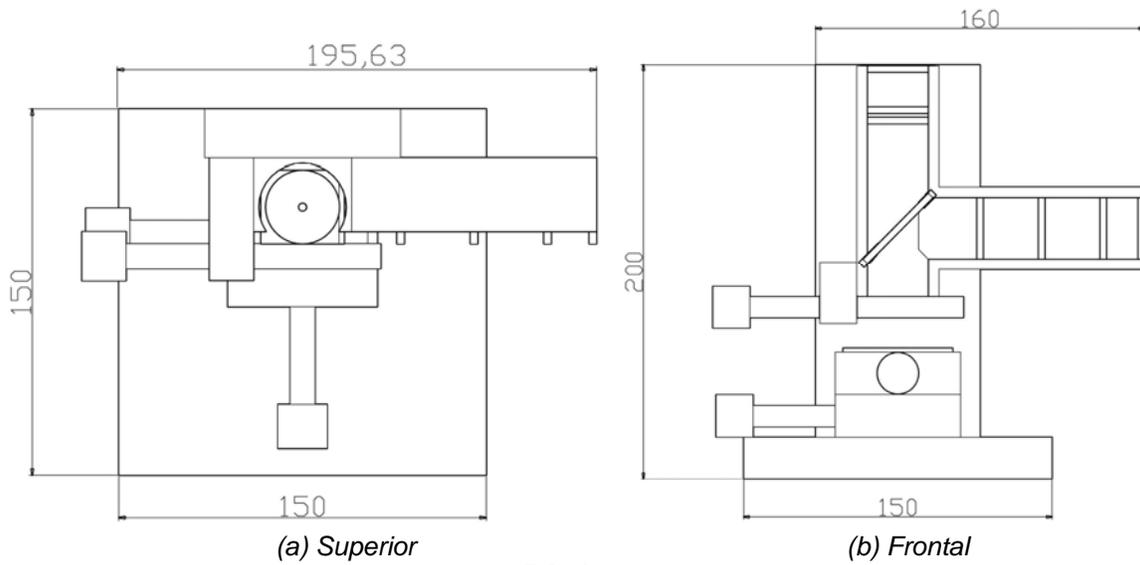


Figura 5.3. Dimensiones

La figura 5.4, muestra algunos detalles del microscopio visto desde la parte posterior:

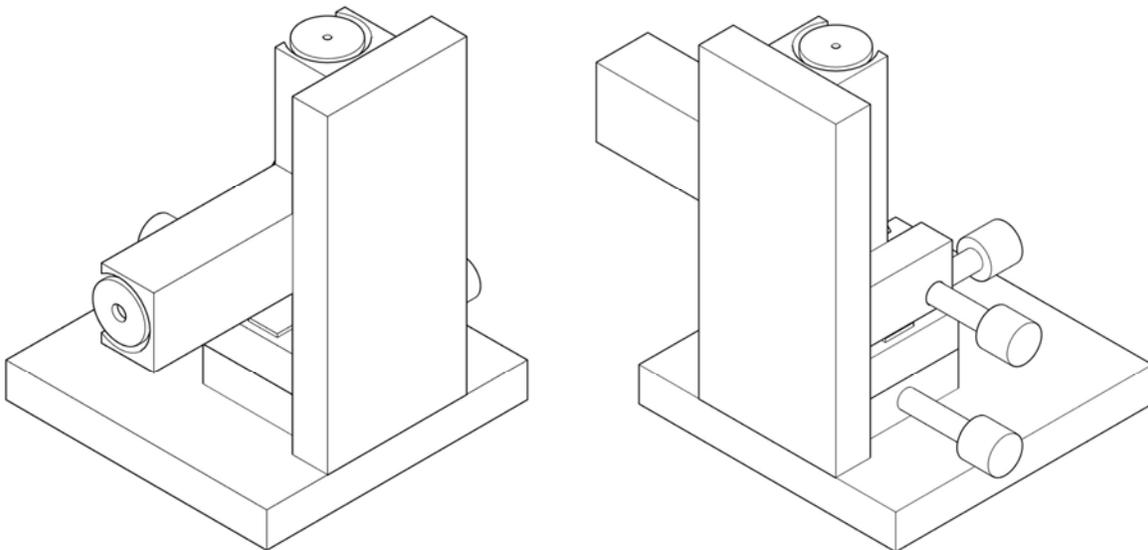


Figura 5.4. Vistas posteriores del microscopio confocal

La figura 5.5, muestra las vistas y posición de las monturas de los elementos del sistema óptico del microscopio:

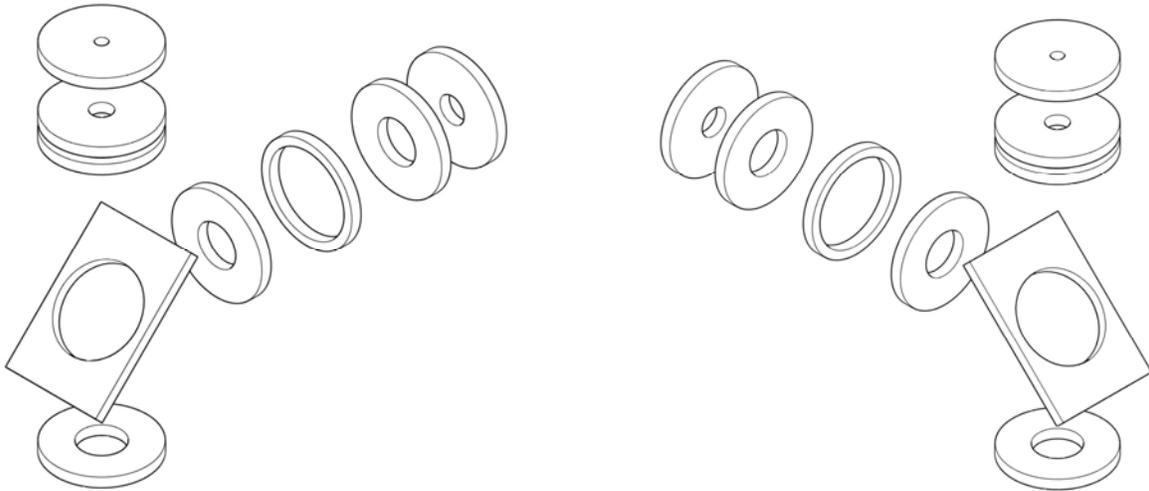


Figura 5.5. Monturas del sistema óptico del microscopio confocal

La figura 5.6, muestra las vistas de la carcasa del sistema óptico del microscopio confocal:

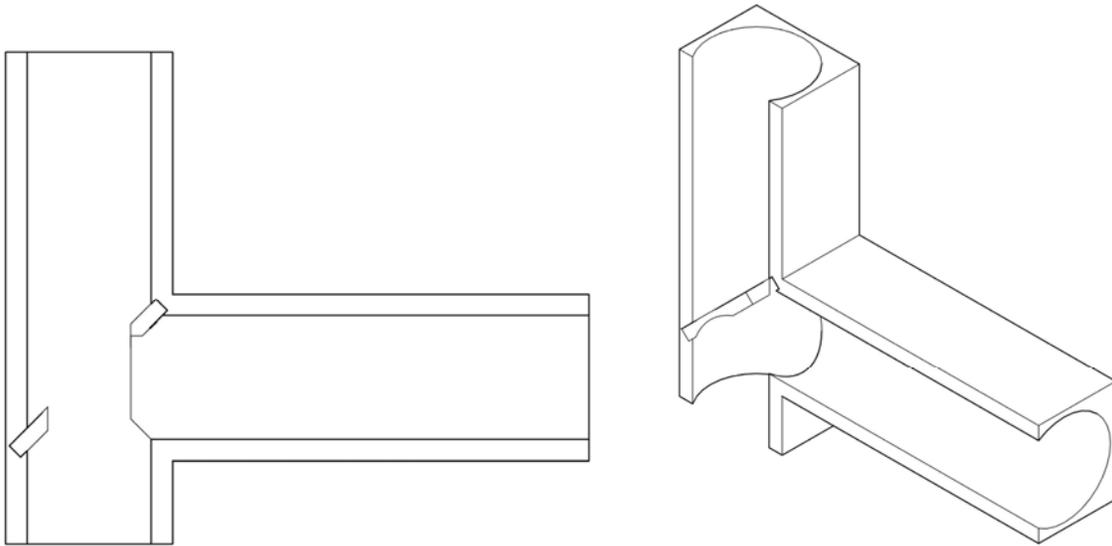


Figura 5.6. Carcasa del sistema óptico

La figura 5.7, muestra la posición de las plataformas para el desplazamiento en el plano X-Y y la del desplazamiento en el eje Z, dentro del cuerpo del sistema mecánico del microscopio confocal:

