



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

Control de distancia para microscopio de
barrido con resolución micrométrica

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

Ingeniero Eléctrico-Electrónico

PRESENTA:

LUIS FELIPE ASCENCIO ROJAS

DIRECTOR DE TESIS:

DR. NASER QURESHI



México, D.F., Ciudad Universitaria, 2014

Agradecimientos

A mis Padres
Valentina Rojas Victoriano
Manuel González Morales
Por haberme apoyado hasta el final de la Carrera.
A mis Hermanos y a toda mi Familia.
A mis Profesores y Amigos en la Facultad De Ingeniería, UNAM.

Agradecimiento Especial

A la UNAM, a través del Proyecto PAPIIT 104513 para la compra de materiales y
beca personal.

Contenido

1	Introducción	1
1.1	Introducción	1
1.2	Objetivo	4
2	Teoría	7
2.1	Microscopio de barrido	7
2.2	Tipos de amplificadores	9
2.2.1	Amplificador operacional ideal	9
2.2.2	Amplificador operacional real	13
2.2.3	Amplificador de instrumentación	15
2.3	Fotodiodo	16
2.4	Láser	18
2.5	Control PID	21
3	Diseño	23
3.1	Diseño Mecánico	23
3.1.1	Estructura mecánica	25
3.2	Circuito para alimentar al diodo láser	27
3.3	Diseño óptico	29
3.4	Circuito para el fotodiodo	31
3.4.1	Medición de corrientes en el fotodiodo	33
3.5	Diseño de amplificadores de instrumentación	35
4	Pruebas de Diseño	37
4.1	Medición de voltaje los amplificadores	37
4.2	Diseño del Control en LabView	41
4.3	Pruebas del control	45
4.3.1	Resolución del control	45
4.4	Resultados	48
5	Conclusiones	49
6	ANEXOS	51
	Bibliografía	63

Capítulo 1

Introducción

1.1 Introducción

El ser humano, desde que ha tenido uso de razón siempre, ha querido saber lo que hay en el ambiente en el cual está, como: árboles, personas, colores, comida, agua. Sin embargo, al adquirir este conocimiento básico surgen preguntas, ¿cuántos árboles hay?, ¿cuántas personas hay a su alrededor?, ¿la comida le alcanzará para llenarse?, ¿el agua se puede beber? Estas preguntas pueden resolverse al realizar una medición, hay veinte árboles, cuatro personas están a mi alrededor, y así sucesivamente.

Pero ¿qué es medir?, en realidad hacer una medición es comparar una variable física con un patrón establecido de la misma variable[1]. Partiendo de esta definición se establecieron varios patrones que se agruparon en los que se denominaron Sistemas de Unidades: Sistema CGM (centímetro, gramo, metro), Sistema Inglés(pie, slug , rankine), y muchos más. En México y otros países, se utiliza el Sistema Internacional de Unidades (SI) donde las cantidades y las unidades básicas son 7.

Magnitud	Unidad	Símbolo
Longitud	metro	m
Masa	kilogramo	kg
Tiempo	segundo	s
Corriente eléctrica	amperè	A
Temperatura termodinámica	kelvin	K
Intensidad Luminosa	candela	cd
Cantidad de sustancia	mol	mol

Tabla 1.1: Cantidades y unidades básicas del Sistema Internacional de Unidades[1]

Con las unidades referidas en la tabla (1.1) podemos hacer una medición cualquiera. La unidad que tiene la longitud es el metro, que se difine como: la distancia que viaja la luz en el vacío en $1/299792458$ segundos[2], pero esta forma de tomar medidas de longitud es muy costosa por lo que se han hecho patrones menos exactos pero con un error lo suficientemente aceptable para la medición (entre dos puntos) a realizar, ejemplos: una cinta métrica, de al menos un metro con resolución de un milímetro, que se emplea para tomar medidas de cintura, un calibrador con Vernier,

que es un instrumento de medición longitudinal utilizado en laboratorios, para poder medir hasta décimas de milímetro.

Se han desarrollado nuevas técnicas de medición longitudinal, tales que se han podido llegar a medir micrómetros (entre dos puntos), todo mediante sistemas ópticos los cuales utilizan principalmente un haz láser, dos de ellos se describen a continuación, además se incluye un sistema ultrasónico.

1. Medición por ultrasonido. Esta técnica utiliza un tren de pulsos ultrasónicos (38 a 50 [kHz]) donde: la fuente principal es un cristal, el tiempo entre la emisión y la recepción es proporcional a la distancia que existe entre el sensor y el objeto en el que rebotó el tren de impulsos. Sin embargo, está limitada por muchos factores que impiden un tiempo de respuesta muy pequeño y es casi imposible medir distancias cercanas.

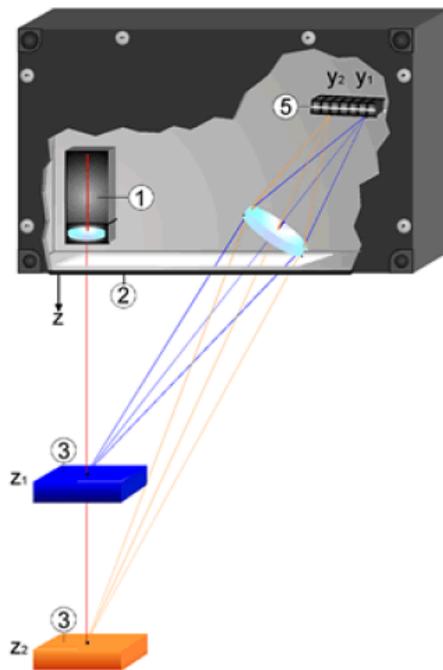


Figura 1.1: Ejemplo de Sistema láser-sensor para medición de distancia[3]

2. Medición de distancia por triangulación. Este método se realiza con un haz láser y un sensor de luz, los cuales se colocan en una posición de triángulo con lo cual es posible determinar la distancia que existe entre un objeto (por la reflexión del haz) y el sistema láser-sensor (Ejemplo: Figura 1.1)
3. Interferometría. Esta técnica fué desarrollada por Michelson y utiliza espejos y un divisor de haz (ver figura 1.2); se inicia con un haz láser el cual llega e incide en el divisor de haz, aquí se transmite el 50% del haz que va hacia el espejo 1 (M1) y se refleja el otro 50% hacia el espejo 2 (M2). Los dos espejos reflejan a su respectivo haz que al regresar al divisor se recombinan,

así al colocar un detector podrá observarse el patrón de interferencia. Con esta técnica es posible conocer dos cantidades físicas, la longitud de onda del haz y el índice de refracción del medio en el cual se coloca el interferómetro. Además es posible medir distancias muy pequeñas (décimas de milímetro) desplazando uno de los espejos.

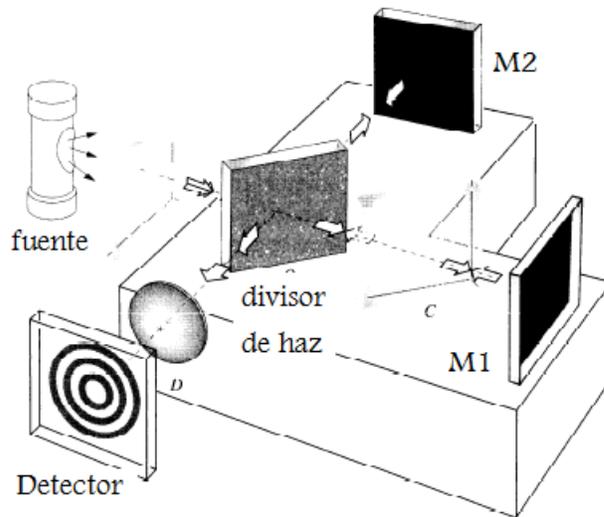


Figura 1.2: Interferómetro de Michelson[4]

Con los métodos descritos anteriormente se puede llegar a tener una resolución milimétrica e incluso micrométrica, tan solo con un sistema haz-sensor y otros componentes para convertir la señal eléctrica del sensor a una medida de distancia.

1.2 Objetivo

El objetivo de este trabajo es colocar un sistema óptico que sea capaz de controlar la distancia que existe entre la punta resonante y la muestra (mostrado en la figura(1.3)) que se analiza en un microscopio de barrido de microondas, tomando en cuenta que dicha distancia debe llegar al nivel de los micrómetros. Del condicionamiento anterior se fija un sub-objetivo, el sistema óptico debe tener resolución micrométrica. Además el control únicamente funciona con muestras de material reflectivo.

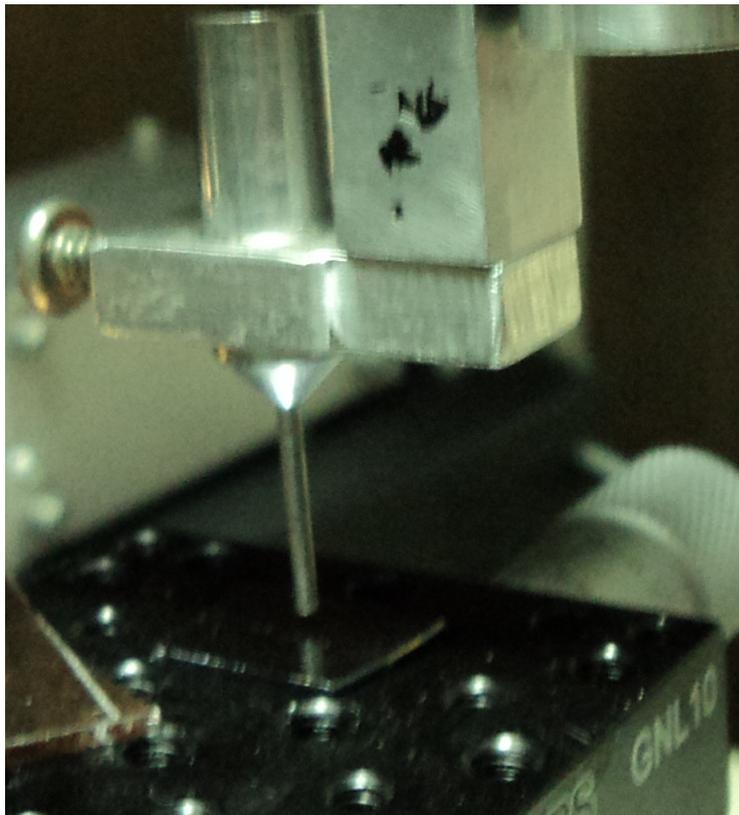


Figura 1.3: Foto de la punta resonante y la muestra que analiza el microscopio de barrido.

En la figura (1.4) se da un esquema global del control de distancia, en el que participan, un sistema óptico compuesto por láser y fotodiodo para la captación de la distancia que se convierte en señal eléctrica, seguido se acondiciona la señal con amplificadores para pasar al procesamiento digital de la señal con el programa LabView que envía otra señal a un motor de micropasos para mover la punta del microscopio.

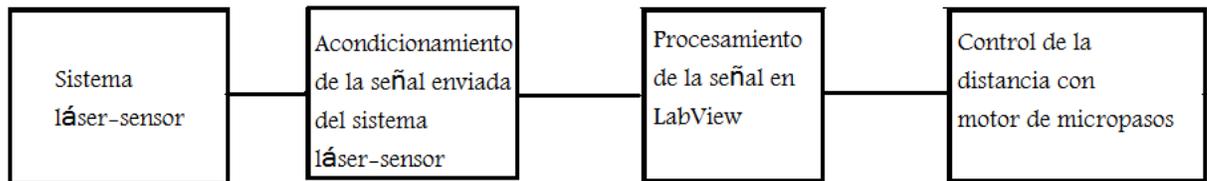


Figura 1.4: Diagrama de bloques del control de distancia.

En este trabajo se implementará un sistema láser-sensor con fotodiodo muy poco usado que se define como: Medición de distancia por deflexión de haz láser.

Capítulo 2

Teoría

2.1 Microscopio de barrido

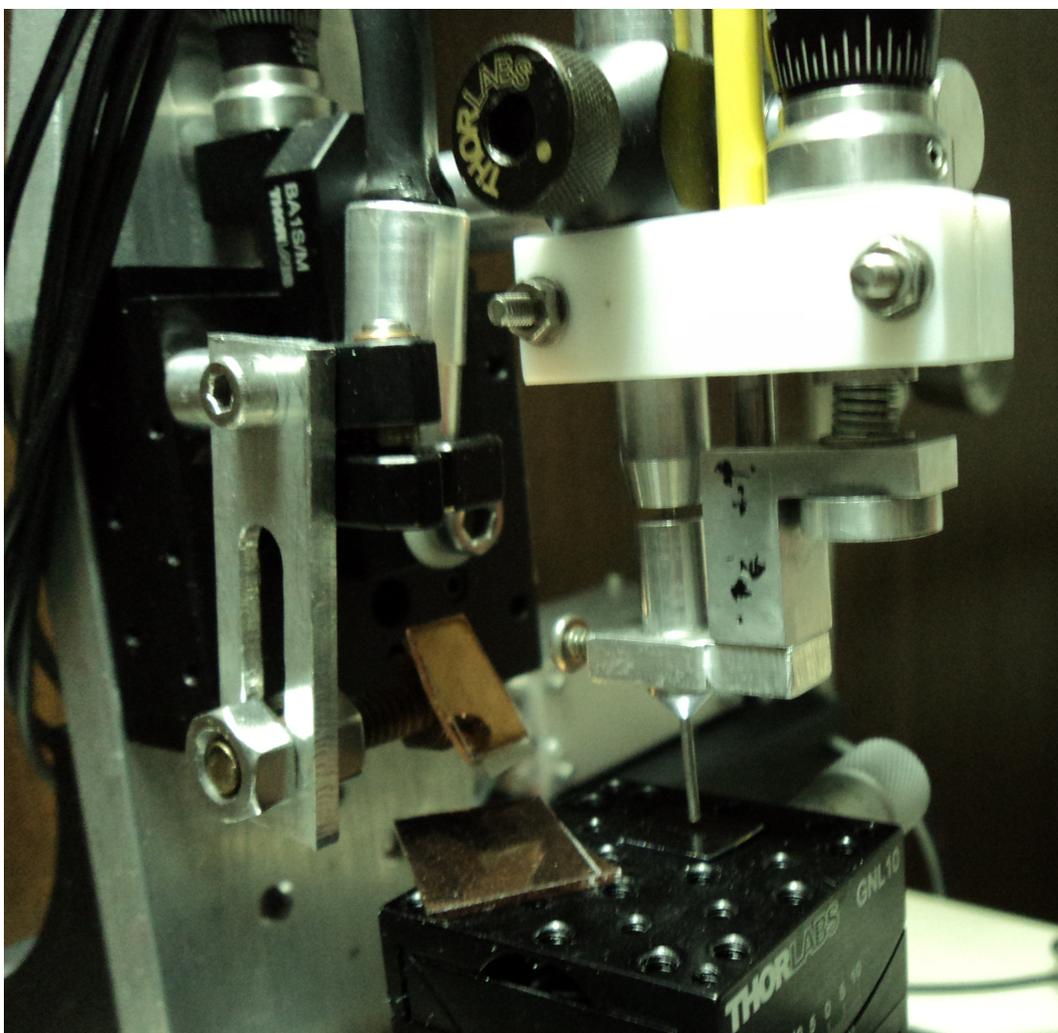


Figura 2.1: Fotografía del microscopio de barrido.

El microscopio de barrido utiliza la teoría óptica de campo cercano[6] (Near Field Optics) propuesta por E.H. Synge en 1928. Se compone de: una punta resonante, construida con cable coaxial y son dos cables son acoplados capacitivamente[5], tres motores para dar movimiento en las direcciones X, Y, Z.

Para su funcionamiento se utiliza una fuente de microondas que se conecta a la punta para entrar en resonancia a 7.4[GHz] en el vacío, que es la frecuencia natural del microscopio, esta característica se aprovecha para "ver" otros materiales, porque al interactuar con ellos puede detectar cambios en la frecuencia natural de resonancia, que al procesar los cambios observados por medio de una computadora, se obtiene la imagen de dicho material e incluso su relieve (Ejemplo: ver Figura 2.2).

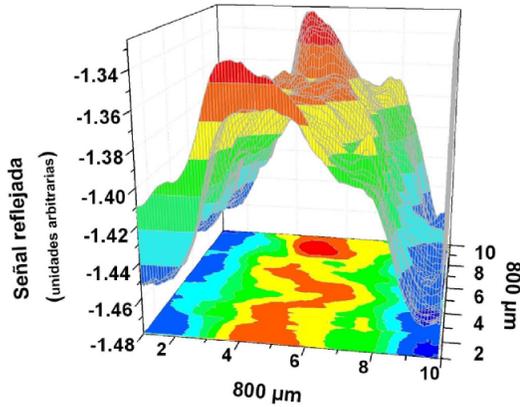


Figura 2.2: Relieve de grafito obtenido con el microscopio[5]

Frecuencia de resonancia	7.4[GHz]
Impedancia característica	52[Ω]
Espesor de muestras que puede leer	200 – 900[nm]

Tabla 2.1: Características del microscopio de barrido

2.2 Tipos de amplificadores

2.2.1 Amplificador operacional ideal

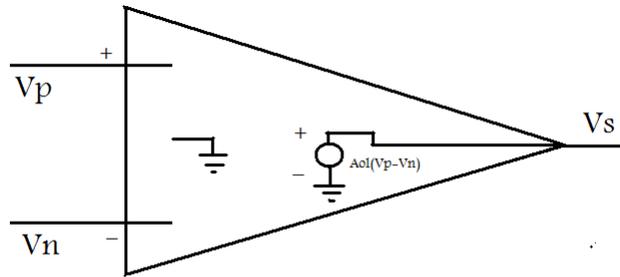


Figura 2.3: Modelo del Amplificador de Voltaje.

Se define, en electrónica, a un amplificador como:
Algún dispositivo que al aplicarle una señal entrada devuelve una señal de salida más grande, por ejemplo:

EL amplificador de voltaje, cuya ecuación es:

$$V_s = G_v V_e \quad (2.1)$$

Donde:

V_s = Voltaje de salida

G_v = Ganancia

V_e = Voltaje de entrada

Existen más topologías de amplificadores como: el de corriente o el de potencia, sin embargo, aquí se estudia solo el amplificador de voltaje. El dispositivo usado para tener dicho amplificador es un OPAM (Operational Amplifier) cuyo símbolo se muestra en la figura (2.4) y consta principalmente de 5 terminales, de las cuales: dos son para voltajes (entrada inversora V_n y entrada no inversora V_p), dos para la polarización del dispositivo (polarización positiva $V+$ y polarización negativa $V-$) y una para la salida (V_s).

Para analizarlo tomemos al OPAM con su modelo ideal, ya que no consume corriente en las entradas ($I_p = I_n = 0$) porque se asume una impedancia de entrada infinita y no tiene voltaje de desvío[8] ($V_{offset} = 0$), cuyas características de lazo abierto son:

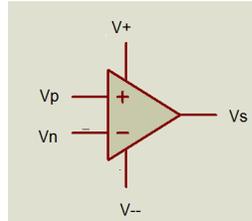


Figura 2.4: Símbolo del amplificador operacional.

1. Ganancia en modo diferencial (A_{OLMD}) tiende a infinito.
2. Ganancia en modo común (A_{OLMC}) tiende a cero.
3. Impedancia de entrada tiende a infinito.
4. Impedancia de salida tiende a cero.
5. Ancho de banda infinito.

La ecuación que describe el comportamiento del OPAM configurado como amplificador de voltaje de forma ideal de lazo abierto es:

$$V_s = A_{OLMD}(V_p - V_n) + \frac{A_{OLMC}}{2}(V_p + V_n) \quad (2.2)$$

De la ecuación (2.2) discutiremos el valor de salida: si al aplicarle una señal de voltaje pequeña esta tendrá una salida que tiende a infinito, este infinito está acotado por los voltajes de polarización (V_+ y V_-), si la diferencia de voltajes en la entrada es positiva la salida tenderá al voltaje de polarización positivo, si la diferencia de voltajes es negativo la salida tenderá al voltaje de polarización negativo, es decir, no tenemos control sobre la ganancia. Esta propiedad se suele utilizar en detectores de cruce por cero.

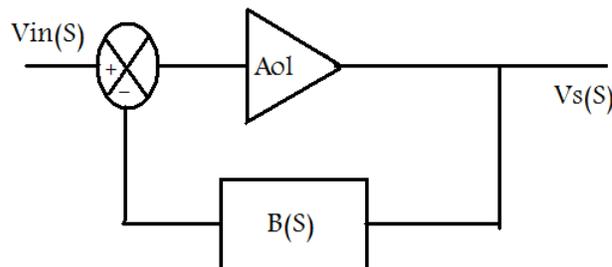


Figura 2.5: Diagrama de bloques de la realimentación negativa.

Utilizando conceptos de la teoría de control[9], podemos introducir una realimentación, que es tomar la señal de salida y compararla con la señal de entrada(Figura 2.5), para lograr tener el control de la ganancia la más conveniente

es la realimentación negativa porque estabiliza al sistema, además su función de transferencia (ver ecuación 2.3) depende únicamente del bloque de realimentación.

$$\frac{V_s(S)}{V_{in}(S)} = \frac{1}{B(S)} \quad (2.3)$$

Ahora se analiza el siguiente circuito con realimentación negativa mostrado en la figura(2.6), el bloque de realimentación se conforma por la impedancias $Z1$ y $Z2$.

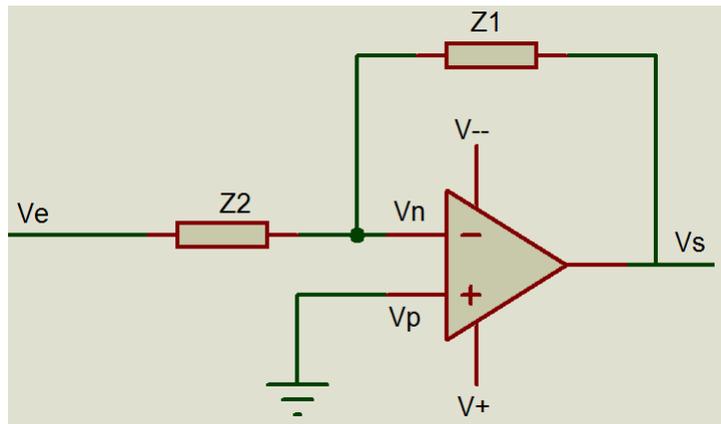


Figura 2.6: Circuito 1.

Aplicando ley de corrientes de *Kirchhoff* en el nodo de V_n se llega a:

$$V_s = - \left(\frac{Z1}{Z2} \right) V_e \quad (2.4)$$

De la ecuación (2.4) y comparándola con la ecuación (2.2) se observa una gran diferencia, la primera de ellas es la ganancia, porque una es de lazo abierto (A_{OL}) y otra es de lazo cerrado ($A_{CL} = Z1/Z2$) que se tiene el control de su valor, la ganancia en modo común de lazo cerrado no se contempla porque los voltajes V_p es cero y V_n también es cero debido a la realimentación, otra diferencia es el signo que se interpreta como una inversión en la salida respecto a la entrada.

Ahora, si cambiamos las impedancias $Z1$ y $Z2$ por resistores $R1$ y $R2$ tendremos un amplificador como tal:

$$V_s = - \left(\frac{R1}{R2} \right) V_e \quad (2.5)$$

Si cambiamos la impedancia $Z1$ por un capacitor C y la impedancia $Z2$ por un resistor R tendremos un amplificador del tipo integrador:

$$V_s = - \left(\frac{1}{RC} \right) \int V_e dt \quad (2.6)$$

Si cambiamos la impedancia $Z2$ por un capacitor C y la impedancia $Z1$ por un resistor R tendremos un amplificador del tipo derivador:

$$V_s = - (RC) \frac{dV_e}{dt} \quad (2.7)$$

Mediante el análisis de circuitos podemos configurar un OPAM para que funcione como un operador de voltajes, veremos el ejemplo del amplificador como restador mostrado en la figura(2.7):

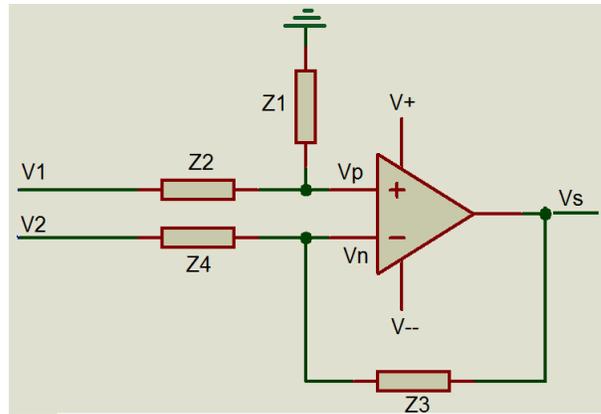


Figura 2.7: Amplificador en configuración restadora.

Utilizando la ley de corrientes de *Kirchhoff* en los nodos V_p y V_n y el principio de superposición se obtiene:

$$V_s = \left(\frac{Z_1(Z_3 + Z_4)}{Z_4(Z_1 + Z_2)} \right) V_1 - \left(\frac{Z_3}{Z_4} \right) V_2 \quad (2.8)$$

La ganancia depende de muchas impedancias, que no es muy conveniente, si hacemos las siguientes relaciones entre impedancias, $Z_1 = Z_3$ y $Z_2 = Z_4$, tendremos una nueva ecuación que solo depende de Z_1 y Z_2 :

$$V_s = \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right) (V_1 - V_2) \quad (2.9)$$

Sí las impedancias son solo resistivas, la ecuación anterior se aplica cuando tienen el mismo valor y esta condición es muy difícil de cumplir porque en un lote de resistencias no hay ninguna con el mismo valor.

2.2.2 Amplificador operacional real

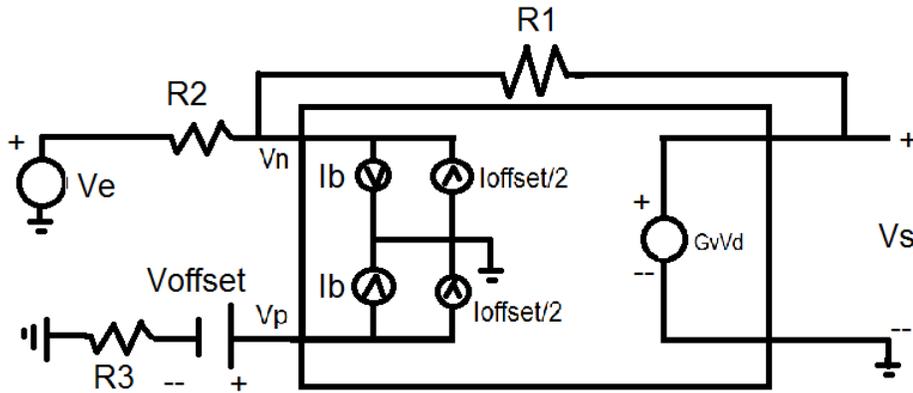


Figura 2.8: Representación del amplificador en configuración inversora incluyendo desajustes.

Para el análisis del modelo real se incluyen los desajustes del OPAM:

1. V_{offset} . Voltaje debido a asimetrías que presenta el OPAM en su construcción.
2. I_B . Corriente de polarización que se presenta principalmente en los OPAM contruidos con transistores TBJ debido a que estos transistores deben de tener una corriente de base para que se presente una corriente de salida.

$$I_B = \frac{I_p + I_n}{2}$$

3. I_{offset} . Corriente debida también a asimetrías que presenta el OPAM en su construcción.

$$I_{offset} = I_p - I_n$$

Para observar el efecto de los desajustes del OPAM analicemos la ecuación (2.10), obtenida del análisis de la figura (2.8), que representa al amplificador en su configuración inversora[10] que esta compuesta por cuatro términos incluidos los desajustes, todos tienen asociadas relaciones de resistores, dicha ecuación es buena al incluir los desajustes, sin embargo, en un circuito en el cual se ha quemado el OPAM y se desea cambiarlo, todo el circuito se ve afectado por las nuevas características del dispositivo, que no es adecuado, para esto se regresa al modelo ideal en donde todos los OPAM son iguales, pero ¿cómo convertimos el modelo real al modelo ideal? La respuesta es quitando los desajustes.

$$\begin{aligned}
V_s = & -\frac{R1}{R2}V_e + \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)V_{offset} + \left(1 - \frac{R3(R1R2)}{R1 + R2}\right)I_B R1 \\
& - \left(1 + \frac{R3(R1R2)}{R1 + R2}\right)I_{offset} \frac{R1}{2}
\end{aligned} \tag{2.10}$$

El primer desajuste que podemos quitar es I_B al hacer cero el factor que lo multiplica, la forma es que $R3$ sea del mismo valor que el equivalente paralelo de $R1$ y $R2$. y la nueva ecuación que queda es:

$$V_s = \frac{R1}{R2}(V1 - V2) + \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)V_{offset} - R1I_{offset}$$

El siguiente desajuste que podemos quitar es V_{offset} al incluir un voltaje exterior de la misma magnitud en la terminal no inversora, quedando :

$$V_s = \frac{R1}{R2}(V1 - V2) - R1I_{offset}$$

Con el I_{offset} no se puede realizar nada, excepto tomar un valor de $R1$ de acuerdo con la aplicación en la que se use el OPAM, para que este término sea lo más pequeño posible en comparación con el voltaje de entrada para ser despreciado.

Al cumplir las tres condiciones mencionadas para quitar o disminuir los desajustes, se puede tener llegar a la ecuación que describe el caso ideal (2.4).

Otros aspectos a considerar en el modelo real del OPAM son:

- Ancho de banda limitado. Parámetro que puede obtenerse de acuerdo a la ganancia por ancho de banda(ABG).
- Slew-Rate. El parámetro indica que tan rápido puede cambiar la salida el AO de un valor a otro .

Cada uno de ellos se puede encontrar en la hoja de datos que proporciona el fabricante del dispositivo.

2.2.3 Amplificador de instrumentación

Se utilizan principalmente para amplificar señales muy pequeñas, que van de los nanovolts hasta los milivolts. Estas señales están presentes en muchas aplicaciones por eso son importantes y se les dedicó mucha investigación para su implementación, su construcción es una implementación de tres OPAM (ver figura 2.9).

Las propiedades del amplificador de instrumentación son:

1. Impedancia de entrada muy alta
2. Impedancia de salida muy baja
3. Ancho de banda grande.
4. Alta ganancia en modo diferencial

La base de estos amplificadores son los restadores, sin embargo los restadores tienen problemas a la hora de lidiar con señales muy pequeñas y es que su impedancia de entrada es baja y se puede perder la señal. Para esto se acondiciona la señal con una preamplificación, que incluye acopladores de impedancia[8].

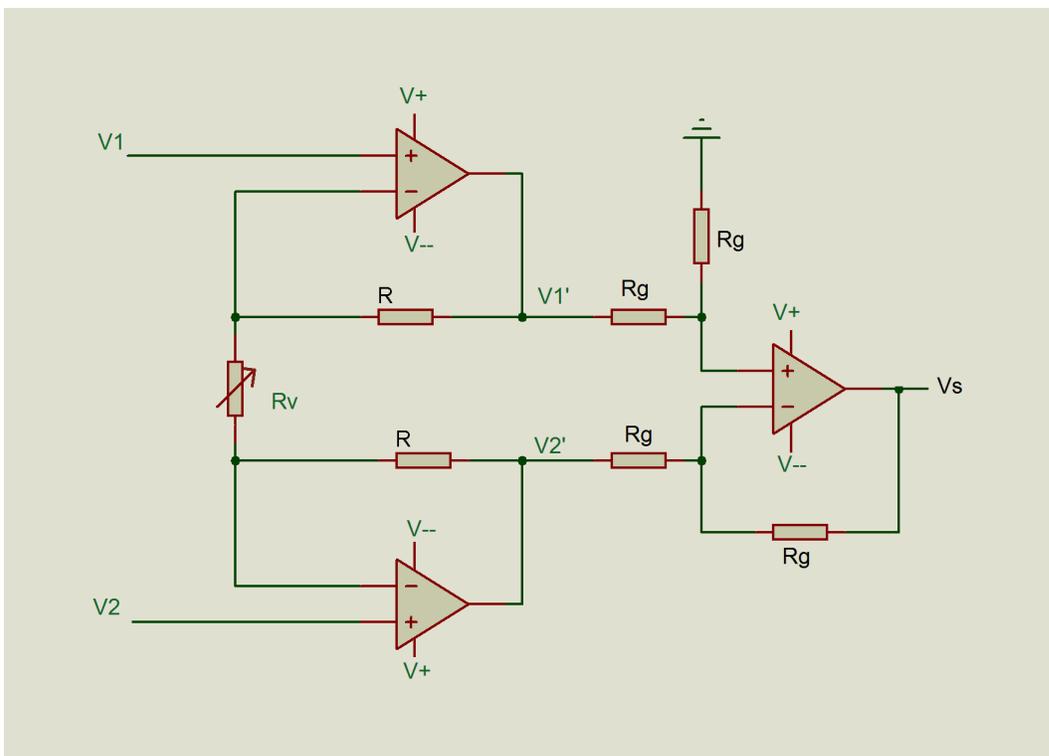


Figura 2.9: Amplificador de instrumentación.

Con este circuito tendremos la impedancia de entrada igual a la impedancia del propio OPAM (alrededor de los megaOhms), la ecuación (2.11) ya está reducida al

incluir las tres condiciones que se mencionaron en el apartado anterior para tomar el modelo ideal del OPAM:

$$V_s = \left(\frac{2R}{Rv} + 1 \right) (V1 - V2) \quad (2.11)$$

Aquí la ganancia total depende de R y Rv .

Aún así habrá desajustes en el amplificador de instrumentación que tenemos que compensar, por ejemplo hay un V_{offset} por cada OPAM pero dos se anulan en el restador, aún así queda otro que influye en la salida, este se anula aplicando un voltaje externo del mismo valor.

2.3 Fotodiodo

Es un dispositivo opto-electrónico de dos terminales que responde rápidamente a la absorción de fotones creando una corriente eléctrica (Fotocorriente), podemos decir que el fotodiodo es un transductor de energía lumínica a energía eléctrica. Formado principalmente por una unión $P - N$, es decir la unión de dos semiconductores, uno con exceso de huecos (material p) y otro con exceso de electrones (material n) que al unirse presentan diversos fenómenos, uno de ellos es la recombinación de electrones y huecos y además, se crea una barrera de potencial que está en equilibrio eléctrico, en dicha barrera ya no hay recombinación sin embargo puede romperse dicho equilibrio si inciden fotones con suficiente energía para romper los lazos entre hueco y electrón para dar paso a un flujo de corriente.

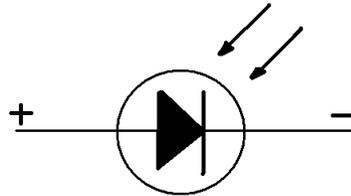


Figura 2.10: Símbolo del fotodiodo.

El principio de funcionamiento es idéntico al diodo normal, que polarizado inversamente presenta una pequeña corriente de portadores minoritarios (I_h), sin embargo I_h es despreciable porque su amplitud cae en el nivel de los nA . Si se hace incidir un haz de luz (en la cual sus fotones deben cumplir $h\nu > E_g$) sobre la unión $P - N$ se excita una corriente que refuerza a I_h llamándose fotocorriente inducida que está asociada a la longitud de onda que llevan los fotones así como su potencia[11] (ver figura 2.11).