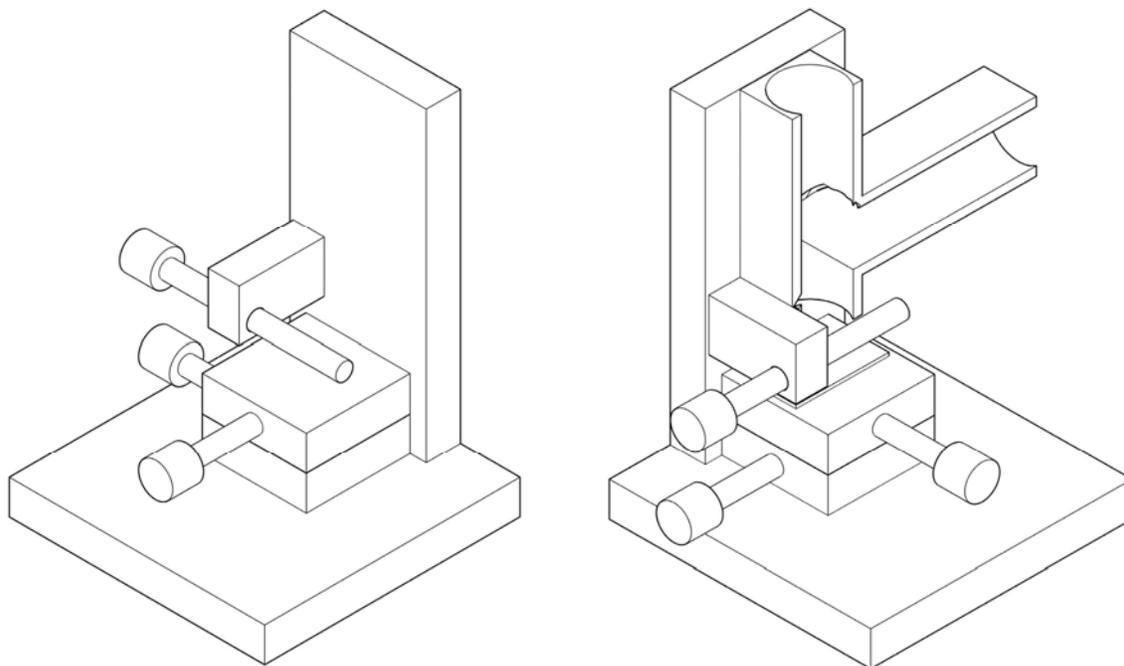


Figura 5.7. Vistas del sistema de desplazamiento X-Y-Z

CONCLUSIONES

Como se mencionó en la introducción, el objetivo de este trabajo es presentar la propuesta de las bases de desarrollo del microscopio confocal, que tenga como tareas fundamentales las siguientes aplicaciones:

- *Analizar y gestionar controles de calidad sobre las mascarillas y microcircuitos realizados con los procesos de microlitografía existentes en el CCADET-UNAM.*
- *Realizar la caracterización visual de las estructuras y formas físicas de las películas delgadas depositadas sobre los diferentes sustratos con los que se trabaja en el CCADET-UNAM.*

Con la investigación, los estudios, las pruebas y los desarrollos que se han realizado sobre las distintas etapas que conforman ésta propuesta, se puede decir que el microscopio confocal tendrá la capacidad de ofrecer las siguientes características:

- *Debido a la utilización del sistema óptico confocal (pinhole), se podrán obtener imágenes con mayor nitidez con respecto a los microscopios ópticos convencionales.*
- *Se tendrá mayor precisión, control y estabilidad tanto en el sistema de barrido como en la adquisición de datos, debido a la utilización de la técnica de micro pasos para el control de movimiento de los tres motores PaP.*
- *Generación de Imágenes en 3D de las muestras.*
- *Debido a la utilización de la técnica de platina móvil, el escaneo o barrido podrá realizarse para muestras de mayor tamaño (longitud X-Y).*
- *Por utilizar la técnica de micro pasos para los motores PaP, la resolución puede llegar a los límites ópticos.*
- *El sistema óptico, es novedoso, sencillo y de fácil implementación, a diferencia del que normalmente utilizan los microscopios confocales ya existentes.*
- *Bajo costo, en comparación con los microscopio confocales comercial (Zeiss, Nikon, Leica, etc.).*
- *Se plantean sistemas mecánicos sencillos y de fácil reproducción.*

- *Todas las partes y accesorios (ópticos, mecánicos, electrónicos y software) son comerciales y de fácil adquisición.*
- *Las partes y accesorios tanto del sistema óptico, como las del sistema electrónico, estos son de reciente aparición en el mercado.*
- *El barrido se realiza para un área máxima (plano X-Y) de 12 mm x 12 mm y un desplazamiento vertical (eje Z) de 2 mm.*
- *Mantenimiento accesible.*

A la fecha se tienen resultados parciales en cada una de las etapas de desarrollo y se han realizado algunas modificaciones o adecuaciones para mejorar el funcionamiento de las mismas.

En cuanto al sistema óptico, se tiene lo siguiente:

La resolución óptica es aproximadamente de 1 μm , este dato se obtuvo utilizando un método fotográfico y un microscopio óptico invertido.

Con el sistema bien enfocado, el fotodetector genera una corriente de salida entre 2 mA y 4 mA.

Éste intervalo de corriente se debe a que se han realizado pruebas con diferentes materiales, tales como: vidrio con óxido de hierro, mica con aluminio, alúmina con cobre y fibra de vidrio con cobre.

Por otra parte, el ruido que aparece en el sistema electrónico, este debido, tanto a las interacciones con su entorno como al de los generados por los propios dispositivos, esta en el intervalo de 1 mV a 2 mV.

Se espera tener como resultado una relación señal-ruido (S/N) mayor de 1000, esto debido a que con el sistema enfocado, se obtiene una corriente del fotodiodo de 2.985 mA y un voltaje a la salida del amplificador de transimpedancia de 2 V.

El sistema óptico, se ha desarrollado e implementado sobre una mesa óptica, donde se han realizado todas las pruebas de caracterización y alineación.

En cuanto al sistema electrónico, se tiene lo siguiente:

El voltaje a la salida del amplificador de transimpedancia con el sistema bien enfocado, se ajustó a 2 V, y a la salida de todo el sistema de amplificación se ajustó a 10 V.

Para evitar saturación en la etapa de potencia, a través de LabView la generación de las señales seno y coseno se limitan a una amplitud máxima de 5 V, así, la señal que reciben las bobinas de los motores de pasos tiene una amplitud máxima de 15 V, los cuales son suficientes para soportar las cargas mecánicas.

Por el momento, tanto el control de movimiento de los motores como la adquisición de datos y presentación de la imagen, se realiza con un programa realizado en LabView, diseñado por el Dr. Naser Qureshi (director de ésta tesis). Una vez alcanzado los objetivos de éste microscopio, se pretende diseñar tanto el control de movimiento de los motores PaP como la adquisición de datos utilizando un microcontrolador y programación en Visual Basic para la presentación de las imágenes.

El sistema electrónico (Amplificación, potencia, fuente de alimentación) está desarrollado a nivel de prototipo en tarjetas perforadas, los resultados son buenos, sin embargo, se espera que estos mejoren con la implementación de éste sistema, siguiendo las normas para la elaboración de los PCB's.

La aparición de ruido debido a las propias fuentes de alimentación y del entorno operativo del microscopio, está bien controlado con la implementación de la fuente de alimentación utilizando baterías recargables.

Debido a que en cada etapa del sistema electrónico se tienen previstos controles de ajuste y calibración, el acoplamiento entre cada una de las etapas que lo conforman se ha podido realizar sin mayor problema.

En cuanto al sistema mecánico, se tiene lo siguiente:

Éste sistema es el que ha sufrido la mayor cantidad de modificaciones, debido a los problemas de alineación óptica, de desarrollo de las monturas y de los acoplamientos de las platinas con los motores.

La mayoría de las partes que no son comerciales se han desarrollado a prueba y error, hasta lograr el diseño mecánico presentado en éste trabajo.

La versión que se está construyendo actualmente, consta de PVC para toda la estructura óptica (carcasa y molduras) y de aluminio para la estructura general (soportes y bases) con el fin de lograr una mayor rigidez y estabilidad mecánica.

Las mascarillas a observar son de placa de vidrio con capa de óxido de hierro (Fe_2O_3) y cubiertas con película foto-sensitiva positiva, donde el espesor del Fe_2O_3 está desde 310 nm hasta 430 nm y para la película foto-sensitiva es de 500 nm.

Actualmente se está llevando a cabo el ensamble del sistema óptico y se está rediseñando la estructura general de aluminio del sistema mecánico, una vez terminado el acoplamiento entre ambas estructuras, se llevarán a cabo las pruebas de caracterización final del microscopio para poder comparar sus resultados con los microscopios que actualmente tiene el CCADET (SEM, AFM, Ópticos).

APÉNDICES

Diodo láser	91
Fotodetector	92
Dispositivo para la etapa de potencia del PaP	93
Mecanismo de desplazamiento para el plano X-Y	95
Motor de pasos	96
Batería recargable	99
Dispositivo para el cargador de baterías	100
Dispositivo para la fuente de alimentación del láser	101
Dispositivo para la fuente de alimentación bipolar	103
Dispositivo para el amplificador de transimpedancia	107

DIODO LÁSER

Product Specification Sheet

THORLABS

Laser Diode



L785P100



Description

Thorlabs Ø5.6 mm, TO-18 can package discreet laser diode is a compact light source suited to many application. Our lasers are fully compatible with our entire line of Laser Diode and TEC Controllers as well as our selection of Laser Diode Mounts and Collimation Solutions.

Specifications

($P_o = 90 \text{ mW}$, $T_c = 25 \text{ }^\circ\text{C}$)

Specification	Symbol	Max
Optical Output Power, mW	P_o	100 CW, 220 Pulsed ^f
LD Reverse Voltage, V	$V_{R,LD}$	2
Operation Case Temperature, $^\circ\text{C}$	T_{op}	-10 to 60
Storage Temperature, $^\circ\text{C}$	T_{STG}	-40 to 85

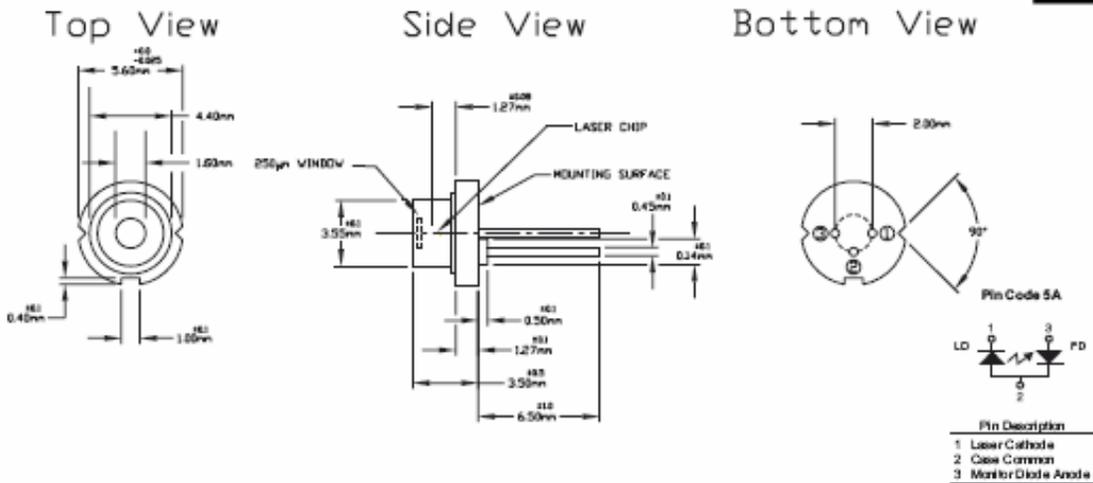
Specification	Symbol	Min	Typ	Max
Lasing Wavelength, nm	λ_p	775	785	795
Threshold Current ^e , mA	I_{th}	25	35	55
Operation Current, mA	I_{op}	90	115	160