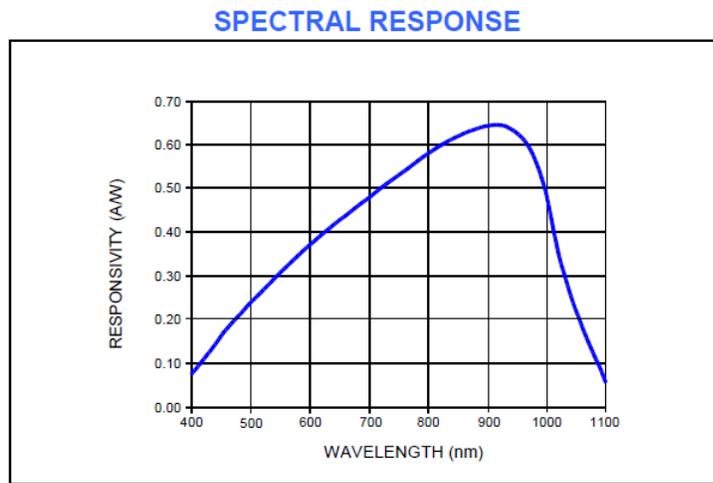


Figura 2.11: Responsividad del fotodiodo, relacionando longitud de onda(λ) con la cantidad de corriente en cada unidad de potencia $\frac{A}{W}$

Hay diversas configuraciones de fotodiodos, del que nos encargaremos de explicar es el Fotodiodo PSD (del inglés Position Sensing Diode) el cual está construido de una forma especial para detectar posición del haz que produce la fotocorriente.

Existen dos modelos de PSD:

1. Detector de Cuadrante (QD, Quadrant Detector), se caracteriza por tener cuatro fotodiodos con las mismas propiedades acomodados en forma de cuadrantes cartesianos. Mediante este PSD se puede centrar un haz, por ejemplo un láser, al procesar las señales de corriente que surgen del fotodiodo, además puede posicionarse en algún eje ya sea el x o el y

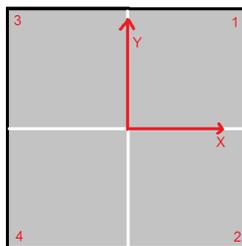


Figura 2.12: Representación del fotodiodo detector de cuadrante (1,2,3,4), con ejes coordenados.

2. Efecto Lateral (LEP, Lateral Effect Photodiode), fotodiodo con varias capas resistivas, es capaz de detectar la posición del haz en toda su área, comúnmente se le utiliza en aplicaciones donde hay diversas longitudes de onda.

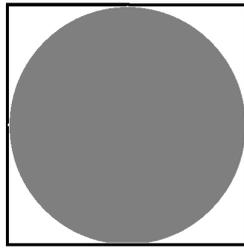


Figura 2.13: Representación del fotodiodo de efecto lateral.

2.4 Láser

Los láseres tienen distintos materiales de construcción por los que se les asigna en varios grupos

1. Láseres construidos en medios gaseosos
 - (a) Láser en helio-neón
 - (b) Láser en argón
 - (c) Láser en helio-cadmio
 - (d) Láser en vapor de cobre
2. Láseres construidos en medios líquidos
 - (a) Láser dye orgánico
3. Láseres construidos en materiales dieléctricos
 - (a) Láser de ruby
 - (b) Láser en Nd:YAG(neodimio dopado con itrio-aluminio)
 - (c) Láser en Nd:glass (neodimio en cristal)
4. Láseres construidos con semiconductor (principalmente con silicio o arsenuro de galio)
5. Láseres en el Vacío

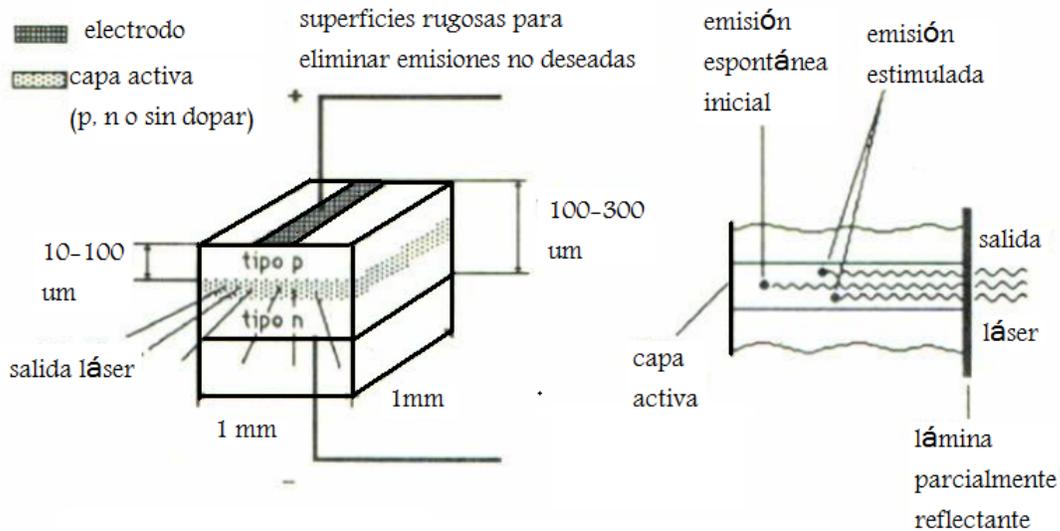


Figura 2.14: Esquema de un diodo-láser y su principio de emisión.[12]

Discutiremos acerca del láser construido con semiconductor (diodo-láser).

Es básicamente un semiconductor que contiene una unión $P - N$ en la cual ambos semiconductores (P y N) están altamente dopados, la emisión de fotones se debe a la recombinación de electrones con huecos. El principio de funcionamiento es la inversión de población a través de la excitación de electrones que pasan de la banda de valencia hacia la banda de conducción para después regresar a la banda de valencia para recombinarse y emitir un fotón, la longitud de onda (λ) depende de la energía de gap ($E_g = E_c - E_v$).

Hablemos de cómo está construido un diodo láser guiándose en la figura (2.14), existe una región activa ($5[\mu m]$) entre los semiconductores tipo P y tipo N en esta región se realiza la recombinación de pares electrón-hueco y la emisión de fotones, seguido de la aparición de luz hacia todos los lados, sin embargo se encapsula toda la estructura para que solo emita en la dirección frontal. Aun así los láseres tienen un haz divergente por lo que es necesario colocarle un colimador para tener un haz en una sola dirección.

En la figura (2.15) se presenta la curva de intensidad de corriente contra la intensidad luminosa, en donde se observa que hay dos regiones que están separadas por una corriente llamada de umbral I_{th} , la primera región es donde funciona como led porque la longitud de onda de los fotones tiene un ancho de banda grande y no es coherente, al ubicar a la corriente proporcionada por la fuente por arriba de la corriente I_{th} la longitud de onda de los fotones es única y el haz es de un solo color.

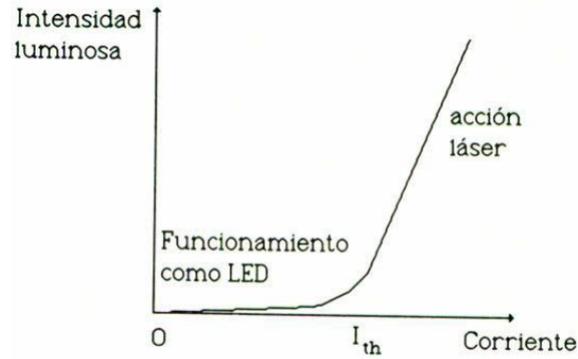


Figura 2.15: Grafica de corriente del diodo laser[12]

2.5 Control PID

Un sistema de control se define como: un conjunto de procesos que tienen como propósito común obtener una salida deseada dada una entrada[9], hay varios sistemas de control desde los más básicos hasta los más complejos. Los más utilizados son los controles del tipo PID (Proporcional Integral Derivativo) integrados por tres controles.

El control PID está conformado por un control proporcional, un control integral y un control derivativo, cada uno contiene ciertas características deseadas. El control proporcional da una respuesta rápida, el integral da un sobrepico atenuado, el derivativo hace la respuesta más tenue. Se describe por la ecuación (2.12).

$$C(t) = K_p \left(E(t) + \frac{1}{T_i} \int E(t) dt + T_d \frac{dE(t)}{dt} \right) \quad (2.12)$$

$C(t)$ = Señal de control

K_p = Ganancia proporcional

T_i = Constante de tiempo integral

T_d = Constante de tiempo derivativa

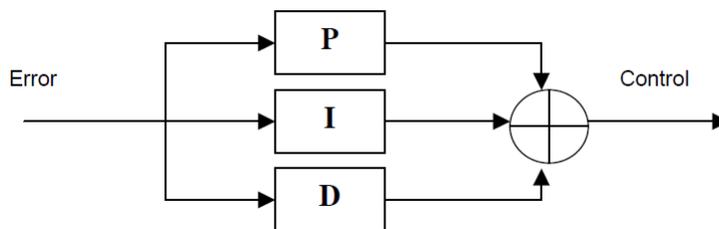


Figura 2.16: Diagrama a Bloques del PID en paralelo[9]

Una de las formas de integrar al control PID es en paralelo donde cada control se realiza por separado para después sumarse en una sola señal (ver figura 2.16).

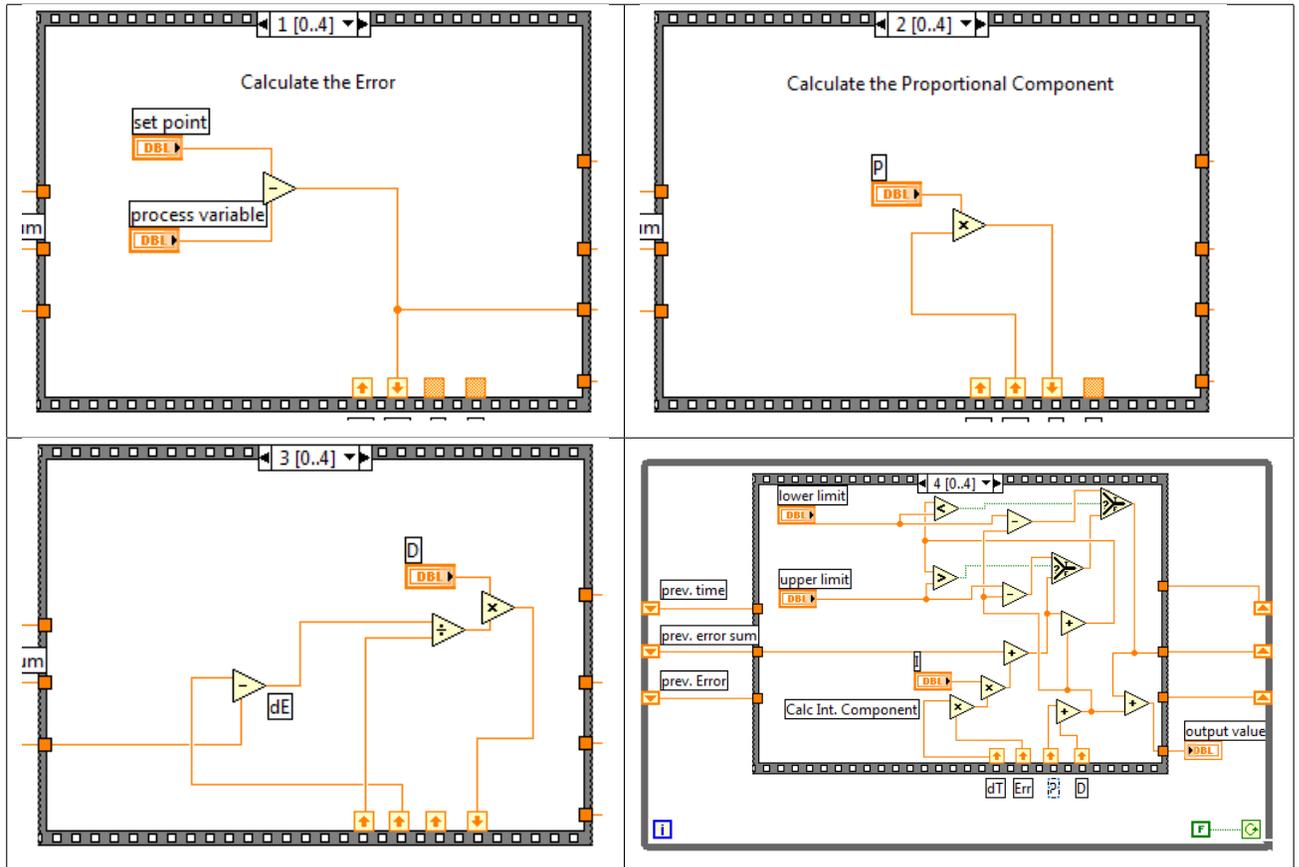


Tabla 2.2: Forma de calcular cada parte del control PID en LabView [14]

Analicemos el control PID en LabView, al igual que en el dominio del tiempo se necesita una señal de entrada y un valor al cual llegar (set point). Lo que cambia en este PID digital son las formas en que se realizan los controles. Primero se obtiene el error que existe en la señal a procesar y el setpoint. El primer elemento se obtiene multiplicando el error por la constante de proporcionalidad (control P), la parte derivativa se realiza con la diferencia de un error previo y el error actual dividido todo por la diferencia de tiempos de los mismos errores para multiplicarse por la constante derivativa (control D), la parte integral se realiza multiplicando el error por la diferencia de tiempos multiplicada también por la constante integral (control I), todo esto para sumarse y compararse con los límites que se indican en el control para determinar una salida.

Capítulo 3

Diseño

3.1 Diseño Mecánico

El sistema láser-fotodiodo se va montar en el microscopio de barrido simulado en la figura (3.1). Por lo tanto se tiene que diseñar una estructura que soporte dicho sistema, para realizar pruebas y montarlo en el microscopio real.

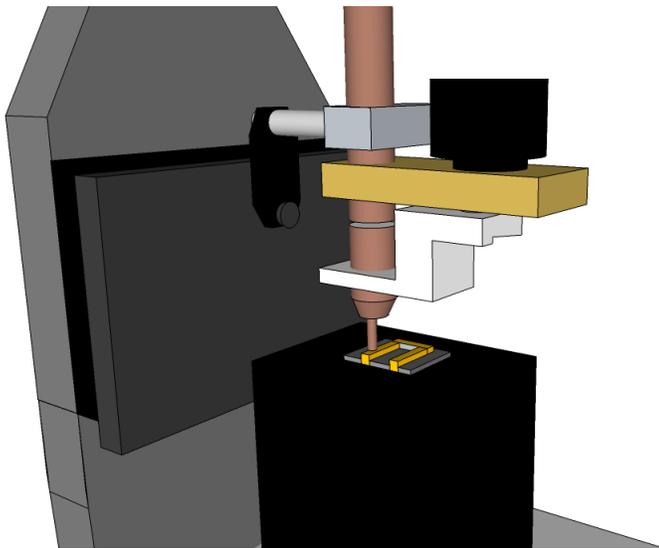


Figura 3.1: Estructura mecánica que tiene el microscopio.

Primero se ubicó al láser en un poste (figura 3.2) que está fijo.

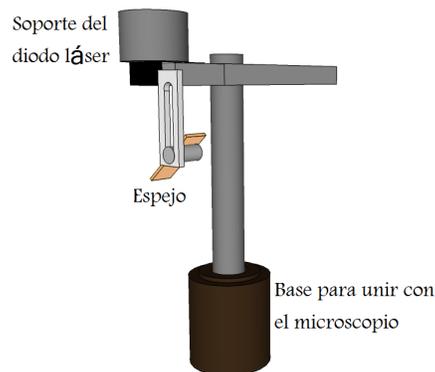


Figura 3.2: Poste de soporte para el láser.

Los fotodiodos se colocaron en la base junto con la punta (figura 3.3).

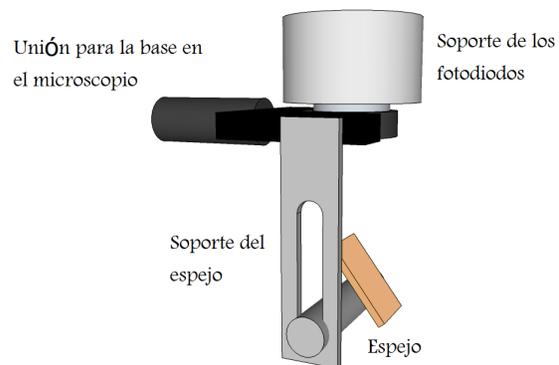


Figura 3.3: Soporte para fotodiodos.

Teniendo en cuenta este diseño, la lógica que tiene es la triangulación de haz para enviar y recibir además que se colocaron dos espejos para llevar el haz lo más cerca posible de la punta así no hay mucha discrepancia de distancia que hay entre la muestra y la punta.

3.1.1 Estructura mecánica

Estas son las dos estructuras hechas en el taller mecánico (figura 3.4 y 3.5), el material utilizado es principalmente aluminio, se hicieron postes que soportan al láser para poder moverlo con varios grados de libertad, así como la inclusión de espejos cubiertos por cobre para que se tenga un mayor índice de refracción que ayude al haz a no perder toda la potencia que lleva, además de no dispersar el haz.



Figura 3.4: Estructura con fotodiodo y espejo de cobre.



Figura 3.5: Estructura con láser y espejo de cobre.

Se incluye una imagen (figura 3.6) que muestra la colocación del sistema láser-fotodiodo en el microscopio de barrido. La estructura del láser no es muy estable debido que solo tiene un punto de apoyo y con el más mínimo movimiento se puede introducir ruido mecánico a la lectura de la posición de haz.



Figura 3.6: Estructura mecánica con láser y fotodiodo integrado a microscopio.

3.2 Circuito para alimentar al diodo láser

EL diodo láser que se usa en este trabajo con número de serie es el L785P090 y cuenta con las siguientes características:

Valores nominales de operación	
Voltaje de operación	2[V]
Corriente de operación	100[mA]
Potencia de salida	100[mW]

El diodo láser necesita de una fuente de corriente constante para que la potencia del haz sea constante.

Para el control de corriente se utilizó un circuito en el cuál se controla de forma muy precisa.

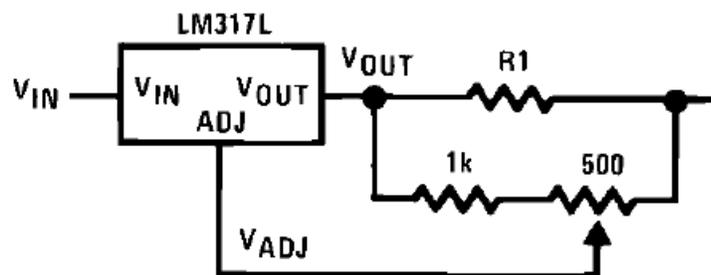


Figura 3.7: Fuente de corriente de precisión.

La ecuación de este circuito es:

$$I_{OUT} = \frac{1.5}{R1} + 1mA$$

Como necesitamos una corriente de 100[mA], el valor de R1 es:

$$R1 = \frac{1.5[V]}{0.099[A]} = 15[\Omega]$$

Con el láser se debe tener cuidado a la hora de diseñar el circuito debido a la respuesta transitoria que presenta, porque se puede dañar el dispositivo si alcanza un sobrepaso de voltaje que está por arriba de los $2.5[V]$, el circuito únicamente con el LM317T tiene un sobrepaso muy grande (ver figura 3.8).

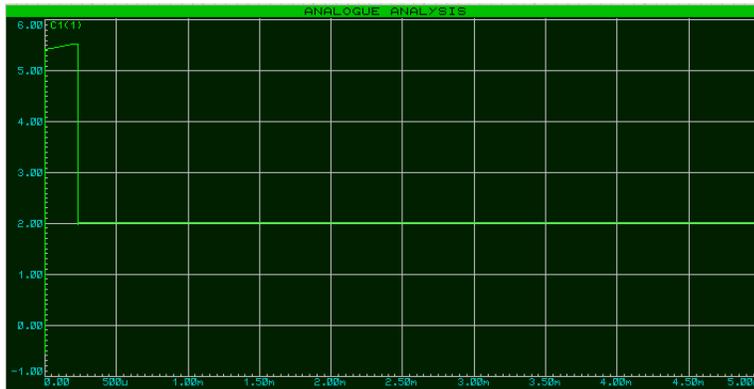


Figura 3.8: Simulación de respuesta a escalón sin LM7809.

Es necesario incluir otro dispositivo para bajar el sobrepaso, se incluyó otro regulador de voltaje el LM7809 que tiene una salida de voltaje de $9[V]$ al observar la figura (3.9) se observa que el sobrepaso de tensión llega a $2.1[V]$ y así no se daña al láser.



Figura 3.9: Simulación de respuesta a escalón con LM7809.

Implementando el circuito controlador de corriente (ver figura 3.10) se asegura la potencia constante del láser.

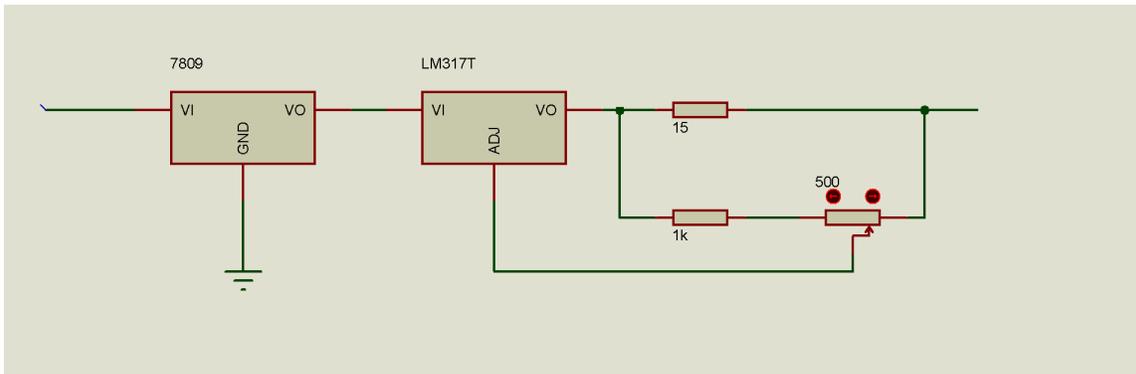
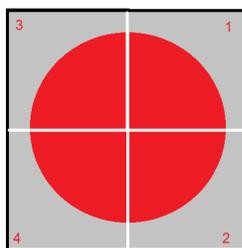


Figura 3.10: Circuito que controla la corriente en el láser

3.3 Diseño óptico

El sistema láser-fotodiodo montado en el microscopio (ver figura 3.6) funciona mediante un haz de luz enviado desde el diodo láser, que pasa por un espejo para reflejar al haz hacia la muestra, la muestra que es un material reflectivo vuelve a reflejar al haz hacia otro espejo que lo desvía al fotodiodo. Este sistema es de triangulación de haz que se utiliza para tener una distancia de referencia.

La longitud de onda propia del láser está cerca del rojo (aproximadamente 785[nm]) y una potencia aproximada de 10[mW], por lo que el fotodiodo puede llegar a tener una corriente inducida que se calcula a través de la curva de responsividad mostrada en la figura (2.11), esta corriente se hace pasar por una resistencia para tomar lecturas de voltaje dada la facilidad de medirse.



Arreglo de los fotodiodos en forma de cuadrantes

Figura 3.11: Haz centrado en los fotodiodos, la diferencia de potencial en el sistema es cero.

Como el dispositivo que se utiliza (QP5.8-6-TO5-3363) esta conformado por cuatro fotodiodos (ver figura 3.11) en forma de cuadrantes (ver anexos), se toman los cuatro voltajes inducidos para hacer la resta en pares ($V1 - V2$) y ($V3 - V4$).

Mediante la diferencia de los voltajes se observa la distancia que existe entre la muestra y la punta dado que los fotodiodos están sujetos a la estructura que soporta a la punta (ver figura 3.6), conocido esto, se comienza por centrar el haz para tener una diferencia de potencial de cero que se traduce como la referencia de distancia cero (ver figura 3.12).

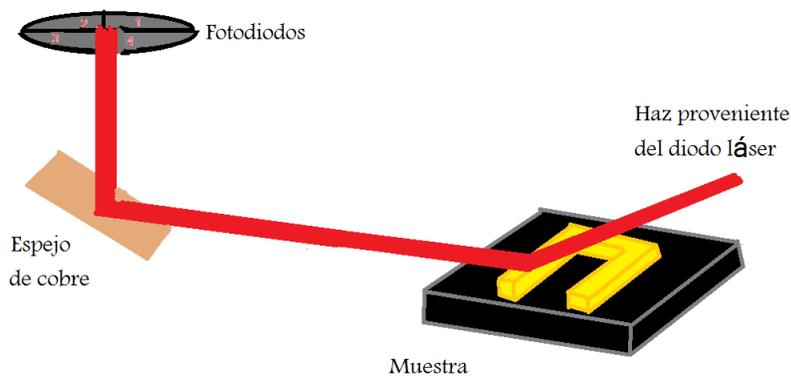


Figura 3.12: Diagrama de los fotodiodos captando el haz láser centrado.

Al desplazar la punta y fotodiodos en el eje z (ver figura 3.13) hay una diferencia de potencial diferente de cero, esta es la señal que se toma para amplificarse.

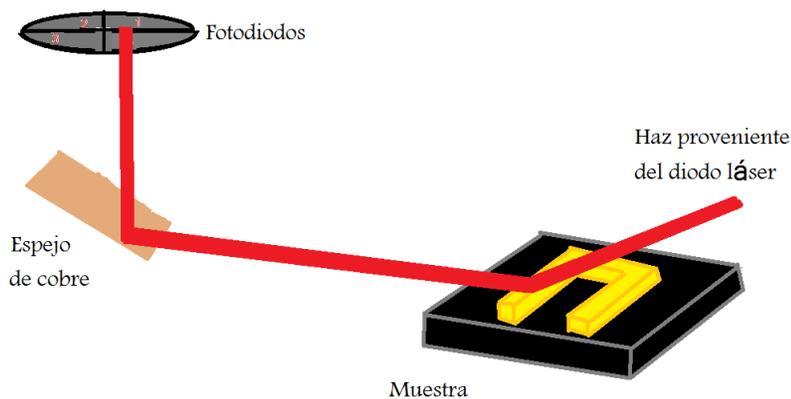


Figura 3.13: Diagrama de los fotodiodos desplazados en el eje z, captando el haz láser.

3.4 Circuito para el fotodiodo

En esta tesis el fotodiodo que utiliza es el QP5.8-6-TO5 que tiene cuatro fotodiodos en forma de cuadrantes cuyas principales características son (ver tabla 3.1):

Símbolo	Característica	Condiciones	Mínimo	Típico	Máximo	Unidades
V_R	Voltaje inverso de operación	—	—	—	50	V
$I_{(PEAK)}$	Pico de corriente directa inversa	—	—	—	10	mA
I_D	Corriente oscura	$V_R = 10\text{ V}$	—	0.4	—	nA
C	Capacitancia	$V_R = 10\text{ V}$	—	—	5.5	pF
V_{BR}	Voltaje de ruptura	$I_R = 10\ \mu\text{A}$	—	15	—	V
tr	tiempo de respuesta	$V_R = 10\text{ V}$ $\lambda = 850\text{ nm}$ $R_L = 50\ \Omega$	—	20	—	ns

Tabla 3.1: Tabla de características a 22°C.

Para polarizar a los fotodiodos usaremos una fuente de 12[V] incluyendo un filtro pasobajas tipo RC[8] con frecuencia de corte de 3[kHz] para quitar ruido de altas frecuencias presentes en el ambiente (ver figura 3.14).

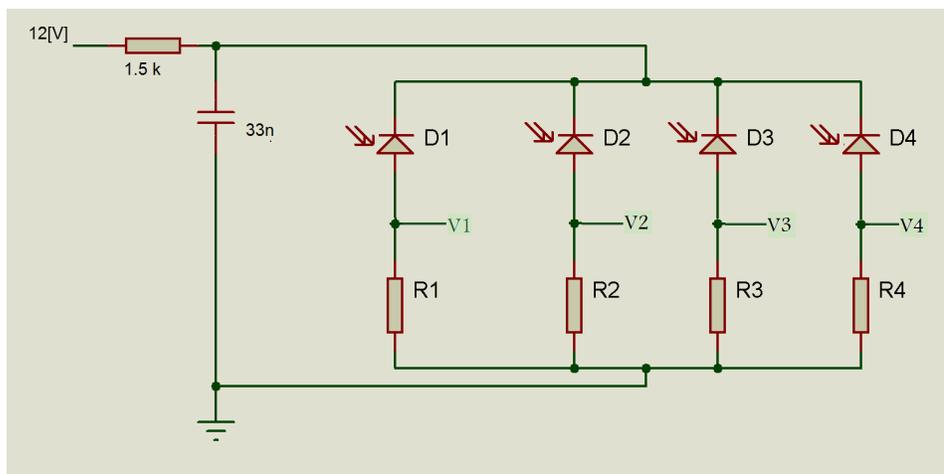


Figura 3.14: Circuito para el fotodiodo

Para tener la frecuencia de corte del filtro, obtenemos su función de transferencia.

$$\frac{V_{in}}{V_s} = \frac{1}{S + \frac{1}{RC}} \quad (3.1)$$

De (3.1) tomamos a

$$f_0 = \frac{1}{2 * \pi RC}$$

El valor de la frecuencia de corte está alrededor de $3[KHz]$, como dicha frecuencia depende de dos componentes, R y C (resistencia y capacitancia), elegiremos a la resistencia para encontrar algún valor de capacitancia, usaremos una resistencia de $1.5 [k\Omega]$

$$C = \frac{1}{(2\pi)(1500)(3000)} = 35[nF] \quad (3.2)$$

si tomamos el valor del capacitor más cercano $C = 33[nF]$, la frecuencia de corte será

$$f_0 = 3.2[kHz]$$

3.4.1 Medición de corrientes en el fotodiodo

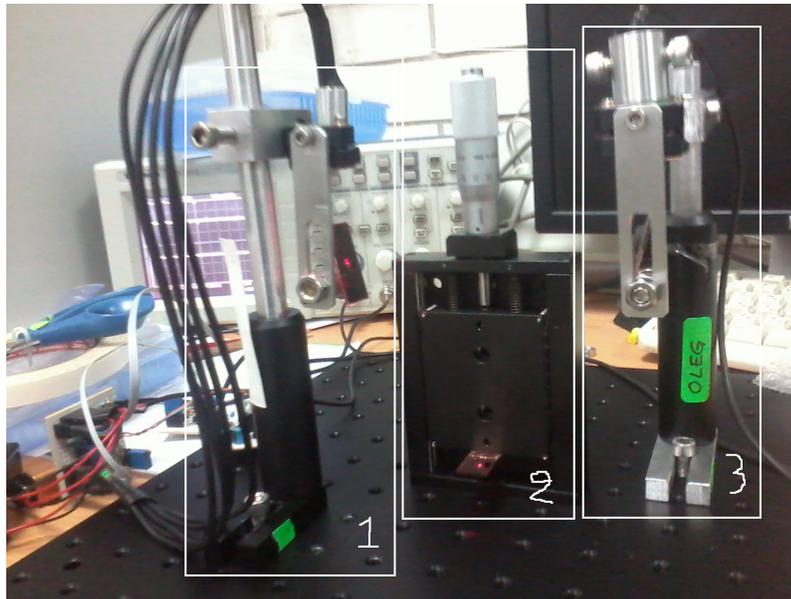


Figura 3.15: Medición con espejo movable, (1) Soporte de los fotodiodos, (2) Espejo movable por medio de una platina, (3) Soporte del diodo láser.

Las pruebas realizadas en el fotodiodo se hicieron con el láser L785P090 utilizando poca de su potencia (alrededor de $10[mW]$) por que se utilizó una fuente de $12[V]$. Las lecturas de los voltajes en los fotodiodos se realizaron tomando a cada uno por separado para tener el mayor voltaje permitido, utilizando la estructura de la figura (3.15) se tomaron las mediciones mostradas en la tabla (3.2)

Fotodiodo	Valor del Resistor	Voltaje
1	1 [k Ω]	5[V]
1	470 [Ω]	2.4 [V]
1	100 [Ω]	490[mV]
2	1 [k Ω]	4.9[V]
2	470 [Ω]	2.2 [V]
2	100 [Ω]	460[mV]
3	1 [k Ω]	5.1[V]
3	470 [Ω]	2.4 [V]
3	100 [Ω]	490[mV]
4	1 [k Ω]	4.8[V]
4	470 [Ω]	2.6 [V]
4	100 [Ω]	500[mV]

Tabla 3.2: Mediciones tomadas con un haz incidente de 10[mW] y resistores de tolerancia $\pm 5\%$.

Con los valores de la tabla es muy notable que la corriente inducida llega a un valor que ronda por los 5[mA]. Algunos valores discrepantes son debidos a que se utilizaron resistores con una tolerancia de $\pm 5\%$ por lo que fue necesario cambiarlas por resistores con tolerancia de $\pm 0.1\%$ con este cambio se tomaron las medidas (Ver tabla 3.3)

Fotodiodo	Valor del Resistor	Voltaje
1	1 [k Ω]	5[V]
1	470 [Ω]	2.3 [V]
1	100 [Ω]	500[mV]
2	1 [k Ω]	5[V]
2	470 [Ω]	2.4 [V]
2	100 [Ω]	500[mV]
3	1 [k Ω]	5[V]
3	470 [Ω]	2.4 [V]
3	100 [Ω]	490[mV]
4	1 [k Ω]	4.9[V]
4	470 [Ω]	2.4 [V]
4	100 [Ω]	500[mV]

Tabla 3.3: Mediciones tomadas con un haz incidente de 10[mW] y resistores de tolerancia $\pm 0.1\%$

El diseño se hará con valor de resistores de 1[k Ω] para tener una señal deseable.

3.5 Diseño de amplificadores de instrumentación

Para el diseño de los amplificadores se utilizó un dispositivo que contiene 4 amplificadores operacionales con entrada Jfet en un solo chip, sus características son:

1. Impedancia de Entrada = $10^{12}[\Omega]$
2. Impedancia de Salida = $80[\Omega]$
3. Voltaje de offset = entre $9[mV]$
4. Corriente de bias = entre $20[nA]$
5. Corriente de offset = entre $10[nA]$
6. RRMC = $86[dB]$
7. Voltaje de ruido = $4[\mu V]$

El diseño parte de amplificar las señales tomadas de los fotodiodos que caen en el nivel de los milivolts, por lo cual necesitamos una ganancia variable que esté dentro del rango 10 a 1000. El amplificador utilizado es el amplificador de instrumentación, debido a las características que presenta.

De la ecuación (2.11):

$$V_s = \left(\frac{2R}{Rv} + 1 \right) (V1 - V2)$$

Primero tomaremos el caso:

$$\left(\frac{2R}{Rv} + 1 \right) = 10$$

por lo tanto:

$$Rv = \frac{2R}{9}$$

asignamos un valor a R de $47[k\Omega]$, entonces tendremos el valor de

$$Rv = 10.4[K\Omega]$$

Ahora calcularemos el valor de Rv para

$$\left(\frac{2R}{Rv} + 1 \right) = 1000$$

$$Rv = \frac{2(47000)}{999}$$

$$Rv = 94[\Omega]$$

Este valor tiene que ser el mínimo que debe tomar Rv para que no tenga problemas el amplificador, sin embargo, los resistores variables llegan a un valor de

resistencia cero por lo que es necesario, incluir una nueva resistencia en serie que no cambie su valor.