Specification	Symbol	Min	Typ	Max
Operating Voltage, V	V_{op}	1.5	2	2.2
Monitor Current ^g , mA	I_m	0.1	0.5	0.7
Slope Efficiency, mW/mA	η	0.8	1.1	1.3
Beam Divergence, $^\circ$	θ_v	8	9	10
Beam Divergence, $^\circ$	θ_h	15	17	19
Beam Angle Deviation, $^\circ$	θ_v	-2	0	2
Beam Angle Deviation, $^\circ$	θ_h	-2	0	2
Emission Point Accuracy, μm	$\Delta X, \Delta Y, \Delta Z$	-80		80

^e) $V_a = 5 \text{ V}$
^f) $P_o = 1 - 10 \text{ mW}$

^g) $0.5 \mu\text{s}$ pulse width, 50% duty cycle

Drawings



FOTODETECTOR



435 Route 206 • P.O. Box 366
Newton, NJ 07860-0366

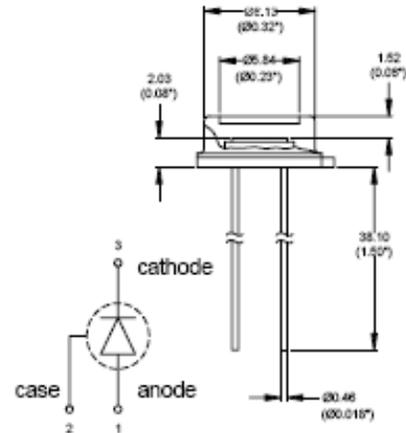
Ph. 973-579-7227
FAX 973-300-3600

FDS100 Si Photodiode High Speed Large Active Area

The FDS100 is a high-speed silicon photodiode with a spectral response from 350nm to over 1100nm. This photodiode has a PIN structure that provides fast rise and fall times with a bias of 20V.

Electrical Characteristics

Spectral Response:	350-1100nm
Active Area:	13.0mm ²
Rise Time (RL=50Ω):	10ns (20V bias)
Fall Time (RL=50Ω):	10ns (20V bias)
NEP@900nm:	1.2 x 10 ⁻¹⁴ W/√Hz (@20V bias)
Dark Current:	20nA max (20V)
Package:	T05, 0.36" can

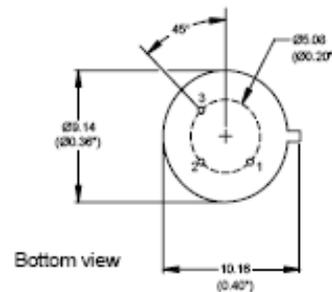


Maximum Ratings

Damage Threshold CW:	100 mW/cm ²
Damage 10ns Pulse:	500mJ/cm ²
Max Bias Voltage:	25V

Pin Description

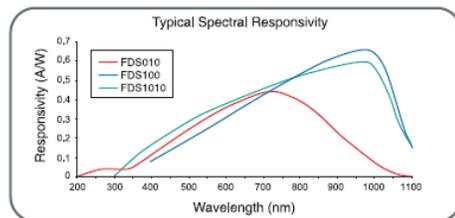
1. Detector anode
2. Detector case
3. Detector cathode



Laser Lab Instruments

Photodiodes: Si

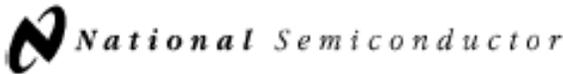
The FDS100-CAL and FDS1010-CAL calibrated photodiodes comes with device-specific calibration data. All of Thorlabs' calibrated photodiodes have a measurement uncertainty of ±5% and are NIST traceable.



ITEM#	\$	£	€	RMB	RISE TIME ¹⁾	ACTIVE AREA	NEP	DARK CURRENT	SPECTRAL RANGE
FDS100	\$ 13.10	£ 8.30	€ 12.20	¥ 125.10	10ns	13mm ² (3.6 x 3.6mm)	1.2x10 ⁻¹⁴ W/√Hz	20nA	350-1100nm
FDS010	\$ 41.20	£ 26.00	€ 38.30	¥ 393.50	1ns	0.8mm ² (Ø1mm)	5x10 ⁻¹⁴ W/√Hz	2.5nA	200-1100nm
FDS1010	\$ 42.90	£ 27.00	€ 39.90	¥ 409.70	45ns	94.1mm ² (9.7 x 9.7mm)	4x10 ⁻¹³ W/√Hz	0.6µA	400-1100nm
FDS100-CAL	\$ 146.60	£ 92.40	€ 136.30	¥ 1,400.00	10ns	13mm ² (3.6 x 3.6mm)	1.2x10 ⁻¹⁴ W/√Hz	20nA	350-1100nm
FDS1010-CAL	\$ 176.25	£ 111.05	€ 163.90	¥ 1,683.20	45ns	100mm ² (10 x 10mm)	4x10 ⁻¹³ W/√Hz	0.6µA	400-1100nm

¹⁾ Photodiodes measured with 50Ω load and 12V Bias

DISPOSITIVO PARA LA ETAPA DE POTENCIA DEL PaP



May 1996

LM675 Power Operational Amplifier

LM675 Power Operational Amplifier

General Description

The LM675 is a monolithic power operational amplifier featuring wide bandwidth and low input offset voltage, making it equally suitable for AC and DC applications.

The LM675 is capable of delivering output currents in excess of 3 amps, operating at supply voltages of up to 60V. The device overload protection consists of both internal current limiting and thermal shutdown. The amplifier is also internally compensated for gains of 10 or greater.

Features

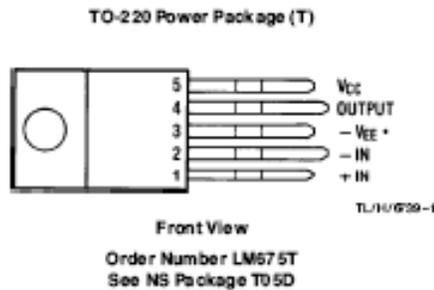
- 3A current capability
- A_{VO} typically 90 dB
- 5.5 MHz gain bandwidth product
- 8 V/ μ s slew rate
- Wide power bandwidth 70 kHz

- 1 mV typical offset voltage
- Short circuit protection
- Thermal protection with parol circuit (100% tested)
- 16V–60V supply range
- Wide common mode range
- Internal output protection diodes
- 90 dB ripple rejection
- Plastic power package TO-220

Applications

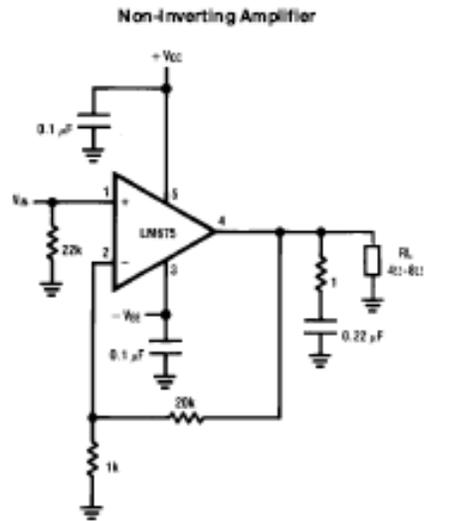
- High performance power op amp
- Bridge amplifiers
- Motor speed controls
- Servo amplifiers
- Instrument systems

Connection Diagram



*The tab is internally connected to pin 3 ($-V_{EE}$)

Typical Applications



Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage $\pm 30V$
 Input Voltage $-V_{EE}$ to V_{OC}

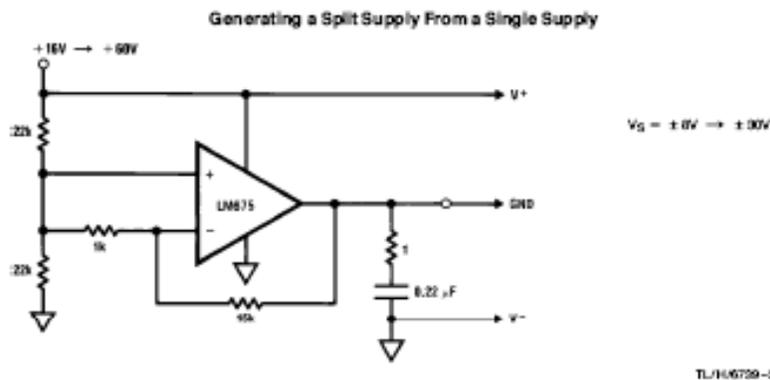
Operating Temperature $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
 Storage Temperature $-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
 Junction Temperature $150^{\circ}C$
 Power Dissipation (Note 1) $30W$
 Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) $260^{\circ}C$
 ESD rating to be determined.