Además se deben compensar los desajustes del amplificador, lo más importante es el voltaje de offset para que no interfiera en las mediciones, esto se realiza con un divisor de voltaje para llegar a tener milivolts o menor voltaje, para no incluir otras fuentes se toman los voltajes de polarización para dicha compensación y se agrega otro resistor variable de valor cercano a los megaohms quedando de la siguiente manera el circuito (completo ver figura 3.16)

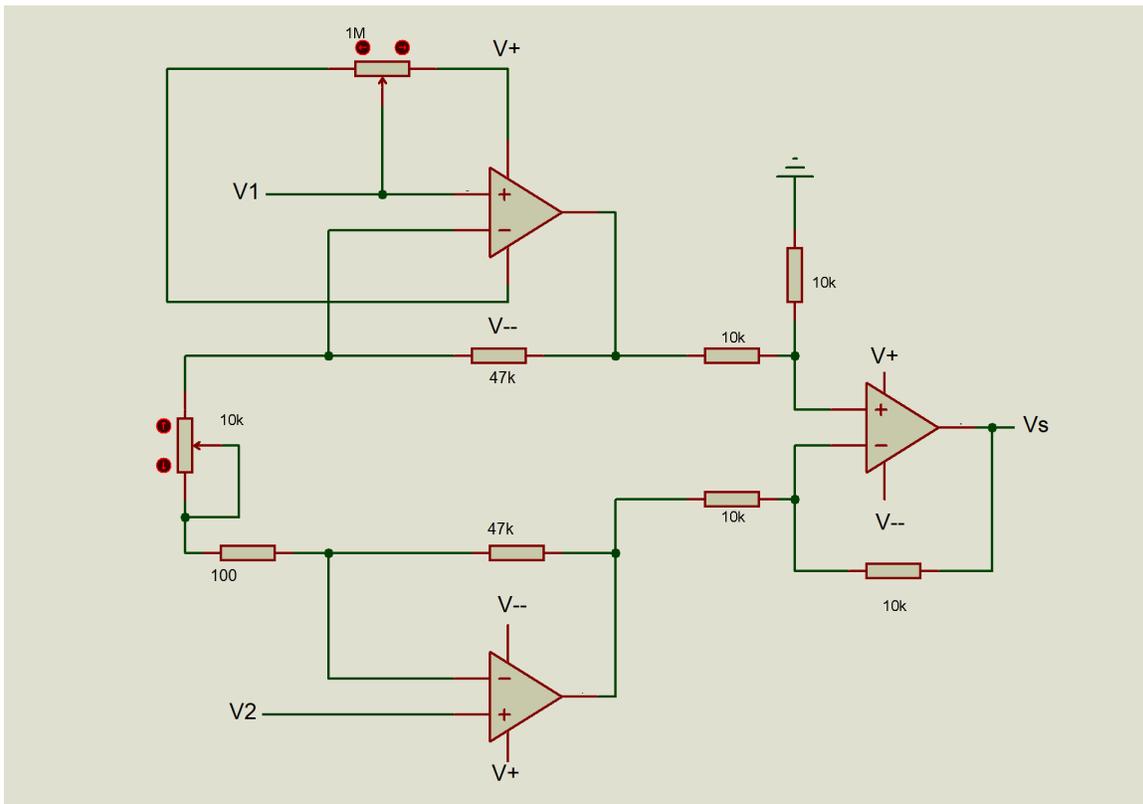


Figura 3.16: Circuito completo

El valor de las resistencias cambia por valores comerciales por lo que se recalcula el valor de la ganancia.

$$\left(\frac{2(47000)}{10000 + 100} + 1 \right) = 9.3$$

$$\left(\frac{2(47000)}{100} + 1 \right) = 940$$

Capítulo 4

Pruebas de Diseño

4.1 Medición de voltaje los amplificadores

El primer circuito de los amplificadores (figura 4.1) se realizó colocando todos los componentes en una sola tableta perforada.

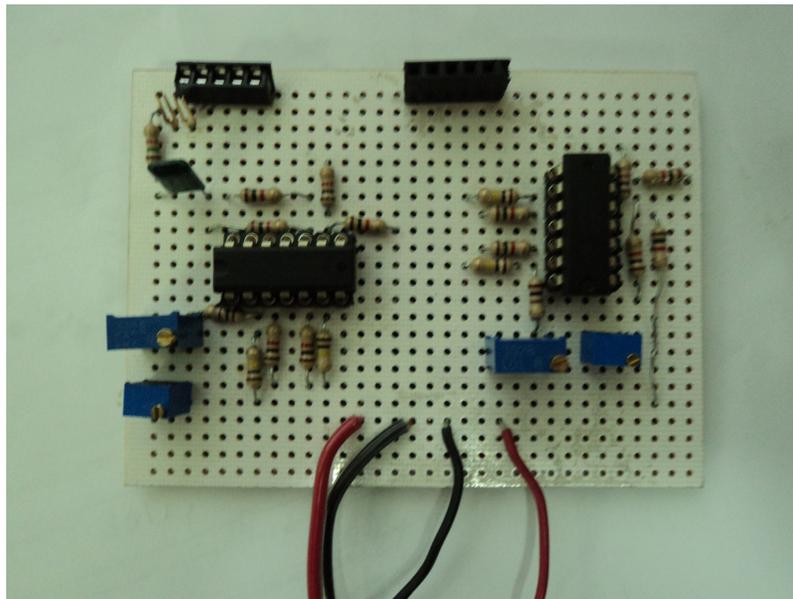


Figura 4.1: Primer diseño de amplificadores

Las características de cada amplificador de instrumentación son:

	Impedancia de entrada	Impedancia de Salida	Ganancia de lazo cerrado
Amplificador 1	10^{12} [Ohms]	50 [Ohms]	40
Amplificador 2	10^{12} [Ohms]	50 [Ohms]	40

Sin embargo el nivel de ruido inducido de corriente alterna que contenía era muy alta, alrededor de $300[mA]$ (figura 4.2).

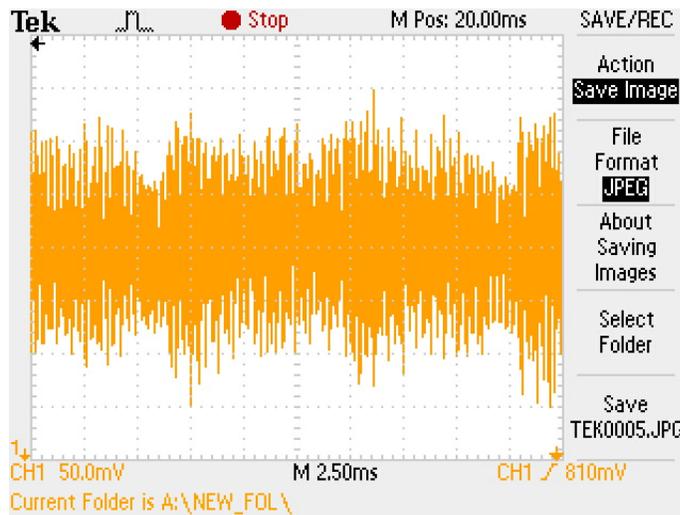


Figura 4.2: Señal de ruido presente en el primer diseño del circuito de amplificadores

Hay dos frecuencias que están interfiriendo, una de amplitud grande y otra que la modula (figura 4.3).

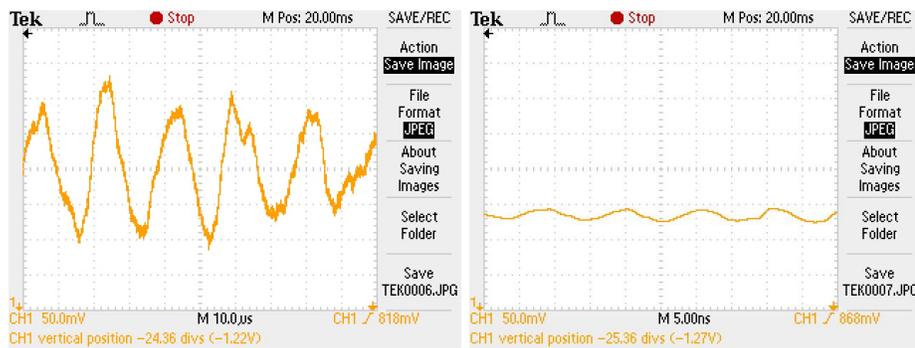


Figura 4.3: Frecuencia aproximada de $500[KHz]$ y frecuencia aproximada de $1[GHz]$.

Por lo tanto se implementó un nuevo circuito (ver figura 4.4) que reduce las frecuencias además de agregarle un nuevo filtro en la salida, colocando los dos amplificadores por separados y reduciendo el número de cables utilizados para la interconexión de elementos.

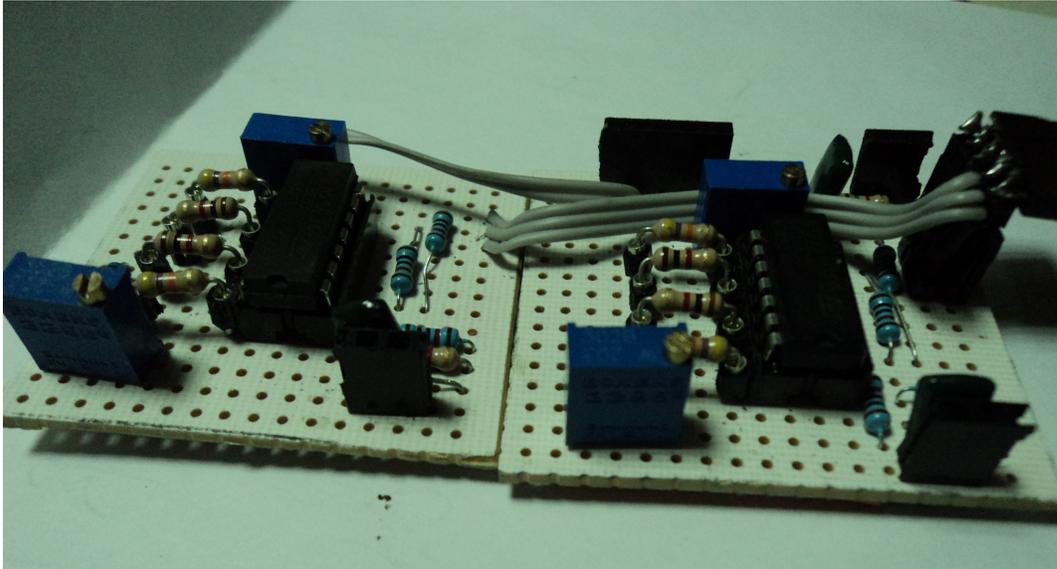


Figura 4.4: Segundo diseño de amplificadores

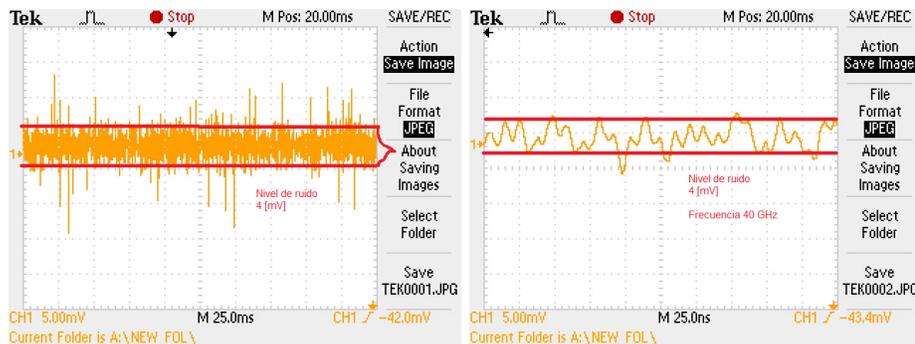


Figura 4.5: Señal de ruido presente en el segundo diseño del circuito de amplificadores y frecuencia aproximada de 40[GHz].

Aunque se presenta una señal inducida de ruido (ver figura 4.5) se observa que esta en el nivel de los [GHz] se puede decir que esto es captado por el instrumento de medición (osciloscopio) o por los cables utilizados para la medición, sin embargo dicha señal no influye mucho porque se hace un tratamiento de la señal por medios digitales (promedio de puntos).

Con el circuito (figura 4.4) se tomaron diversas lecturas.

Posición del haz	Voltaje 1	Voltaje 2	Nivel de ruido en AC
Centrado	0[mV]	20[mV]	4[mV _{AC}]
Primer cuadrante	4.3[V]	12[mV]	5[mV _{AC}]
Segundo cuadrante	-4.8[V]	-30 [mV]	4 [mV _{AC}]
Tercer cuadrante	4.7[V]	40 [mV]	4 [mV _{AC}]
Cuarto cuadrante	-4.6[V]	-15 [mV]	5[mV _{AC}]
Primer cuadrante y segundo cuadrante	4[mV]	0[mV]	4[mV _{AC}]
tercer cuadrante y cuarto cuadrante	0[mV]	10[mV]	6[mV _{AC}]
Primer cuadrante y tercer cuadrante	4.7[V]	4.9[V]	5[mV _{AC}]
segundo cuadrante y cuarto cuadrante	- 4.8[V]	- 4.6[V]	4[mV _{AC}]

Tabla 4.1: Medición de voltajes por cuadrantes para determinar los niveles de voltaje que se presentan en las salidas de los amplificadores.

En la tabla (4.1) los voltajes presentes rondan un valor mínimo de 0[V] y uno máximo de 4.7[V] por lo cual la diferencia de voltajes entre los fotodiodos rondarán en los milivolts, es claro que el diseño hecho para el acondicionamiento de la señal obtenida es bueno ya que permite ver movimientos del haz muy pequeños(al tocar el láser y mover el haz) además de tener ya solo 4[mV] de ruido.

4.2 Diseño del Control en LabView

Teniendo como punto de partida las dos diferencias de voltaje (V1-V2 y V3-V4), iniciaremos el control digitalizando estas diferencias de voltaje, mediante la tarjeta de adquisición de datos (DAQmx 6501)

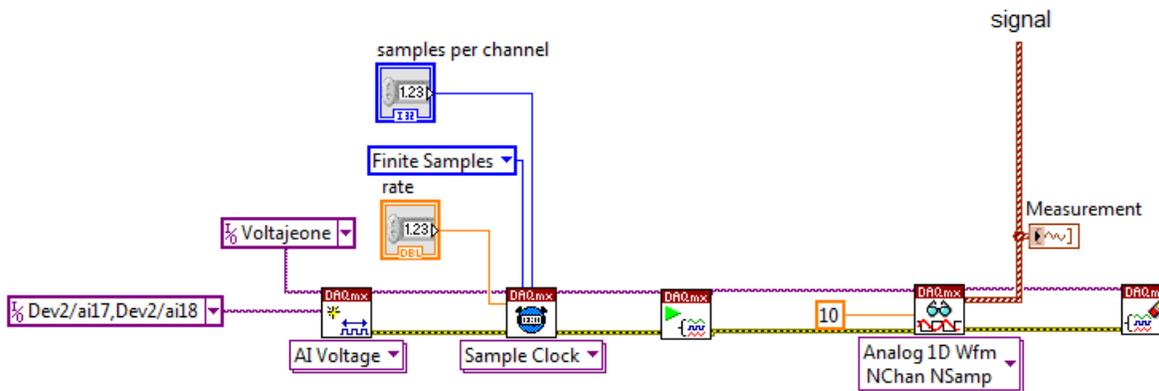


Figura 4.6: Digitalización de voltajes

De la figura (4.6) se compone de una canal virtual que tiene los siguientes componentes:

- Dos canales virtuales que tienen la característica de tomar los datos y guardarlos en la memoria RAM del CPU.
 1. (samples per channel) Muestras por canal virtual.
 2. (rate) frecuencia de muestreo.
- DAQmx play; inicia la lectura de las muestras
- DAQmx Read; lee los datos y los guarda en un vector.
- DAQmx stop; detiene la lectura de datos en el último que se le asignó.

Con estos canales tomaremos 10000 muestras cada 10[ms] y que representará muy bien a los voltajes diferenciales.

En esta parte se observa que las muestras llevan incluido voltaje de ruido inducido de AC (ver figura 4.7) que se habían visto en las pruebas de los amplificadores, ahora se puede reducir este ruido mediante el promedio de las muestras, así se tendrá solo el voltaje en DC y un pequeño nivel de ruido que estará en el nivel de los $[\mu V]$.

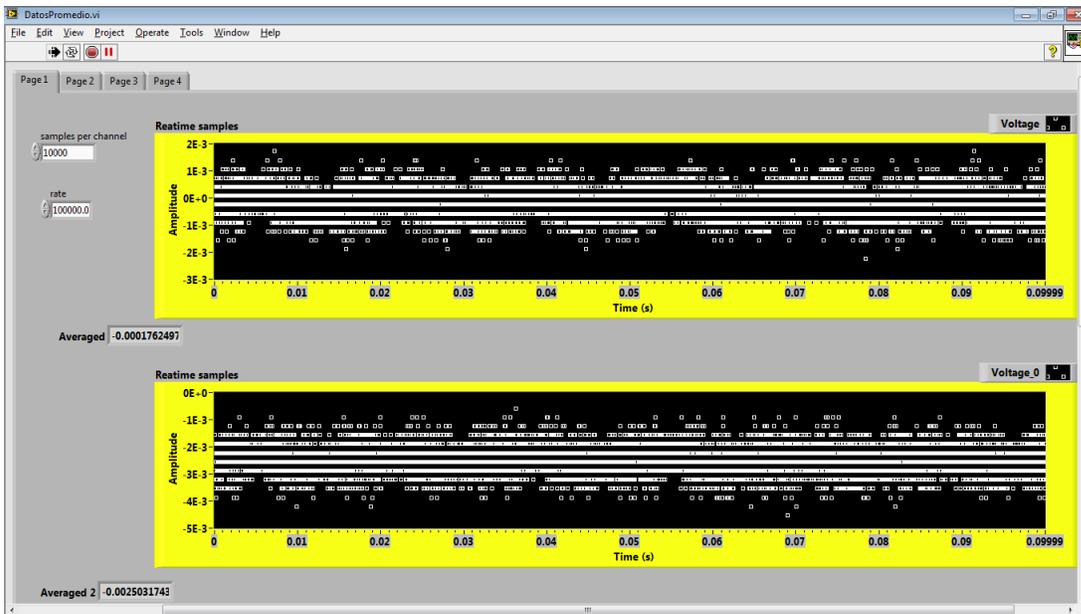


Figura 4.7: Toma de 10000 muestras de las diferencias de potencial (1 y 2).

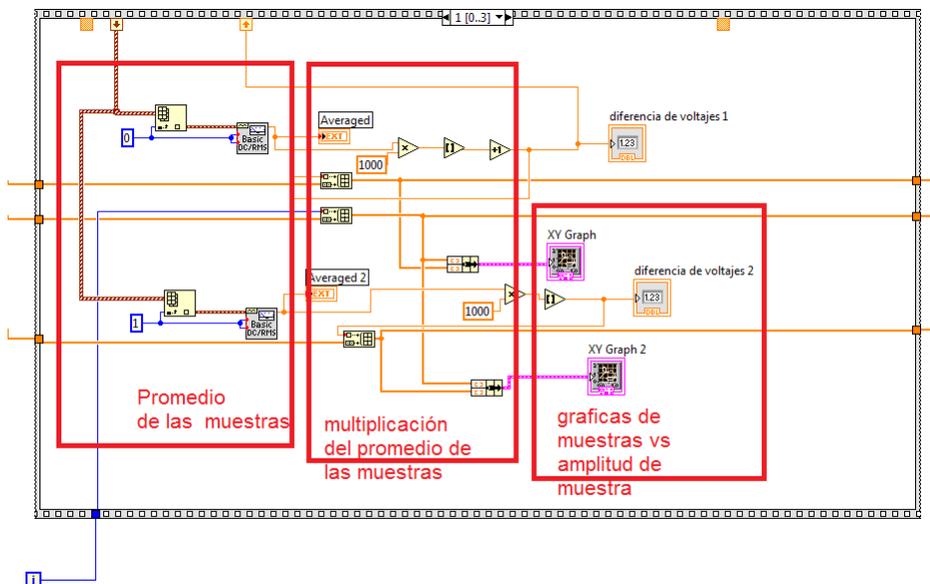


Figura 4.8: Promedio de voltaje, multiplicación de muestras y gráfica de amplitud.

En la figura (4.8) se observa cómo se promedian las muestras que adquiere la DAQmx y devuelve un valor que se multiplica para tener un valor redondeado que

se maneja mucho mejor. Se dibuja la amplitud de la muestra contra el número de muestras con cada adquisición.

Con la nueva señal se genera el control, se apoyó con un control ya utilizado en el microscopio (Figura 4.9) el cual tiene las propiedades de generar una señal digital para mandar a otra DAQ cuantos micropasos avanzará el motor.

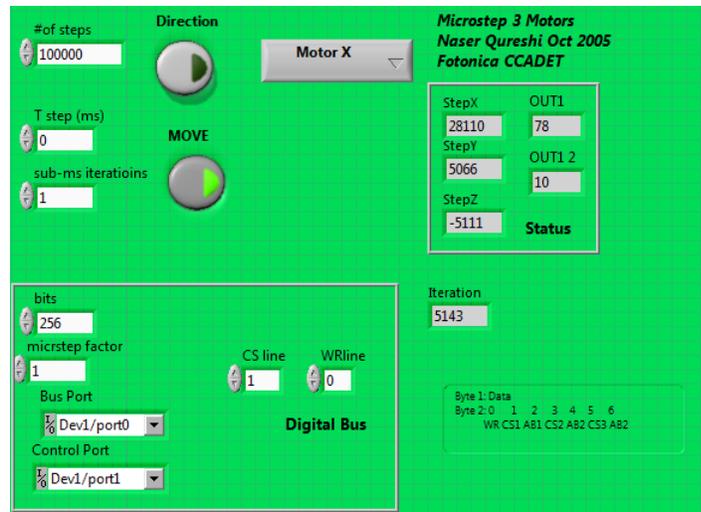


Figura 4.9: Programa micropasos.

Se incluye un control de PID que asignará cuantos micropasos avanzará al motor.

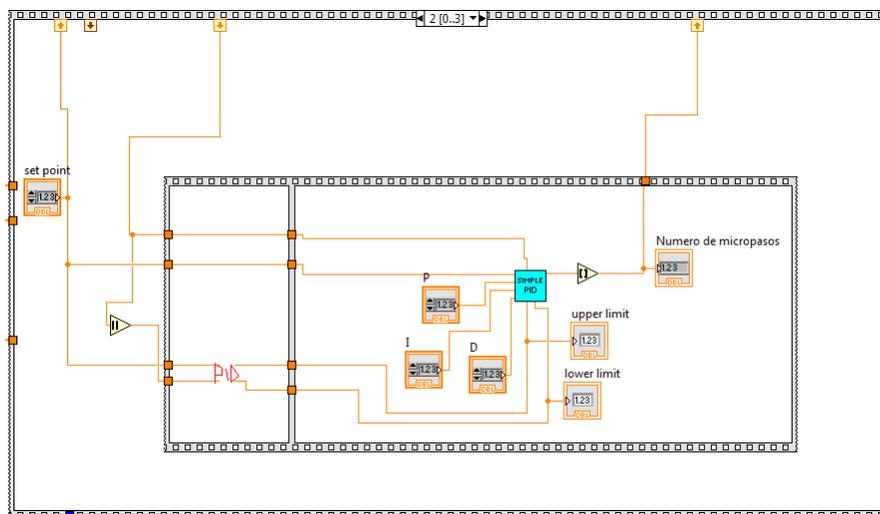


Figura 4.10: Control PID para micropasos.

Así obtendremos un control en conjunto que de acuerdo con la señal de voltaje indicará cuantos micropasos se debe enviar al motor.

EL control de la figura (4.11), toma las muestras desde la DAQmx, las promedia, realiza un proceso en donde se indica a que nivel se quiere llegar de voltaje, da una salida para el programa de micropasos y este manda la señal a la DAQmx que dice cuantos micropasos avanza el motor y en que dirección, para tener una distancia constante entre la muestra y la punta.

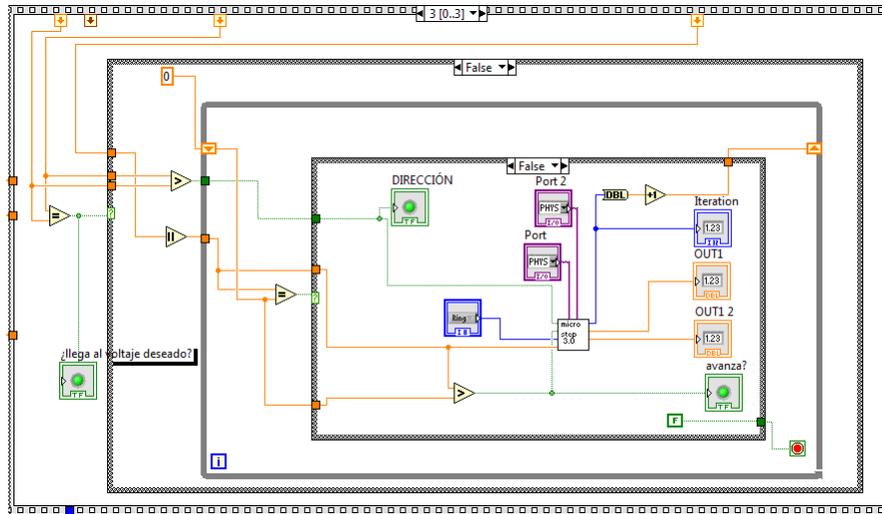


Figura 4.11: Control para micropasos.

4.3 Pruebas del control

Inciaremos con las pruebas teniendo en cuenta que se realizaron con una muestra de silicio y oro. Aquí solo se tomó en cuenta un canal.

4.3.1 Resolución del control

Las pruebas realizadas para obtener la resolución que puede tener el circuito se hicieron con micropasos controlados externamente con el programa de la figura (4.9) en el cual 2 micropasos representan una micra de avance.

Con las dos figuras (4.12) y (4.13) se observa que el control no tiene problemas al regresar a un valor ya sea positivo o negativo de voltaje, al tener linealidad y simetría darán los mismos pasos hacia arriba que hacia abajo.

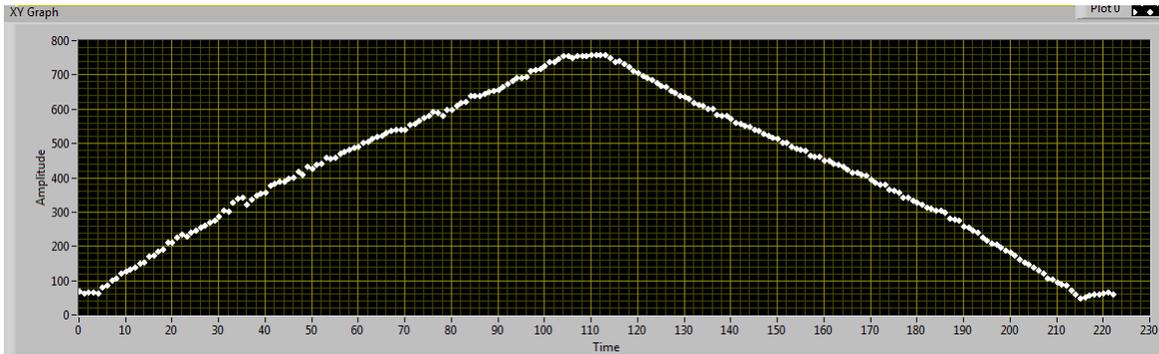


Figura 4.12: Pruebas de linealidad.

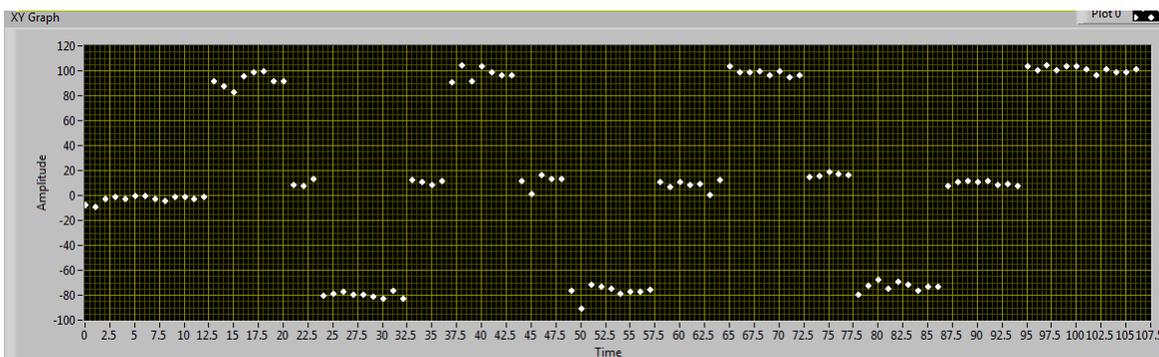


Figura 4.13: Pruebas de simetría.

Se va a determinar la resolución que tiene el control realizando lecturas de varios rangos de avance.

La figura (4.14) muestra el avance de 100 micropasos equivalentes a 50 micras, donde los valores cambian de 38[mV] a -480[mV] para regresar de nuevo a 40[mV] y después seguir a 550[mV], que al realizar la siguiente operación (ecuación 4.1) tendremos una resolución de la medición.

$$\frac{(38 + 480)[mV]}{(50\text{micras})} \simeq 10.3 \left(\frac{mV}{\text{micra}} \right) \quad (4.1)$$

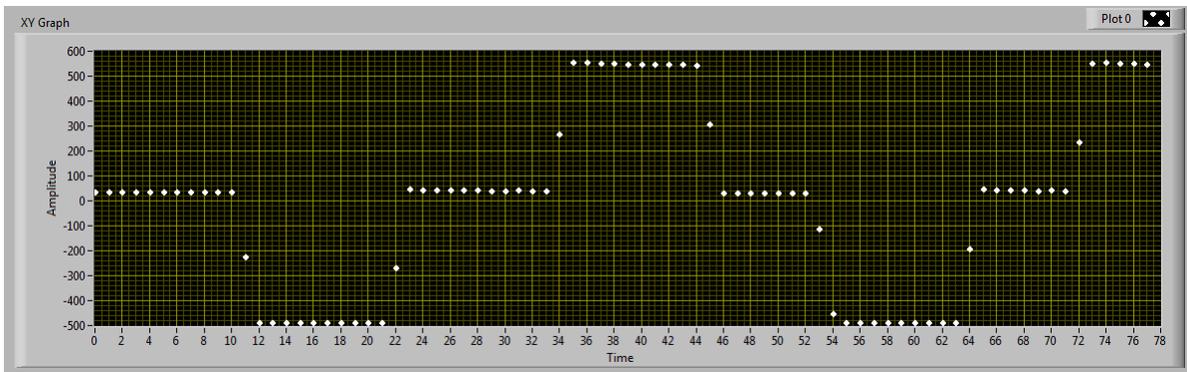


Figura 4.14: 50 micras, 10.3 [mV] por micrometro.

La figura (4.15) muestra el avance de 10 micropasos equivalentes a 5 micras, donde los valores cambian de 88[mV] a 40[mV] para regresar a 90[mV] y después seguir a 145[mV], que al realizar la siguiente operación (ecuación 4.2) tendremos una resolución de la medición.

$$\frac{(88 - 40)[mV]}{(5\text{micras})} \simeq 9.6 \left(\frac{mV}{\text{micra}} \right) \quad (4.2)$$

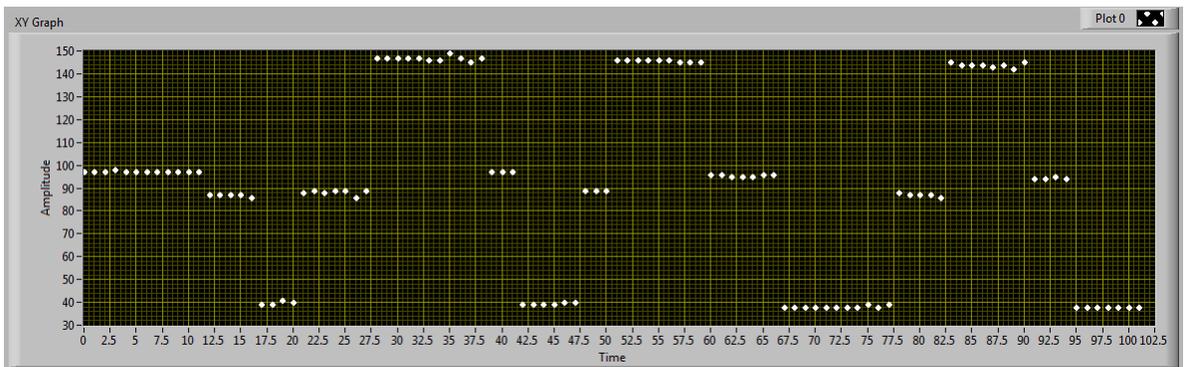


Figura 4.15: 5 micras, 10[mV] por micrometro.

La figura (4.16) muestra el avance de 2 micropasos equivalentes a 1 micra, donde los valores cambian de -5[mV] a -15[mV] para pasar a -25[mV] y después seguir a -37[mV], que al realizar la siguiente operación (ecuación 4.3) tendremos una resolución de la medición.

$$\frac{(-5 + 15)[mV]}{(1\text{micra})} \simeq 10 \left(\frac{mV}{\text{micra}} \right) \quad (4.3)$$

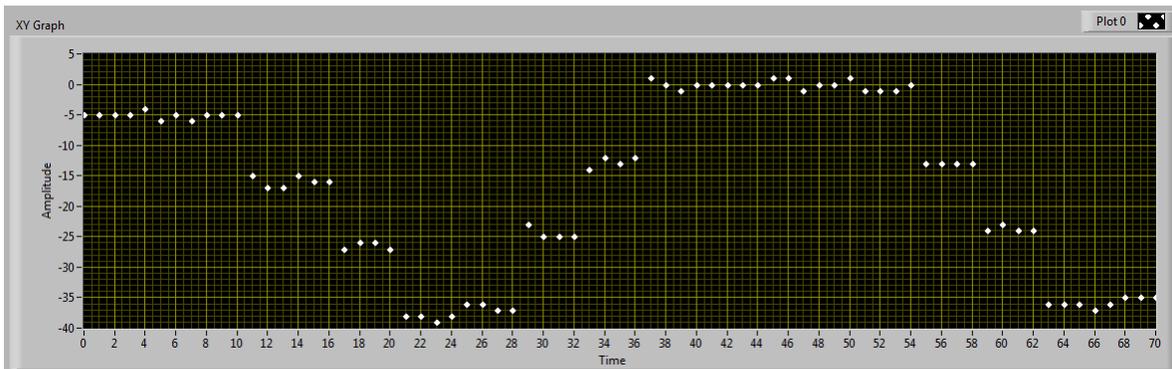


Figura 4.16: 2 micras, 10[mV] por micrometro.