Electrical Characteristics $V_S = \pm 25V$, $T_A = 25^{\circ}C$ unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Typical	Tested Limit	Units
Supply Current	$P_{OUT} = 0W$	18	50 (max)	mA
Input Offset Voltage	$V_{CM} = 0V$	1	10 (max)	mV
Input Bias Current	$V_{CM} = 0V$	0.2	2 (max)	μA
Input Offset Current	$V_{CM} = 0V$	50	500 (max)	nA
Open Loop Gain	$R_L = \infty \Omega$	90	70 (min)	dB
PSRR	$\Delta V_S = \pm 5V$	90	70 (min)	dB
CMRR	$V_{IN} = \pm 20V$	90	70 (min)	dB
Output Voltage Swing	$R_L = 8\Omega$	± 21	± 18 (min)	V
Offset Voltage Drift Versus Temperature	$R_S < 100 k\Omega$	25		$\mu V/^{\circ}C$
Offset Voltage Drift Versus Output Power		25		$\mu V/W$
Output Power	THD = 1%, $f_O = 1 kHz$, $R_L = 8\Omega$	25	20	W
Gain Bandwidth Product	$f_O = 20 kHz$, $A_{VOL} = 1000$	5.5		MHz
Max Slew Rate		8		V/ μs
Input Common Mode Range		± 22	± 20 (min)	V

Note 1: Assumes T_A equal to $70^{\circ}C$. For operation at higher tab temperatures, the LM575 must be derated based on a maximum junction temperature of $150^{\circ}C$.

Typical Applications (Continued)



MECANISMO DE DESPLAZAMIENTO PARA EL PLANO X-Y

- Single Axis Stages
- Multi-Axis Stages
- Flexure Stage Accessories
- Motorized Mirror Mounts
- Rotation Stages
- Drive Electronics & Auto-Alignment
- Actuators & Adjusters
- Brief Tutorials

Motion Control

1/2" (12.7mm) Travel Translation Stage



MT3
Right-Handed
Configuration

Features

- Hardened Steel, Linear Bearings
- Modular Design for XYZ Configuration
- Field Configurable, Right or Left Handedness

The MT1 Series Translation Stage features hardened steel linear bearings for precision motion and long life. We have taken a modular approach to allow the user to quickly reconfigure these stages as applications change.

Our quick change modular design is achieved by utilizing precision aligned dowel pins to ensure orthogonality between stages. The stages can be purchased individually or as preconfigured multidimensional translator; see price box below for details.

Micrometer Drive:
0.025"/rev (0.001"
per Graduation)



This modular, easily reconfigurable design is aided by precision alignment pins that make the building process simple.

Specifications

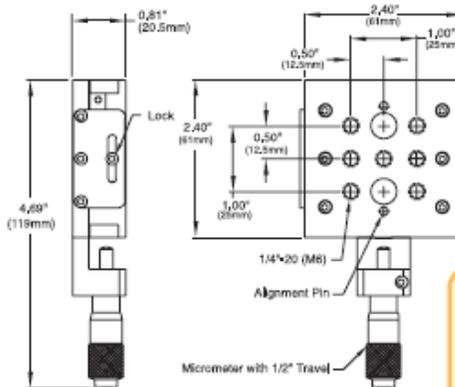
- Travel Range: 0.5" (12.7mm)
- Orthogonality: <2mrad (With Alignment Pins)
- Precision Hardened Steel V-Groove Design
- Angular Deviation: <150µrad
- Horizontal Load Capacity: 90lbs (41kg)
- Vertical Load Capacity: 20lbs (9kg)

MT406
Fiber Coupling Application: The MBT series adapters allow our extensive line of fiber launch accessories (see page 319) to be used with the MT series stages.



MT405
Two Piece Side
Clamp Set

MT405 Side
Actuator Clamp Set
Allows for Left-
and Right-Handed
Compact Configurations



RB-13M

For greater stability, see our unibody 3-axis stages in the Roller Block™ section.

Page 296

ITEM#	METRIC ITEM#	\$	£	€	RMB	DESCRIPTION
MT1	MT1/M	\$ 272.00	£ 171.40	€ 253.00	¥2,997.60	1/2" Translator Stage With Micrometers
MT3	MT3/M	\$ 816.90	£ 514.60	€ 759.70	¥7,801.40	1/2" XYZ Translator Stage With Micrometers
MT401	MT401*	\$ 18.90	£ 11.90	€ 17.60	¥ 180.50	MT Series Base Plate
MT402*	MT402*	\$ 35.70	£ 22.50	€ 33.20	¥ 340.90	MT Series Right Angle Bracket
MT405	MT405*	\$ 52.00	£ 32.80	€ 48.40	¥ 496.60	MT Series Side Clamp
MT406	MT406*	\$ 31.50	£ 19.80	€ 29.30	¥ 300.80	MBT Series Adapter Plate

*Both Imperial and Metric parts are equivalent

ZSS 19 to 56

2-Phase Hybrid Stepper Motor

ZSS Precision Stepper Motors

The proven series of ZSS two-phase hybrid stepper motors come into operation in many different application ranges: mechanical engineering, positioning and handling, food and packaging, etc.

The holding torques amount from 3.8 to 700 mNm.

The ZSS stepper motor's standard number of steps/rev. is 200, depending on the motor size 8, 24, 56, 72 or 500 steps/rev. are available.

When installed appropriately and wired correctly, the ZSS stepper motors contribute to fulfill the EMC requirements of the entire system.

Overview: Extensions

- Stepper motor
- Geared stepper motor
 - GPL low-backlash planetary gears
 - PLG planetary gears ¹⁾
 - HD Harmonic Drive gears ¹⁾
 - GSR worm gears ¹⁾
- Stepper motor with motor brake ¹⁾
 - Permanent magnet brake for 24Vdc supply voltage
- Stepper motor with encoder ¹⁾
 - Standard resolution 500 lines
 - 3-channel optical/incremental encoder

¹⁾ Separate data sheets being prepared

Types / Mechanical Characteristics

Size	Type	Number of steps					Standard windings	Holding torque	Detent torque	Rotor mass inertia	Permissible bearing load		Weight	Electrical connection						
		8	24	56	72	200					500	A		mNm	mNm	10 ⁻⁴ kg m ²	axial	radial	Free wire ends	Protective cover
																	N	N		
19	ZSS 19	<input type="checkbox"/>		<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>		0.3 / 0.6 / 1.2	3.8	0.9	0.0009	3	3	0.04	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>					
	ZSS 20			<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>		0.3 / 0.6 / 1.2	5	1	0.0016	3	3	0.065	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>					
25	ZSS 25	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0.3 / 0.6 / 1.2	13	2	0.0025	5	5	0.07	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>					
	ZSS 26			<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0.3 / 0.6 / 1.2	25	2.2	0.006	5	5	0.11	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>					
32	ZSS 32			<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>		0.6 / 1.2 / 2.5	50	3	0.01	5	15	0.15	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>					
	ZSS 33			<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>		0.6 / 1.2 / 2.5	75	3.3	0.018	5	15	0.23	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>					
42	ZSS 41			<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	0.6 / 1.2 / 2.5	100	4	0.025	20	40	0.26	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>					
	ZSS 41M			<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	0.6 / 1.2 / 2.5	100	4	0.025	20	40	0.26	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>					
	ZSS 42			<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	0.6 / 1.2 / 2.5	140	5	0.045	20	40	0.32	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>					
	ZSS 42M			<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	0.6 / 1.2 / 2.5	140	5	0.045	20	40	0.32	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>					
	ZSS 43			<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	0.6 / 1.2 / 2.5	260	7	0.077	20	40	0.47	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>					
	ZSS 43M			<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	0.6 / 1.2 / 2.5	260	7	0.077	20	40	0.47	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>					
52	ZSS 52		<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	1.2 / 2.5	450	13	0.15	25	70	0.65	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>					
56	ZSS 56			<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		1.2 / 2.5	400	30	0.17	40	80	0.7	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>					
	ZSS 57			<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		1.2 / 2.5	700	50	0.24	40	80	0.9	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>					

²⁾ ZSS 41/1, 42/1, 43/1, 52, 56, 57: Terminal plate with earthing screw

³⁾ Bipolar mode

⁴⁾ red = popular types

standard optional

ZSS / 08-1 US

photron



Technical Information

- 2-phase hybrid stepper motors
- Standard number of steps 200 / step angle 1,8°
- Special numbers of steps depending on the motor size: 8, 24, 56, 72 or 500
- Standard type: 8-leads
 - Wiring as 4-lead stepper motor for bipolar control mode with parallel or in series connected windings
 - Wiring as 5- or 6-lead stepper motor for unipolar control mode
- Holding torques from 3.8 to 700 mNm
- Protection mode
 - IP 40 for ZSS with free wire ends
 - IP 50 for ZSS with protective cover
- Permiss. surface temperature -20 to +120 °C
- Design voltage
 - 42 V for ZSS 19 – 33, 41, 42, 43
 - 100 V für ZSS 41/1, 42/1, 43/1, 52 – 57 (with earthing screw)
- Insulation class F acc. to VDE 0530
- Test voltage
 - ZSS 19 – 52: 700 V (1 min)
 - ZSS 56 – 57: 1500 V (1 min)
- Optional:
 - 2nd shaft (IP 40)
 - 4-, 5- or 6-lead stepper motor wiring
- On request:
 - Cable output radial or flange side
 - Customized shaft design
 - Special windings

customized solutions
in motion

photron Stepper Motors

ZSS Stepper Motor with GPL Gear

- Stepper motor mounted gear
- 1- to 3-stage planetary gear
- Low gear backlash
 - Standard: 20 to 50 arcmin
 - Low-backlash: 6 to 15 arcmin
- Maximum permanent torque 0.1 to 38 Nm
- 100% permissible short-term overload
- Adapted for permanent, alternate or intermittent operation
- Ideal for combinations with toothed belt modules
- 4:1 to 256:1 reduction ratios (depending on the gear type)
- High efficiency
- Low gear inertia
- Permissible temperature range -30 to +90 °C
- Maintenance-free permanent lubrication

Gear Material

- Gear housing
 - GPL 22: stainless steel
 - GPL 26 to 52: rustproof for normal environmental conditions
- Output shaft: 2 deep groove ball bearings

Gear Operating Modes

S1: Continuous operation

The gear box's operating time exceeds 15 minutes without a break or the duty cycle is more than 60%. In no case the gear box housing temperature may exceed 70 °C.

S5: Cyclical operation

The gear box's duty cycle is less than 60%. The number of operations per hour can range anywhere from a few to several thousand.

If the number of operations exceeds 1000 per hour, the maximum torque occurring has to be multiplied by a shock factor (fig. 9) to take into account the additional dynamic load.

The data in this publication are based on software models and empirical values and on a shock factor of 1.25.

Mechanical Characteristics

Gear	Stepper motor	Mechanical gear characteristics											
		Stages	Reduction ratios		Standard			Low-backlash			Torsional stiffness	Average mass inertia at output	Efficiency
					No-load backlash	Nominal torque S1	Emergency stop tor	No-load backlash	Nominal torque S5	Emergency stop tor			
					Nm			Nm					
GPL 22	ZSS 19 ZSS 20 ZSS 25	1	4:1 5:1	7:1	20'	0.1	0.2	–	–	–	0.19	0.008	96
		2	16:1 20:1 28:1	35:1 49:1	35'	0.5	1	–	–	–	0.21	0.006	90
		3	64:1 80:1 112:1	140:1 196:1 245:1	50'	1.5	3	–	–	–	0.2	0.004	85
GPL 26	ZSS 25 ZSS 26	1	3.5:1 4.33:1	6:1 7.67:1	20'	0.3	0.6	–	–	–	0.24	0.012	96
		2	12.25:1 18.75:1 28:1	33.22:1 46:1	35'	1	2	–	–	–	0.26	0.010	90
		3	81.37:1 112.67:1 143.96:1	199.33:1 276:1	50'	3	6	–	–	–	0.25	0.0095	85
GPL 32	ZSS 32 ZSS 33	1	4:1 4.5:1 5.2:1	6.25:1 8:1	20'	0.4	0.8	6	0.8	1.6	0.3	0.015	96
		2	16:1 18:1 20.8:1 25:1 29:1	32:1 36:1 41.6:1 50:1	35'	2	4	10'	4	6	0.32	0.012	90
		3	72:1 81:1 100:1 130:1	144:1 200:1 225:1 256:1	50'	6	12	15'	6	12	0.3	0.011	85
GPL 42	ZSS 41 ZSS 42 ZSS 43	1	4:1 5:1	6:1	20'	0.7	1.4	6	1.4	3	0.4	0.03	96
		2	14:1 16:1	20:1	35'	4	8	10'	8	12	0.42	0.024	90
		3	56:1 64:1 80:1 100:1	120:1 144:1 184:1	50'	12	24	15'	12	24	0.4	0.024	85
GPL 52	ZSS 52 ZSS 56 ZSS 57	1	4:1 4.5:1 5.2:1	6.25:1 8:1	20'	1.5	3	6	3	6	1.2	0.06	96
		2	16:1 18:1 20.8:1 25:1 29:1	32:1 36:1 41.6:1 50:1	35'	10	20	10'	20	30	1.3	0.055	90
		3	72:1 81:1 100:1 130:1	144:1 200:1 225:1 256:1	50'	30	60	15'	30	60	1.35	0.05	85

¹⁾ Valid for 21 °C ambient temperature

Electrical Characteristics / Phase Currents / Resistance / Inductivity

Size	Type	Standard winding 1				Standard winding 2				Standard winding 3			
		Phase current		resistance per winding	inductivity per winding ¹⁾	Phase current		resistance per winding	inductivity per winding ¹⁾	Phase current		resistance per winding	inductivity per winding ¹⁾
		unipolar operation	bipolar operation			unipolar operation	bipolar operation			unipolar operation	bipolar operation		
		A		Ω	mH	A		Ω	mH	A		Ω	mH
19	ZSS 19	0.21	0.3	14.5	2.2	0.42	0.6	3.7	0.55	0.84	1.2	1.25	0.15
	ZSS 20												
25	ZSS 25	0.21	0.3	24	6	0.42	0.6	6.5	1.5	0.84	1.2	1.9	0.4
	ZSS 26			43	12			11.7	3.2			3.4	1
32	ZSS 32	0.42	0.6	9.3	5.3	0.84	1.2	2.6	1.2	1.75	2.5	0.6	0.3
	ZSS 33			15	9.3			3.5	2.2			0.94	0.6
42	ZSS 41	0.42	0.6	10.2	7.6	0.84	1.2	2.7	2	1.75	2.5	0.55	0.4
	ZSS 41 ²⁾			10.2	7.6			2.7	2			0.55	0.4
	ZSS 42			14.5	11			3.2	3			0.7	0.7
	ZSS 42 ¹⁾			14.5	11			3.2	3			0.7	0.7
	ZSS 43			19	22.9			5.2	5.2			1	1.2
	ZSS 43 ¹⁾			19	22.9			5.2	5.2			1	1.2
52	ZSS 52 ²⁾	0.84	1.2	5.3	7	1.75	2.5	1.2	1.6				
56	ZSS 56 ²⁾	0.84	1.2	5.7	6.7	1.75	2.5	1.3	1.7				
	ZSS 57 ²⁾			7.8	7.8			1.6	2.4				

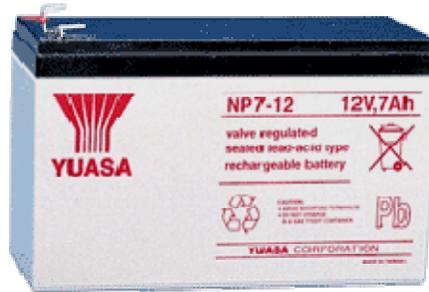
Remarks:

¹⁾ The inductivity values apply for each single winding as well as for parallel connected windings.

In the bipolar mode, the windings can also be connected in series. In this case, the inductivity is multiplied by 4.

²⁾ ZSS 41¹⁾, 42¹⁾, 43¹⁾, 52, 56, 57 with earthing screw on the terminal board

BATERIA RECARGABLE



1.	Nominal Voltage:	12V
2.	Dimension	
	Length:	151±1 mm
	Width:	65±1 mm
	Height:	94±1 mm
3.	Weight(Approx.)	5.51Pounds(2.50kg)
4.	Nominal Capacity:	
	20hr rate of 0.35A TO 10.5V	7.0AH
	3hr rate of 1.75A TO 10.02V	5.25AH
	1hr rate of 4.2A TO 9.6V	4.2AH
5.	Internal resistance:	19mΩ-25mΩ
6.	MAX charged current:	0.25CA (1.75A)
	MAX discharged current:	105A(5 sec)
7.	Operation temperature range	
	Charge	5℉ TO 104℉(-15°C TO 40°C)
	Discharge	5℉ TO 122℉(-15°C TO 50°C)
8.	Storage temperature range	5℉ TO 104℉(-15°C TO 40°C)
9.	Floating charge:	13.65±0.15V
10.	Expected life(25°C)	3~5 years in float charging
11.	Sealed construction	
	Can be operated, charged or stored in any position without leakage.	
	Can not be charged while the terminal is downward.	
12.	Standard terminal:	Faston Tab 187/250
13.	Housing material:	ABS

DISPOSITIVO PARA EL CARGADOR DE BATERIAS

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by 2N6394/D

Silicon Controlled Rectifiers Reverse Blocking Triode Thyristors

... designed primarily for half-wave ac control applications, such as motor controls, heating controls and power supplies.

- Glass Passivated Junctions with Center Gate Geometry for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermowatt Construction for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability
- Blocking Voltage to 800 Volts

2N6394
thru
2N6399

Motorola preferred devices

SCRs
12 AMPERES RMS
50 thru 800 VOLTS



CASE 221A-07
(TO-220AB)
STYLE 3

*MAXIMUM RATINGS ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Forward and Reverse Blocking Voltage ⁽¹⁾ (Gate Open, $T_J = -40$ to 125°C)	V_{DRM}, V_{RRM}	50 100 400 600 800	Volts
RMS On-State Current ($T_C = 90^\circ\text{C}$) (All Conduction Angles)	$I_{T(RMS)}$	12	Amps
Peak Non-Repetitive Surge Current (1/2 Cycle, Sine Wave, 60 Hz, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	I_{TSM}	100	Amps
Circuit Fusing ($t = 8.3$ ms)	I^2t	40	A^2s
Forward Peak Power	P_{GM}	20	Watts
Forward Average Gate Power	$P_{G(AV)}$	0.5	Watt
Forward Peak Gate Current	I_{GM}	2	Amps
Operating Junction Temperature Range	T_J	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	2	$^\circ\text{C/W}$

⁽¹⁾Indicates JEDEC Registered Data.

1. V_{DRM} and V_{RRM} for all types can be applied on a continuous basis. Ratings apply for zero or negative gate voltage; however, positive gate voltage shall not be applied concurrent with negative potential on the anode. Blocking voltages shall not be tested with a constant current source such that the voltage ratings of the devices are exceeded.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
*Peak Repetitive Forward or Reverse Blocking Current ($V_{AK} = \text{Rated } V_{DRM} \text{ or } V_{RRM}, \text{ Gate Open}$)	I_{DRM}, I_{RRM}	—	—	10 2	μA mA
*Forward "On" Voltage ($I_{TM} = 24$ A Peak)	V_{TM}	—	1.7	2.2	Volts
*Gate Trigger Current (Continuous dc) ($V_D = 12$ Vdc, $R_L = 100$ Ohms)	I_{GT}	—	5	30	mA
*Gate Trigger Voltage (Continuous dc) ($V_D = 12$ Vdc, $R_L = 100$ Ohms) ($V_D = \text{Rated } V_{DRM}, R_L = 100$ Ohms, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	V_{GT} V_{GD}	— 0.2	0.7	1.5	Volts
*Holding Current ($V_D = 12$ Vdc, Gate Open)	I_H	—	6	40	mA
Turn-On Time ($I_{TM} = 12$ A, $I_{GT} = 40$ mA, $V_D = \text{Rated } V_{DRM}$)	t_{gt}	—	1	2	μs
Turn-Off Time ($V_D = \text{Rated } V_{DRM}$) ($I_{TM} = 12$ A, $I_R = 12$ A) ($I_{TM} = 12$ A, $I_R = 12$ A, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	t_q	—	15 35	—	μs
Critical Rate-of-Rise of Off-State Voltage Exponential ($V_D = \text{Rated } V_{DRM}, T_J = 125^\circ\text{C}$)	dv/dt	—	50	—	V/ μs

^{*}Indicates JEDEC Registered Data.

DISPOSITIVO PARA LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN DEL LÁSER



June 2008

LM117/LM317A/LM317 3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

The LM117 series of adjustable 3-terminal positive voltage regulators is capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential volt-

age, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

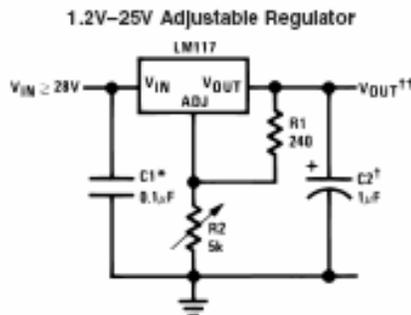
Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

For applications requiring greater output current, see LM150 series (3A) and LM138 series (5A) data sheets. For the negative complement, see LM137 series data sheet.

Features

- Guaranteed 1% output voltage tolerance (LM317A)
- Guaranteed max. 0.01%/V line regulation (LM317A)
- Guaranteed max. 0.3% load regulation (LM117)
- Guaranteed 1.5A output current
- Adjustable output down to 1.2V
- Current limit constant with temperature
- P+ Product Enhancement tested
- 80 dB ripple rejection
- Output is short-circuit protected

Typical Applications



03930301

Full output current not available at high input-output voltages

*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

†Optional —Improves transient response. Output capacitors in the range of 1µF to 1000µF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$${}^{11}V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}R_2$$

LM117/LM317A/LM317 Package Options

Part Number	Suffix	Package	Output Current
LM117, LM317	K	TO-8	1.5A
LM317	T	TO-220	1.5A
LM317	S	TO-263	1.5A
LM317A, LM317	EMP	SOT-223	1.0A
LM117, LM317A, LM317	H	TO-39	0.5A
LM117	E	LCC	0.5A
LM317A, LM317	MDT	TO-252	0.5A

SOT-223 vs. TO-252 (D-Pak) Packages



SOT-223

TO-252

03930304

Scale 1:1

LM317A and LM317 Electrical Characteristics^(Note 3)

Specifications with standard type face are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$, and $I_{OUT} = 10\text{ mA}$.

Parameter	Conditions	LM317A			LM317			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reference Voltage		1.238	1.250	1.262	-	1.25	-	V
	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$, $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30	V
Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$ (Note 4)		0.005 0.01	0.01 0.02		0.01 0.02	0.04 0.07	%/V
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 4)		0.1 0.3	0.5 1		0.1 0.3	0.5 1.5	%
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.04	0.07		0.04	0.07	%/W
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ $3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$		0.2	5		0.2	5	μA
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1			1		%
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$		3.5	10		3.5	10	mA
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$ K, T, S Packages	-	-	-	1.5	2.2	3.4	A
	EMP Package	1.0	1.5	2.6	1.0	1.5	2.6	
	H, MDT Packages	0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.8	
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$ K, T, S Packages	-	-		0.15	0.40		
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.003			0.003		%
	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 0\text{ }\mu\text{F}$		65			65		dB
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$	66	80		66	80		dB
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$, 1000 hrs		0.3	1		0.3	1	%
Thermal Resistance, θ_{JC} Junction-to-Case	K (TO-3) Package		-			2		$^\circ\text{C/W}$
	T (TO-220) Package		-			4		
	S (TO-263) Package		-			4		
	EMP (SOT-223) Package		23.5			23.5		
	H (TO-39) Package		21			21		
	MDT (TO-252) Package		12			12		
Thermal Resistance, θ_{JA} Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K (TO-3) Package		-			99		$^\circ\text{C/W}$
	T (TO-220) Package		-			50		
	S (TO-263) Package (Note 6)		-			50		
	EMP (SOT-223) Package (Note 6)		140			140		
	H (TO-39) Package		196			196		
	MDT (TO-252) Package (Note 6)		103			103		

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 2: Refer to RETS117H drawing for the LM117H, or the RETS117K for the LM117K military specifications.

Note 3: $I_{MAX} = 1.5\text{ A}$ for the K (TO-3), T (TO-220), and S (TO-263) packages. $I_{MAX} = 1.0\text{ A}$ for the EMP (SOT-223) package. $I_{MAX} = 0.5\text{ A}$ for the H (TO-39), MDT (TO-252), and E (LOC) packages. Device power dissipation (P_D) is limited by ambient temperature (T_A), device maximum junction temperature (T_J), and package thermal resistance (θ_{JA}). The maximum allowable power dissipation at any temperature is: $P_{D(MAX)} = ((T_{J(MAX)} - T_A)/\theta_{JA})$. All Min. and Max. limits are guaranteed to National's Average Outgoing Quality Level (AOQL).

Note 4: Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

Note 5: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 6: When surface mount packages are used (TO-263, SOT-223, TO-252), the junction to ambient thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area that is thermally connected to the package. See the Applications Hints section for heatsink techniques.

DISPOSITIVOS PARA LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN BIPOLAR



April 2000

LM117HV/LM317HV 3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

The LM117HV/LM317HV are adjustable 3-terminal positive voltage regulators capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 57V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117HV is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117HV series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejections ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117HV is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e. do not short the output to ground.

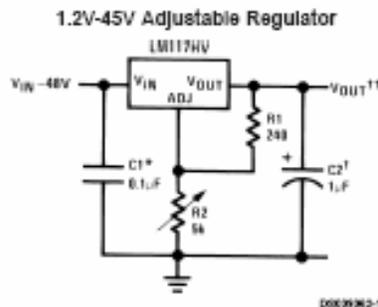
Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LM117HV can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

The LM117HVK STEEL and LM317HVK STEEL are packaged in standard TO-3 transistor packages, while the LM117HVH and LM317HVH are packaged in a solid Kovar base TO-39 transistor package. The LM317HVT uses a TO-220 plastic package. The LM117HV is rated for operation from -55°C to +150°C, and the LM317HV from 0°C to +125°C.

Features

- Adjustable output down to 1.2V
- Guaranteed 1.5A output current
- Line regulation typically 0.01%/V
- Load regulation typically 0.1%
- Current limit constant with temperature
- 100% electrical burn-in
- Eliminates the need to stock many voltages
- Standard 3-lead transistor package
- 80 dB ripple rejection
- Output is short-circuit protected
- P* Product Enhancement tested

Typical Applications



Full output current not available at high input-output voltages

†Optional—improves transient response. Output capacitors in the range of 1 μ F to 1000 μ F of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

$$V_{OUT}^{\dagger} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2$$

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

(Note 4)

Power Dissipation Internally Limited
Input—Output Voltage Differential +60V, -0.3V

Operating Junction Temperature Range

LM117HV -55°C to +150°C
LM317HV 0°C to +125°C

Storage Temperature -65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) 300°C

ESD Tolerance (Note 5) 2000V

Electrical Characteristics (Note 2)

Parameter	Conditions	LM117HV			LM317HV			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $3\text{V} \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 60\text{V}$ (Note 3) $I_L = 10\text{mA}$		0.01	0.02		0.01	0.04	%/V
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$		0.1	0.3		0.1	0.5	%
Thermal Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, 20 ms Pulse		0.03	0.07		0.04	0.07	%/W
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA
Adjustment Pin Current Change	$10\text{mA} \leq I_L \leq I_{MAX}$ $3.0\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 60\text{V}$		0.2	5		0.2	5	μA
Reference Voltage	$3.0\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 60\text{V}$, (Note 4) $10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P \leq P_{MAX}$	1.20	1.25	1.30	1.20	1.25	1.30	V
Line Regulation	$3.0\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 60\text{V}$, $I_L = 10\text{mA}$, (Note 3)		0.02	0.05		0.02	0.07	%/V
Load Regulation	$10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 3)		0.3	1		0.3	1.5	%
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1			1		%
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 60\text{V}$		3.5	7		3.5	12	mA
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$ K, T Packages H Package $(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 60\text{V}$ K, T Packages H Package	1.5	2.2	3.5	1.5	2.2	3.7	A
		0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.9	A
			0.3			0.3		A
			0.03			0.03		A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$		0.003			0.003		%
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{Hz}$ $C_{ADJ} = 10\mu\text{F}$		65			65		dB
		66	80		66	80		dB
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$		0.3	1		0.3	1	%
Thermal Resistance, Junction to Case	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$
	T Package					4	5	$^\circ\text{C/W}$
	K Package		2.3	3		2.3	3	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient (no heat sink)	H Package		140			140		$^\circ\text{C/W}$
	T Package					50		$^\circ\text{C/W}$
	K Package		35			35		$^\circ\text{C/W}$

Note 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 guarantee specific performance limits.

Note 2: Unless otherwise specified, these specifications apply: $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$ for the LM117HV, and $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$ for the LM317HV; $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$ and $I_{OUT} = 0.1\text{A}$ for the TO-39 package and $I_{OUT} = 0.5\text{A}$ for the TO-3 and TO-220 packages. Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for power dissipations of 2W for the TO-39 and 20W for the TO-3 and TO-220. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3 and TO-220 and 0.5A for the TO-39 package.

Note 3: Regulation is measured at constant junction temperature. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

Note 4: Refer to RETS117HVH for LM117HVH or RETS117HVK for LM117HVK military specifications.

Note 5: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

LM137HV/LM337HV 3-Terminal Adjustable Negative Regulators (High Voltage)

General Description

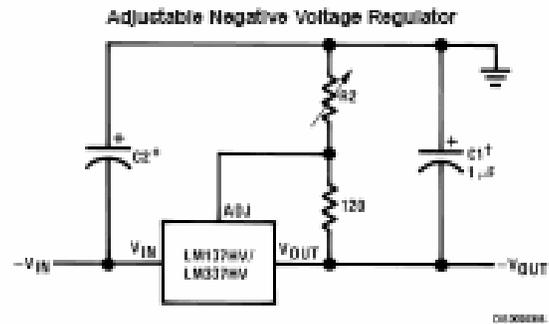
The LM137HV/LM337HV are adjustable 3-terminal negative voltage regulators capable of supplying in excess of $-1.5A$ over an output voltage range of $-1.2V$ to $-47V$. These regulators are exceptionally easy to apply, requiring only 2 external resistors to set the output voltage and 1 output capacitor for frequency compensation. The circuit design has been optimized for excellent regulation and low thermal transients. Further, the LM137HV series features internal current limiting, thermal shutdown and safe-area compensation, making them virtually blowout-proof against overloads.

The LM137HV/LM337HV serve a wide variety of applications including local on-card regulation, programmable-output voltage regulation or precision current regulation. The LM137HV/LM337HV are ideal complements to the LM117HV/LM317HV adjustable positive regulators.

Features

- Output voltage adjustable from $-1.2V$ to $-47V$
- $1.5A$ output current guaranteed, $-55^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
- Line regulation typically $0.01\%/V$
- Load regulation typically 0.3%
- Excellent thermal regulation, $0.002\%/W$
- 77 dB ripple rejection
- Excellent rejection of thermal transients
- 50 ppm/ $^{\circ}C$ temperature coefficient
- Temperature-independent current limit
- Internal thermal overload protection
- P+ Product Enhancement tested
- Standard 3-lead transistor package
- Output short circuit protected

Typical Applications



$$-V_{OUT} = -1.25V \left(1 + \frac{R_2}{100\Omega} \right) + \left[-V_{adj} (R_2) \right]$$

00100000.20

[†]C1 = $1 \mu F$ solid tantalum or $10 \mu F$ aluminum electrolytic required for stability. Output capacitors in the range of $1 \mu F$ to $1000 \mu F$ of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

^{††}C2 = $1 \mu F$ solid tantalum is required only if regulator is more than 4° from power-supply filter capacitor.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

(Note 4)

Power Dissipation Internally limited
Input—Output Voltage Differential 50V

Operating Junction Temperature Range

LM137HV -55°C to +150°C
LM337HV 0°C to +125°C

Storage Temperature -65°C to +150°C

Lead Temperature

(Soldering, 10 sec.)

300°

ESD rating is to be determined.

Electrical Characteristics (Note 2)

Parameter	Conditions	LM137HV			LM337HV			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $3\text{V} \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 50\text{V}$, (Note 3) $I_L = 10\text{ mA}$		0.01	0.02		0.01	0.04	%/V
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$		0.3	0.5		0.3	1.0	%
Thermal Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, 10 ms Pulse		0.002	0.02		0.003	0.04	%/W
Adjustment Pin Current			65	100		65	100	μA
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_L \leq I_{MAX}$ $3.0\text{V} \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 50\text{V}$, $T_J = 25^\circ$		2	5		2	5	μA
			4	6		3	6	μA
Reference Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 4) $3\text{V} \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 50\text{V}$, (Note 4) $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P_i \leq P_{MAX}$	-1.225	-1.250	-1.275	-1.213	-1.250	-1.287	V
		-1.200	-1.250	-1.300	-1.200	-1.250	-1.300	V
Line Regulation	$3\text{V} \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 50\text{V}$, (Note 3) $I_L = 10\text{ mA}$		0.02	0.05		0.02	0.07	%/V
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, (Note 3)		0.3	1		0.3	1.5	%
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		0.6			0.6		%
Minimum Load Current	$ V_{IN} - V_{OUT} \leq 50\text{V}$		2.5	5		2.5	10	mA
	$ V_{IN} - V_{OUT} \leq 10\text{V}$		1.2	3		1.5	6	mA
Current Limit	$ V_{IN} - V_{OUT} \leq 13\text{V}$ K Package	1.5	2.2	3.2	1.5	2.2	3.5	A
	H Package	0.5	0.8	1.6	0.5	0.8	1.8	A
	$ V_{IN} - V_{OUT} = 50\text{V}$ K Package	0.2	0.4	0.8	0.1	0.4	0.8	A
	H Package	0.1	0.17	0.5	0.050	0.17	0.5	A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.003			0.003		%
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = -10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$ $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$		60			60		dB
		66	77		66	77		dB
Long-Term Stability	$T_A = 125^\circ\text{C}$, 1000 Hours		0.3	1		0.3	1	%
Thermal Resistance, Junction to Case	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C}/\text{W}$
	K Package		2.3	3		2.3	3	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	H Package		140			140		$^\circ\text{C}/\text{W}$
	K Package		35			35		$^\circ\text{C}/\text{W}$

Note 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 guarantee specific performance limits.

Note 2: Unless otherwise specified, these specifications apply: $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$ for the LM137HV, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$ for the LM337HV; $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$; and $I_{OUT} = 0.1\text{A}$ for the TO-39 package and $I_{OUT} = 0.5\text{A}$ for the TO-3 package. Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for power dissipations of 2W for the TO-39 and 20W for the TO-3. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3 package and 0.2A for the TO-39 package.

Note 3: Regulation is measured at constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specification for thermal regulation. Load regulation is measured on the output pin at a point "A" below the base of the TO-3 and TO-39 packages.

Note 4: Refer to RET5137HVH drawing for LM137HVH or RET5137HVK for LM137HVK military specifications.

DISPOSITIVOS PARA EL AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA



Low-Noise, Precision Operational Amplifier

OP27

FEATURES

- Low Noise: 80 nV p-p (0.1 Hz to 10 Hz), 3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Low Drift: 0.2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- High Speed: 2.8 V/ μs Slew Rate, 8 MHz Gain Bandwidth
- Low V_{OS} : 10 μV
- Excellent CMRR: 126 dB at V_{CM} of ± 11 V
- High Open-Loop Gain: 1.8 Million
- Fits 725, OP07, 5634A Sockets
- Available in Die Form

GENERAL DESCRIPTION

The OP27 precision operational amplifier combines the low offset and drift of the OP07 with both high speed and low noise. Offsets down to 25 μV and maximum drift of 0.6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, makes the OP27 ideal for precision instrumentation applications. Exceptionally low noise, $e_n = 3.5$ nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, at 10 Hz, a low 1/f noise corner frequency of 2.7 Hz, and high gain (1.8 million), allow accurate high-gain amplification of low-level signals. A gain-bandwidth product of 8 MHz and a 2.8 V/ μs slew rate provides excellent dynamic accuracy in high-speed, data-acquisition systems.

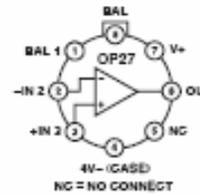
A low input bias current of ± 10 nA is achieved by use of a bias-current-cancellation circuit. Over the military temperature range, this circuit typically holds I_B and I_{OS} to ± 20 nA and 15 nA, respectively.

The output stage has good load driving capability. A guaranteed swing of ± 10 V into 600 Ω and low output distortion make the OP27 an excellent choice for professional audio applications.

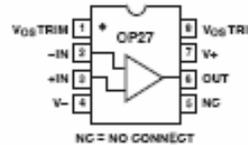
(Continued on page 7)

PIN CONNECTIONS

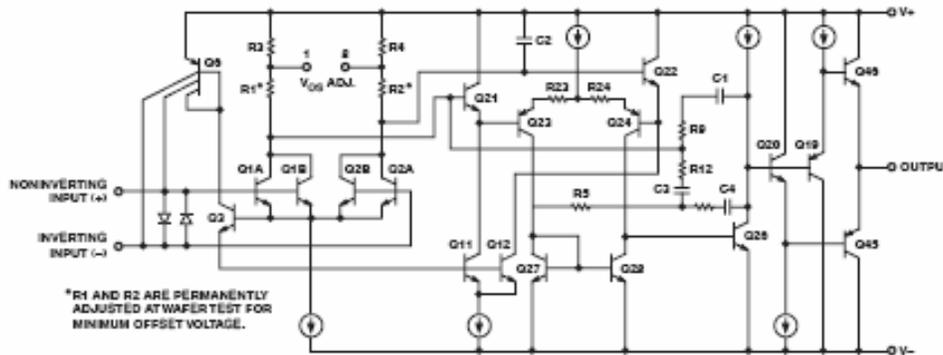
**TO-99
(J-Suffix)**



**8-Pin Hermetic DIP
(Z-Suffix)
Epoxy Mini-DIP
(P-Suffix)
8-Pin SO
(S-Suffix)**



SIMPLIFIED SCHEMATIC



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (© $V_S = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Parameter	Symbol	Conditions	OP27A/E			OP27F			OP27C/G			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE ¹	V_{OS}		10	25		20	60	30	100		μV	
LONG-TERM V_{OS} STABILITY ^{2,3}	V_{OS}/Time		0.2	1.0		0.3	1.5	0.4	2.0		$\mu\text{V}/\text{M}_0$	
INPUT OFFSET CURRENT	I_{OS}		7	35		9	50	12	75		nA	
INPUT BIAS CURRENT	I_B		± 10	± 40		± 12	± 55	± 15	± 80		nA	
INPUT NOISE VOLTAGE ^{3,4}	$e_{n,p-p}$	0.1 Hz to 10 Hz	0.08	0.18		0.08	0.18	0.09	0.25		$\mu\text{V p-p}$	
INPUT NOISE Voltage Density ³	e_n	$f_0 = 10\text{ Hz}$	3.5	5.5		3.5	5.5	3.8	8.0		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
		$f_0 = 30\text{ Hz}$	3.1	4.5		3.1	4.5	3.3	5.6		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
		$f_0 = 1000\text{ Hz}$	3.0	3.8		3.0	3.8	3.2	4.5		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
INPUT NOISE Current Density ^{3,5}	i_n	$f_0 = 10\text{ Hz}$	1.7	4.0		1.7	4.0	1.7			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
		$f_0 = 30\text{ Hz}$	1.0	2.3		1.0	2.3	1.0			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
		$f_0 = 1000\text{ Hz}$	0.4	0.6		0.4	0.6	0.4	0.6		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
INPUT RESISTANCE Differential-Mode ⁶ Common-Mode	R_{IN} R_{INCM}		1.3	6		0.94	5	0.7	4		$\text{M}\Omega$ $\text{G}\Omega$	
				3			2.5		2			
INPUT VOLTAGE RANGE	IVR		± 11.0	± 12.3		± 11.0	± 12.3	± 11.0	± 12.3		V	
COMMON-MODE REJECTION RATIO	CMRR	$V_{CM} = \pm 11\text{ V}$	114	126		106	123	100	120		dB	
POWER SUPPLY REJECTION RATIO	PSRR	$V_S = \pm 4\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$		1	10		1	2	20		$\mu\text{V}/\text{V}$	
LARGE-SIGNAL VOLTAGE GAIN	A_{VO}	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{ V}$	1000	1800		1000	1800	700	1500		V/mV	
		$R_L \geq 600\ \Omega$, $V_O = \pm 10\text{ V}$	800	1500		800	1500	600	1500		V/mV	
OUTPUT VOLTAGE SWING	V_O	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 600\ \Omega$	± 12.0 ± 10.0	± 13.8 ± 11.5		± 12.0 ± 10.0	± 13.8 ± 11.5	± 11.5 ± 10.0	± 13.5 ± 11.5		V V	
SLEW RATE ⁷	SR	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	1.7	2.8		1.7	2.8	1.7	2.8		V/ μs	
GAIN BANDWIDTH PRODUCT ⁷	GBW		5.0	8.0		5.0	8.0	5.0	8.0		MHz	
OPEN-LOOP OUTPUT RESISTANCE	R_O	$V_O = 0$, $I_O = 0$		70			70		70		Ω	
POWER CONSUMPTION	P_d	V_O		90	140		90	140	100	170	mW	
OFFSET ADJUSTMENT RANGE		$R_P = 10\text{ k}\Omega$		± 4.0			± 4.0		± 4.0		mV	

NOTES

¹Input offset voltage measurements are performed ~0.5 seconds after application of power. A/E grades guaranteed fully warmed up.

²Long-term input offset voltage stability refers to the average trend line of V_{OS} versus. Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30 days are typically 2.5 μV . Refer to typical performance curve.

³Sample tested.

⁴See test circuit and frequency response curve for 0.1 Hz to 10 Hz tester.

⁵See test circuit for current noise measurement.

⁶Guaranteed by input bias current.

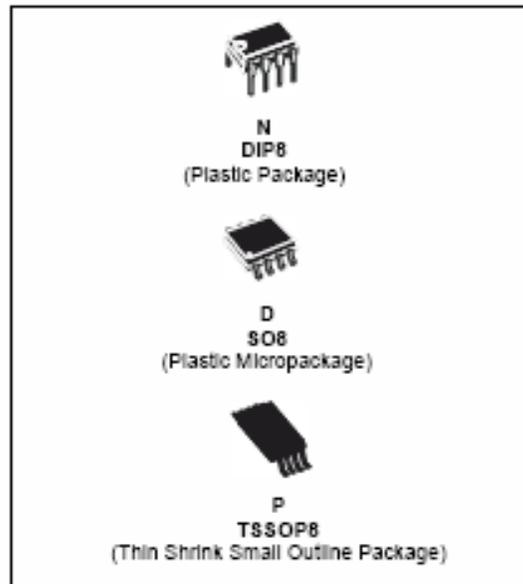
⁷Guaranteed by design.



TL082 TL082A - TL082B

GENERAL PURPOSE J-FET DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $16V/\mu s$ (typ)

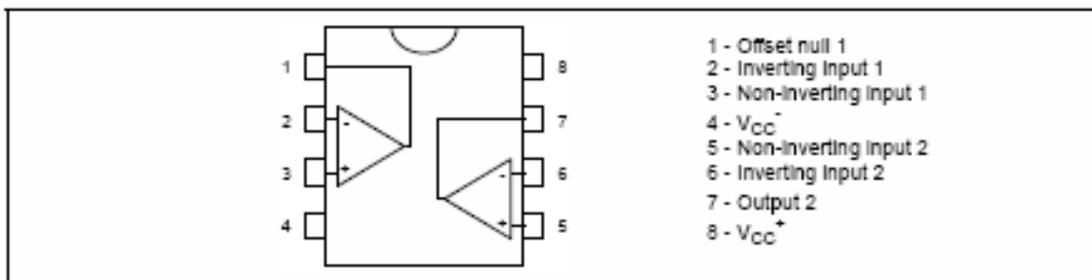


DESCRIPTION

The TL082, TL082A and TL082B are high speed J-FET input dual operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset current, and low offset voltage temperature coefficient.

PIN CONNECTIONS (top view)



ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
TL082M/AM/BM	-55°C, +125°C	*	*	*
TL082I/AI/BI	-40°C, +105°C	*	*	*
TL082C/AC/BC	0°C, +70°C	*	*	*

Example : TL082CD, TL082IN

N = Dual in Line Package (DIP)
 D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)
 P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL082LM,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL082C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10	mV
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		$\mu V/^{\circ}C$
I_{io}	Input Offset Current - note 1) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		5	100 4		5	100 10	pA nA
I_{ib}	Input Bias Current -note 1 $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	200 20		20	400 20	pA nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{CC}	Supply Current, no load $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range	± 11	+15 -12		± 11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{os}	Output Short-circuit Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
$\pm V_{opp}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		10 12 10 12	12 13.5	10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew Rate ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain	8	16		8	16		V/ μs
t_r	Rise Time ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		0.1			0.1		μs
K_{ov}	Overshoot ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $f = 100kHz$	2.5	4		2.5	4		MHz
R_i	Input Resistance		10^{12}			10^{12}		Ω

BIBLIOGRAFÍA

LIBROS

- 1) **Los Láseres y sus Aplicaciones**
Rami Arieli "The Laser Adventure"
Versión en español por A. Requena, C. Cruz, A. Batista y J. Zúñiga
Universidad de Murcia, España
- 2) **Photodiode Amplifiers**
By Jerald Graeme
- 3) **Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales**
Robert F. Coughlin y Frederick F. Driscoll
- 4) **Introducción a la Biología**
HISTORIA DE LA MICROSCOPIA
Por Mariana Lanfranconi
Facultad de Cs.Exactas y Naturales, Universidad Nacional de Mar del Plata
- 5) **Óptica**
Por Hecht – Zajac
Addison Wesley Longman
- 6) **LabVIEW 7.1**
Programación Gráfica para el Control de Instrumentación
Por Antoni Manuel Lázaro y Joaquín del Río Fernández
Thomson
- 7) **Electrónica, Teoría de Circuitos**
Por Boylestad y Nashelsky
Prentice Hall

MESOGRAFÍA

- 8) **Revista Digital Universitaria, 10/junio/ 2005, Volumen 6 Número 7, ISSN: 1067-6079**
Contribuciones de la física en la historia de la microscopía
Por Dr. Jesús A. Arenas Alatorre
<http://www.revista.unam.mx/vol.6/num7/art70/art70.html>
- 9) **Educ.ar, El portal educativo del Estado argentino**
http://aportes.educ.ar/biologia/nucleo-teorico/influencia-de-las-tic/del-microscopio-a-la-tomografia-computada-tecnologias-para-mirar-por-dentro/los_microscopios.php?page=2

- 10) ***Molecular Expressions***
Exploring the world of optics and microscopy
Optical Microscopy Primer
<http://www.microscopy.tsu.edu/index.html>
- 11) ***Microscopia Confocal***
http://www.ua.es/es/investigacion/sti/servicios/analisis_instrumental/microscopia/confocal.html#fundamentos
- 12) ***Thorlabs***
<http://thorlabs.com>
- 13) ***A Primer on Photodiode Technology***
<http://home.sandiego.edu/~ekim/photodiode/pdtech.html>
- 14) ***Motor de pasos***
<http://www.todorobot.com.ar/informacion/tutorial%20stepper/stepper-tutorial.htm>
- 15) ***Motor de pasos***
<http://www.monografias.com/trabajos17/motor-paso-a-paso/motor-paso-a-paso.shtml>
- 16) ***Motor de pasos***
http://robots-argentina.com.ar/MotorPP_basico.htm
- 17) ***Stepper Motor***
http://en.wikipedia.org/wiki/Stepper_motor
- 18) ***Imagen de dominio público***
De la web

CATÁLOGOS Y NOTAS DE APLICACIÓN

- 19) ***Laser Design Equatios***
Electronic-Optical Systems Design (EOSD), CRA. Electronics - the Maplin Magazine, LNC. Electronics & Wireless World, LNL. Electronics and Communication Eng
- 20) ***LED and Detector Terminology***
AP Technologies
<http://www.aptechnologies.co.uk>
- 21) ***Photodiode Theory of Operation***
AP Technologies
<http://www.aptechnologies.co.uk>

- 22) ***Photodiode Typical Operating Circuits***
AP Technologies
<http://www.aptechnologies.co.uk>
- 23) ***Photodiode Technical Information***
Catálogo HAMAMATSU
- 24) ***Presentación “Servo Accionamientos”***
Instituto Schneider Electric
Telemecanique
- 25) ***Presentación “Diseño de una Unidad de Programación de la Frecuencia para el Estabilizador de Tensión Trifásico TWL9 de Lanis, Basada en un Motor Paso a Paso Controlado Mediante un Microcontrolador”***
Por Azucena San Emeterio Conde
E.T.S. de Ingenieros Industriales y de Telecomunicación
Universidad de Cantabria
- 26) ***“Gunland, 2003”***
Locquin, M. y Langeron, M.
1985