La figura (4.17) muestra el avance de 1 micropaso equivalentes a 0.5 micras, donde los valores cambian de -6[mV] a 0[mV] subir a 5[mV] y después seguir a 11[mV], que al realizar la siguiente operación(ecuación 4.4) tendremos una resolución de la medición.

$$\frac{(5 - 0)[mV]}{(0.5\text{micras})} \simeq 10 \left(\frac{mV}{\text{micra}} \right) \quad (4.4)$$

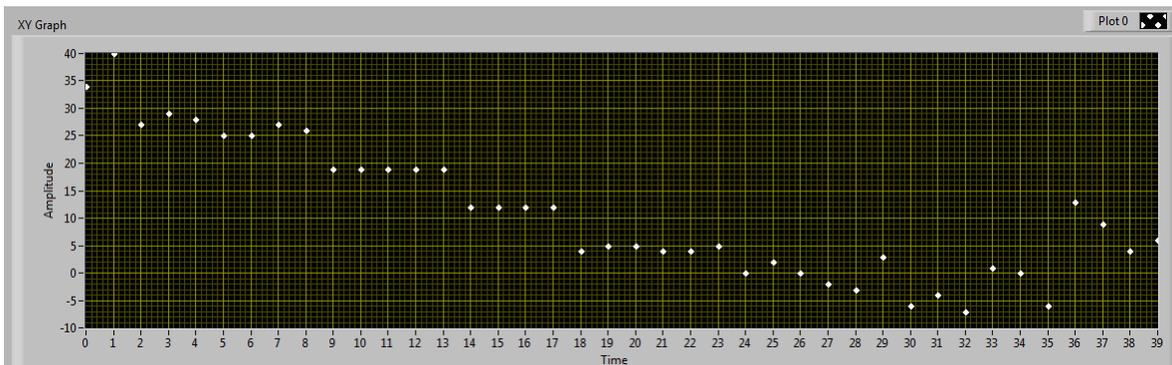


Figura 4.17: 1 micropaso, 10[mV] por micrometro.

Tomando como referencia todas las mediciones podemos decir que la resolución del control es de $10 \left(\frac{mV}{\text{micra}} \right)$ que es muy buena porque el nivel de ruido tiene nivel de 1[mV] por redondeo. Además si queremos tener una distancia entre la muestra y la punta dentro del rango de 10 micras es posible ver y controlar.

4.4 Resultados

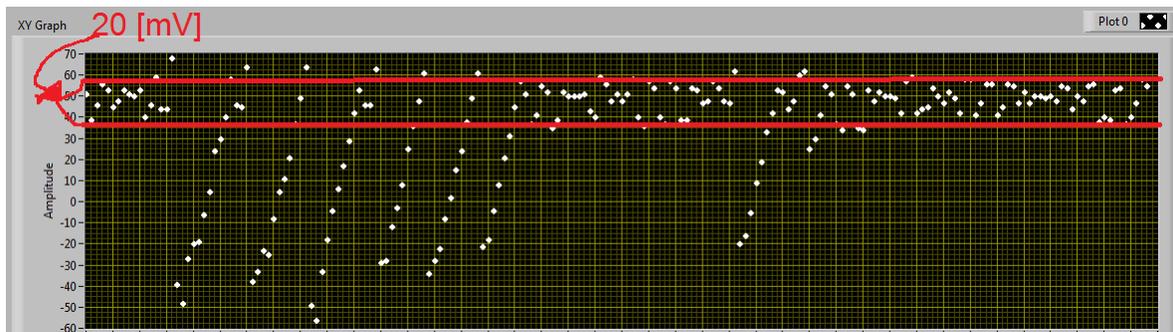


Figura 4.18: Control funcionando dándole una referencia.

En esta imagen (figura 4.18) se observa como se implementa el control para llegar a un valor deseado que se le asigna mediante el Setpoint del PID a partir de la resolución y de la referencia al centrar, al tomar la lectura de voltaje, hay momentos en que la respuesta esta tratando de llegar al valor esperado, esto debido a la respuesta propia del control, no le toma demasiado tiempo, alrededor de 2 minutos, pero este nivel no es muy estable debido a que un micropaso tiene el nivel de 5[mV] pero con este micropaso estamos al límite de los motores con lo cual puede o no avanzar.

Se observa claramente una oscilación alrededor del punto de referencia que deseamos, lo que quiere decir que aún no tenemos un control exacto pero si preciso, porque al realizar muchas pruebas se llega a la misma acción, estar en una oscilación de 1 micra hacia arriba y una micra hacia abajo del punto de referencia.

Capítulo 5

Conclusiones

De acuerdo con los resultados obtenidos en esta tesis se logró el objetivo planteado al inicio, ya que se tiene un control de la distancia que hay entre la punta del microscopio de barrido y la muestra que se analiza. Teniendo una resolución de $0.5[\mu m]$, se puede colocar a $0.5[\mu m]$ de separación entre punta y muestra, cabe resaltar que este sistema solo funciona en muestras con índice de reflexión grande(en esta tesis se utilizó una muestra de microantenas de oro puestas sobre silicio).

En la salida de los amplificadores se observa un voltaje de ruido inducido a más de $40[GHz]$ con una amplitud de $3[mV]$, este voltaje de ruido puede influir en la medición de la señal que pasa a través de los cables pero con el procesamiento digital de la señal se redujo significativamente, porque es una señal con forma de senoide y al hacer un promedio con las muestras adquiridas solo tenemos el ruido inducido en valores de DC muy pequeños del orden de los $[\mu V]$ que no influyen en la medición porque un micropaso equivale a leer $5[mV]$.

Los datos procesados en LABVIEW que se adquieren a través de la DAQmx son una buena representación de los voltajes diferenciales entregados por los amplificadores, que al procesarlos nos quedamos con el promedio de 10000 muestras tomadas cada segundo, este promedio es el valor significativo del conjunto de muestras y con este valor entra a un control PID que entrega otro valor pero con la característica que ya no es tomado como voltaje sino como micropaso que se manda a través de dicha DAQmx para mover el motor teniendo como mínimo un micropaso.

Existe un inconveniente con la estructura del control, que al estar muy separada del conjunto punta-muestra es factible que aparezca ruido mecánico al haber oscilaciones o micromovimiento que aparecen al caminar cerca del microscopio o mover la estructura completa dando un golpe fuerte al soporte donde se encuentra, en el mejor de los casos puede estar estática si ponemos al microscopio en un ambiente controlado.

El motor tiene una limitante, el número de micropasos, es decir, un micropaso significa un avance de $0.5[\mu m]$ dando un voltaje de $5[mV]$, si se realizará un mejor control del motor para que cada micropaso significará $0.1[\mu m]$ este mismo diseño de Control podría leer ese pequeño cambio e incluso mejorando la ganancia de los amplificadores se verá con mejor definición el cambio. Esta propuesta da pie al mejoramiento del control no solo en el aspecto del motor sino que utilizando estructuras más pequeñas y dispositivos igual de pequeños se puede mejorar el nivel de ruido mecánico al acercar el sistema láser-fotodiodo al conjunto punta-muestra.

Las características del sistema de control son:

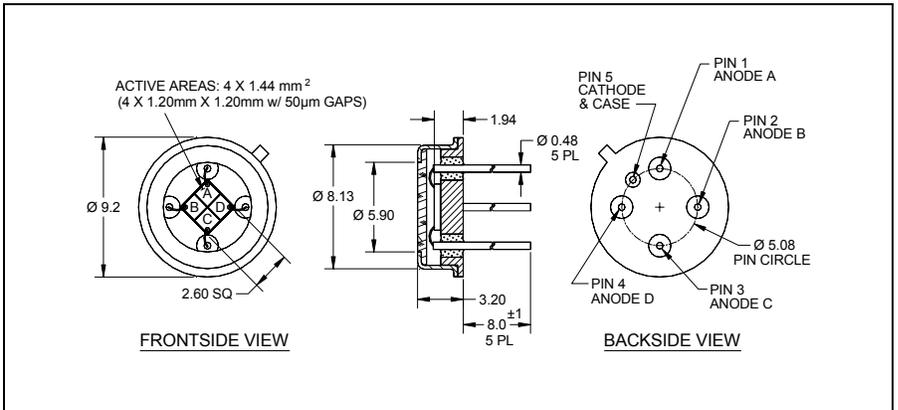
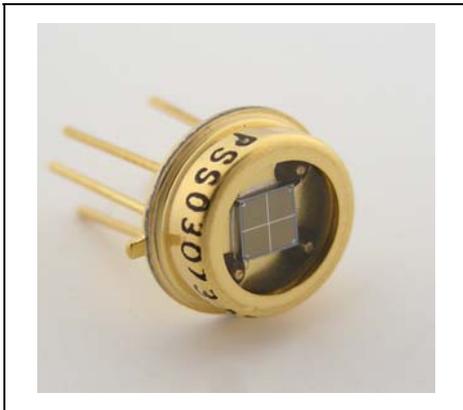
Voltaje de operación	$12[V]$
Resolución	$0.5[\mu m]$
Longitud de onda	$785[nm]$
Micropasos	mínimo 1
Linealidad	$-1[mm]$ a $1[mm]$

Capítulo 6

ANEXOS

Hoja de datos de los componentes utilizados en esta Tesis:

1. Fotodiodo QP5.8-6-TO5.
2. Laser LP85P090.
3. Amplificadores TL084.
4. Regulador de Voltaje LM317.
5. Regulador de Voltaje 7805.
6. DAQmx 6501.
7. DAQmx 6343.



FEATURES

- 4 X 1.20 mm square active area
- Small gap
- Low dark current
- High resolution

DESCRIPTION

4 X 1.44 mm² Low Dark Current Quadrant Photodiode with P on N construction and 50 μm gaps. Hermetically packaged in a TO-5 with a clear borosilicate glass window cap.

APPLICATIONS

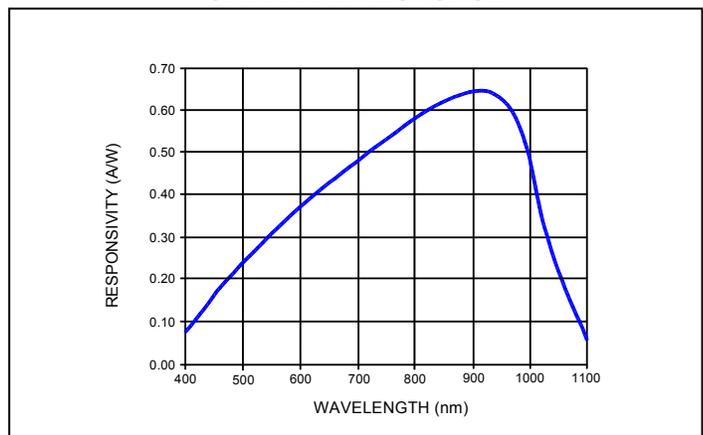
- Laser beam position sensor
- Autocollimators
- Optical tweezers
- Ellipsometers



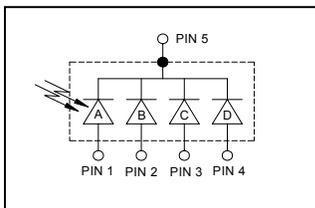
ABSOLUTE MAXIMUM RATING

SYMBOL	PARAMETER	MIN	MAX	UNITS
T _{STG}	Storage Temp	-55	+125	°C
T _{OP}	Operating Temp	-40	+100	°C
V _{R(OP)}	Reverse Operating Voltage	-	50	V
I _(PEAK)	Peak DC Current	-	10	mA

SPECTRAL RESPONSE



SCHEMATIC



ELECTRO-OPTICAL CHARACTERISTICS @ 22° C

SYMBOL	CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I _D	Dark Current*	V _R = 10 V	---	0.4	---	nA
C	Capacitance*	V _R = 10 V	---	---	5.5	pF
	Responsivity	V _R = 0 V; λ = 633 nm	---	0.40	---	A/W
		V _R = 0 V; λ = 900 nm	---	0.64	---	
V _{BR}	Breakdown Voltage	I _R = 10 μA	---	15	---	V
t _r	Rise Time	V _R = 10 V; λ = 850 nm; R _L = 50 Ω	---	20	---	ns
	Uniformity of Sensitivity	V _R = 10 V; λ = 880 nm	---	±1	±2	%

* per element

Disclaimer: Due to our policy of continued development, specifications are subject to change without notice.

USA:

Pacific Silicon Sensor, Inc.
5700 Corsa Avenue, #105
Westlake Village, CA 91362 USA
Phone (818) 706-3400
Fax (818) 889-7053
Email: sales@pacific-sensor.com
www.pacific-sensor.com

International sales:

Silicon Sensor International AG
Peter-Behrens-Str. 15
D-12459 Berlin, Germany
Phone +49 (0)30-63 99 23 10
Fax +49 (0)30-63 99 23 33
Email: sales@silicon-sensor.de
www.silicon-sensor.de

Mounted Laser Diode

L785P090



Description

Thorlabs' mounted Ø5.6 mm, TO-18 can package discrete laser diode is a compact light source suited to many applications. 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

Absolute Maximum Ratings ($T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$)

Specification	Symbol	Value
Optical Output Power	P_o	100 mW
LD Reverse Voltage	$V_r(LD)$	2 V
PD Reverse Voltage	$V_r(PD)$	30 V
Storage Temperature	T_s	-40 to 85 °C
Operating Case Temperature	T_c	-10 to 70 °C



Typical and Measured Characteristics ($T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$)

Specification	Symbol	Min	Typical	Max
Lasing Wavelength*	λ_p	775 nm	785 nm	795 nm
Optical Power	P_o	-	90 mW	100 mW
Threshold Current*	I_{th}	-	35 mA	60 mA
Operating Current*	I_{op}	-	120 mA	160 mA
Operating Voltage*	V_{op}	1.5 V	2.0 V	2.3 V
Slope Efficiency*	η	0.7 W/A	1.1 W/A	1.4 W/A
Astigmatism	A_s	-	-	15 μm
Monitor Current	I_m	0.3 mA	0.5 mA	1.0 mA
Beam Divergence*	$\theta_{//}$	8°	9°	10°
	θ_{\perp}	15°	16°	20°
Beam Angle Deviation*	$\theta_{//}$	-2°	-	2°
	θ_{\perp}	-2°	-	2°
Emission Point Accuracy	ΔX	-80 μm	-	80 μm
	ΔY	-80 μm	-	80 μm
	ΔZ	-80 μm	-	80 μm

* $P_o = 90\text{ mW}$

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
 TL082Y, TL084, TL084A, TL084B, TL084Y
 JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS081E – FEBRUARY 1977 – REVISED FEBRUARY 1999

electrical characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITION [†]	T_A	TL081M, TL082M			TL084Q, TL084M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	3	6		3	9	mV	
		Full range			9		15		
α_{VIO} Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	Full range	18			18			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{IO} Input offset current [‡]	$V_O = 0$	25°C	5	100		5	100	pA	
		125°C	20			20			nA
I_{IB} Input bias current [‡]	$V_O = 0$	25°C	30	200		30	200	pA	
		125°C	50			50			nA
V_{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	± 11	± 12 to ± 15		± 11	± 12 to ± 15	V	
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	± 12	± 13.5		± 12	± 13.5	V	
	$R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$	Full range	± 12		± 12				
	$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$		± 10	± 12	± 10	± 12			
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\ \text{V}, R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	25°C	25	200		25	200	V/mV	
	$V_O = \pm 10\ \text{V}, R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	Full range	15		15				
B_1 Unity-gain bandwidth		25°C	3			3			MHz
r_i Input resistance		25°C	10^{12}			10^{12}			Ω
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\text{min}}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	80	86		80	86	dB	
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC} = \pm 15\ \text{V}$ to $\pm 9\ \text{V}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	80	86		80	86	dB	
I_{CC} Supply current (per amplifier)	$V_O = 0, \text{No load}$	25°C	1.4	2.8		1.4	2.8	mA	
V_{O1}/V_{O2} Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C	120			120			dB

[†] All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified.

[‡] Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 17. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperatures as close to the ambient temperature as is possible.

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\ \text{V}, T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10\ \text{V}, R_L = 2\ \text{k}\Omega, C_L = 100\ \text{pF}, \text{See Figure 1}$	8*	13		V/ μs
	$V_I = 10\ \text{V}, R_L = 2\ \text{k}\Omega, C_L = 100\ \text{pF}, T_A = -55^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}, \text{See Figure 1}$	5*			
t_r Rise time	$V_I = 20\ \text{mV}, R_L = 2\ \text{k}\Omega, C_L = 100\ \text{pF}, \text{See Figure 1}$	0.05			μs
Overshoot factor		20%			
V_n Equivalent input noise voltage	$R_S = 20\ \Omega$	$f = 1\ \text{kHz}$			$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10\ \text{Hz}$ to $10\ \text{kHz}$			4
I_n Equivalent input noise current	$R_S = 20\ \Omega, f = 1\ \text{kHz}$	0.01			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
THD Total harmonic distortion	$V_{I\text{rms}} = 6\ \text{V}, f = 1\ \text{kHz}$	$A_{VD} = 1,$	$R_S \leq 1\ \text{k}\Omega,$	$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega,$	0.003%

*On products compliant to MIL-PRF-38535, this parameter is not production tested.



Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Power Dissipation	Internally Limited
Input-Output Voltage Differential	40V
Operating Junction Temperature Range	-40°C to +125°C

Storage Temperature	-55°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 4 seconds)	260°C
Output is Short Circuit Protected	
ESD Susceptibility Human Body Model (Note 5)	2kV

Electrical Characteristics (Note 2)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $3\text{V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40\text{V}$, $I_L \leq 20\text{mA}$ (Note 3)		0.01	0.04	%/V
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $5\text{mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq I_{\text{MAX}}$, (Note 3)		0.1	0.5	%
Thermal Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, 10ms Pulse		0.04	0.2	%/W
Adjustment Pin Current			50	100	μA
Adjustment Pin Current Change	$5\text{mA} \leq I_L \leq 100\text{mA}$ $3\text{V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40\text{V}$, $P \leq 625\text{mW}$		0.2	5	μA
Reference Voltage	$3\text{V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40\text{V}$, (Note 4) $5\text{mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq 100\text{mA}$, $P \leq 625\text{mW}$	1.20	1.25	1.30	V
Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40\text{V}$, $I_L \leq 20\text{mA}$ (Note 3)		0.02	0.07	%/V
Load Regulation	$5\text{mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq 100\text{mA}$, (Note 3)		0.3	1.5	%
Temperature Stability	$T_{\text{MIN}} \leq T_J \leq T_{\text{MAX}}$		0.65		%
Minimum Load Current	$(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40\text{V}$ $3\text{V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 15\text{V}$		3.5 1.5	5 2.5	mA
Current Limit	$3\text{V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 13\text{V}$ $(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) = 40\text{V}$	100 25	200 50	300 150	mA mA
Rms Output Noise, % of V_{OUT}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$		0.003		%
Ripple Rejection Ratio	$V_{\text{OUT}} = 10\text{V}$, $f = 120\text{Hz}$, $C_{\text{ADJ}} = 0$ $C_{\text{ADJ}} = 10\mu\text{F}$	66	65 80		dB dB
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$, 1000 Hours		0.3	1	%
Thermal Resistance Junction to Ambient	Z Package 0.4 Leads Z Package 0.125 Leads SO-8 Package 6-Bump micro SMD		180 160 165 290		$^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$

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 noted, these specifications apply: $-25^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ for the LM317L; $V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} = 5\text{V}$ and $I_{\text{OUT}} = 40\text{mA}$. Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for power dissipations up to 625mW. I_{MAX} is 100mA.

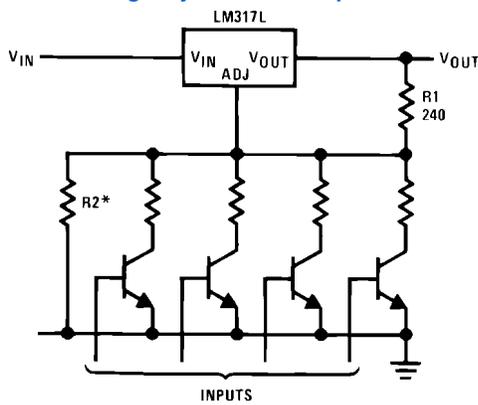
Note 3: Regulation is measured at constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specification for thermal regulation.

Note 4: Thermal resistance of the TO-92 package is 180°C/W junction to ambient with 0.4 leads from a PC board and 160°C/W junction to ambient with 0.125 lead length to PC board.

Note 5: The human body model is a 100pF capacitor discharged through a 1.5k Ω resistor into each pin.

Typical Applications

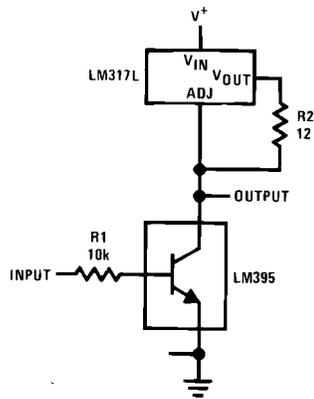
Digitally Selected Outputs



906411

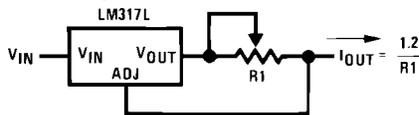
*Sets maximum V_{OUT}

High Gain Amplifier



906412

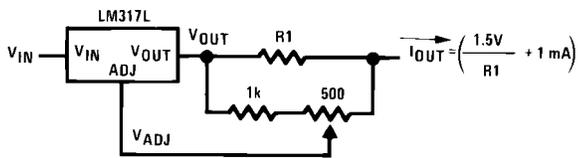
Adjustable Current Limiter



906413

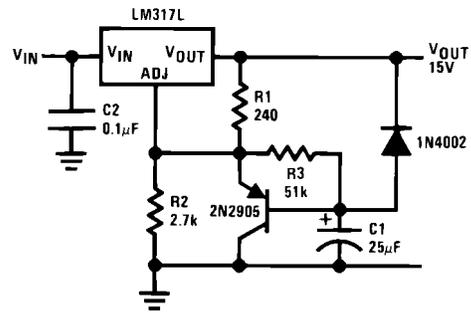
$12 \leq R1 \leq 240$

Precision Current Limiter



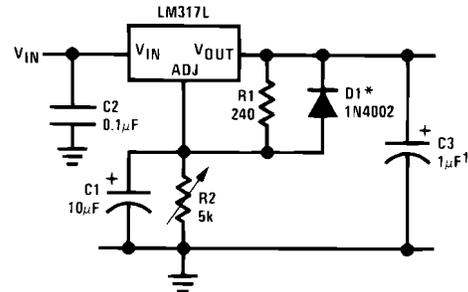
906414

Slow Turn-On 15V Regulator



906415

Adjustable Regulator with Improved Ripple Rejection

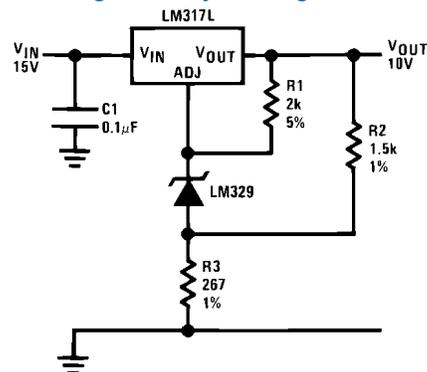


906416

†Solid tantalum

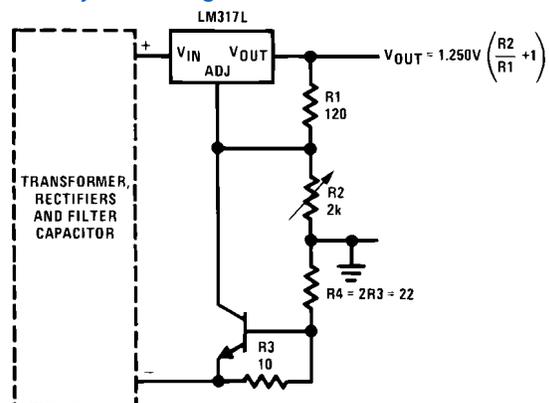
*Discharges C1 if output is shorted to ground

High Stability 10V Regulator



906417

Adjustable Regulator with Current Limiter



906418

Short circuit current is approximately $600 \text{ mV}/R3$, or 60mA (compared to LM317L's 200mA current limit).

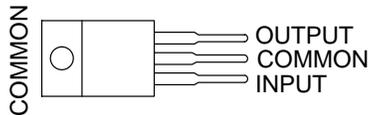
At 25mA output only 3/4V of drop occurs in R3 and R4.

μA7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

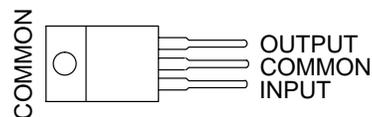
SLVS056J – MAY 1976 – REVISED MAY 2003

- 3-Terminal Regulators
- Output Current up to 1.5 A
- Internal Thermal-Overload Protection
- High Power-Dissipation Capability
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation

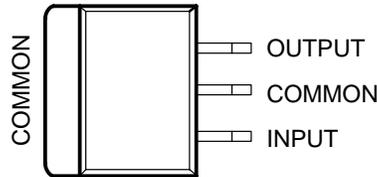
**KC (TO-220) PACKAGE
(TOP VIEW)**



**KCS (TO-220) PACKAGE
(TOP VIEW)**



**KTE PACKAGE
(TOP VIEW)**



description/ordering information

This series of fixed-voltage integrated-circuit voltage regulators is designed for a wide range of applications. These applications include on-card regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. Each of these regulators can deliver up to 1.5 A of output current. The internal current-limiting and thermal-shutdown features of these regulators essentially make them immune to overload. In addition to use as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents, and also can be used as the power-pass element in precision regulators.

ORDERING INFORMATION

T _J	V _{O(NOM)} (V)	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 125°C	5	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	μA7805CKTER	μA7805C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	μA7805CKC	μA7805C
		TO-220, short shoulder (KCS)	Tube of 20	μA7805CKCS	
	8	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	μA7808CKTER	μA7808C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	μA7808CKC	μA7808C
		TO-220, short shoulder (KCS)	Tube of 20	μA7808CKCS	
	10	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	μA7810CKTER	μA7810C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	μA7810CKC	μA7810C
	12	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	μA7812CKTER	μA7812C
		TO-220 (KC)	Tube of 50	μA7812CKC	μA7812C
		TO-220, short shoulder (KCS)	Tube of 20	μA7812CKCS	
	15	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	μA7815CKTER	μA7815C
TO-220 (KC)		Tube of 50	μA7815CKC	μA7815C	
TO-220, short shoulder (KCS)		Tube of 20	μA7815CKCS		
24	POWER-FLEX (KTE)	Reel of 2000	μA7824CKTER	μA7824C	
	TO-220 (KC)	Tube of 50	μA7824CKC	μA7824C	

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

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



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2003, Texas Instruments Incorporated

μA7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS056J – MAY 1976 – REVISED MAY 2003

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT
V_I Input voltage	μA7805C	7	25	V
	μA7808C	10.5	25	
	μA7810C	12.5	28	
	μA7812C	14.5	30	
	μA7815C	17.5	30	
	μA7824C	27	38	
I_O Output current		1.5		A
T_J Operating virtual junction temperature	μA7800C series	0	125	°C

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 10$ V, $I_O = 500$ mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J †	μA7805C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5$ mA to 1 A, $V_I = 7$ V to 20 V, $P_D \leq 15$ W	25°C	4.8	5	5.2	V
		0°C to 125°C	4.75		5.25	
Input voltage regulation	$V_I = 7$ V to 25 V	25°C		3	100	mV
	$V_I = 8$ V to 12 V			1	50	
Ripple rejection	$V_I = 8$ V to 18 V, $f = 120$ Hz	0°C to 125°C	62	78		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5$ mA to 1.5 A	25°C		15	100	mV
	$I_O = 250$ mA to 750 mA			5	50	
Output resistance	$f = 1$ kHz	0°C to 125°C		0.017		Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5$ mA	0°C to 125°C		-1.1		mV/°C
Output noise voltage	$f = 10$ Hz to 100 kHz	25°C		40		μV
Dropout voltage	$I_O = 1$ A	25°C		2		V
Bias current		25°C		4.2	8	mA
Bias current change	$V_I = 7$ V to 25 V	0°C to 125°C			1.3	mA
	$I_O = 5$ mA to 1 A				0.5	
Short-circuit output current		25°C		750		mA
Peak output current		25°C		2.2		A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.

USER GUIDE AND SPECIFICATIONS

NI USB-6501

24-Channel, 32-Bit Counter Digital I/O Device

このドキュメントの日本語版については、ni.com/manualsを参照してください。(For a Japanese language version, go to ni.com/manuals.)

This user guide describes how to use the National Instruments USB-6501 data acquisition (DAQ) device and lists the device specifications.

Introduction

The NI USB-6501 is a Full-Speed USB 2.0 device that provides 24 DIO channels and a 32-bit counter.

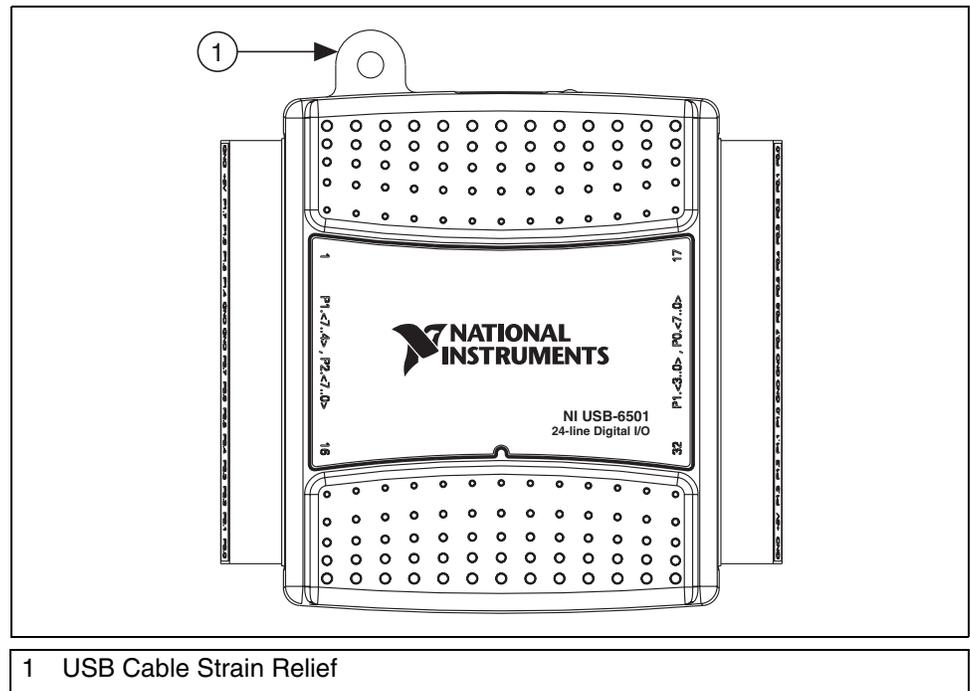


Figure 1. NI USB-6501 Top View

Table 1. LED State/Device Status

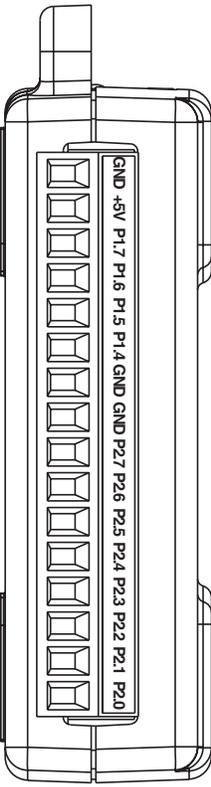
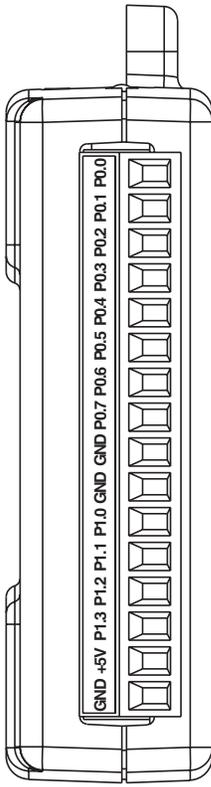
LED State	Device Status
Not lit	Device not connected or in suspend.
On, not blinking	Device connected.
Single-blink	Operating normally.

I/O Connector

The NI USB-6501 ships with two detachable terminal blocks for digital signals. The individual terminals accept 16 AWG to 28 AWG wire.

Table 2 lists the digital terminal assignments.

Table 2. Digital Terminal Assignments

Module	Terminal	Signal	Module	Terminal	Signal
	1	GND		17	P0.0
	2	+5 V		18	P0.1
	3	P1.7		19	P0.2
	4	P1.6		20	P0.3
	5	P1.5		21	P0.4
	6	P1.4		22	P0.5
	7	GND		23	P0.6
	8	GND		24	P0.7
	9	P2.7/PFI 0		25	GND
	10	P2.6		26	GND
	11	P2.5		27	P1.0
	12	P2.4		28	P1.1
	13	P2.3		29	P1.2
	14	P2.2		30	P1.3
	15	P2.1		31	+5 V
	16	P2.0		32	GND



Technical Sales
United States
[\(866\) 531-6285](tel:8665316285)
info@ni.com

NI USB-6343

X Series Data Acquisition

BNC connectivity now available!

32 analog inputs, 500 kS/s, 16-bit resolution, ± 10 V

Four analog outputs, 900 kS/s, 16-bit resolution, ± 10 V

48 digital I/O lines (32 hardware-timed up to 1 MHz)

Four 32-bit counter/timers for PWM, encoder, frequency, event counting, and more

Advanced timing and triggering with NI-STC3 timing and synchronization technology

Support for Windows 7/Vista/XP



Overview

NI X Series multifunction data acquisition (DAQ) devices for USB provide a new level of performance with NI-STC3 timing and synchronization technology, NI Signal Streaming for high performance over USB, a completely redesigned mechanical enclosure, and multicore-optimized driver and application software.

NI-STC3 Technology

NI-STC3 timing and synchronization technology delivers advanced timing features, including independent analog and digital timing engines, retriggerable measurement tasks, and four counter/timers with more functionality than ever before.

NI Signal Streaming

USB X Series devices include patented NI Signal Streaming, a technology that uses message-based instructions and device-side intelligence to ensure high-speed, bidirectional data transfer over USB. With USB X Series, you can concurrently transfer analog, digital, and counter data in both directions.

Data Acquisition Software

X Series devices include multithreaded NI-DAQmx driver software, which is compatible with the following versions (or later) of NI application software - LabVIEW 8.5, LabWindows™/CVI 8.1, or Measurement Studio 8.0.1; or LabVIEW SignalExpress 2.x. X Series devices are also compatible with ANSI C/C++ and Microsoft Visual Studio .NET. NI-DAQmx includes free LabVIEW SignalExpress LE data-logging software and hundreds of shipping examples to help you get started quickly with your application.

The mark LabWindows is used under a license from Microsoft Corporation. Windows is a registered trademark of Microsoft Corporation in the United States and other countries.

Specifications

Specifications Documents

[Specifications](#)

[Data Sheet](#)

Specifications Summary

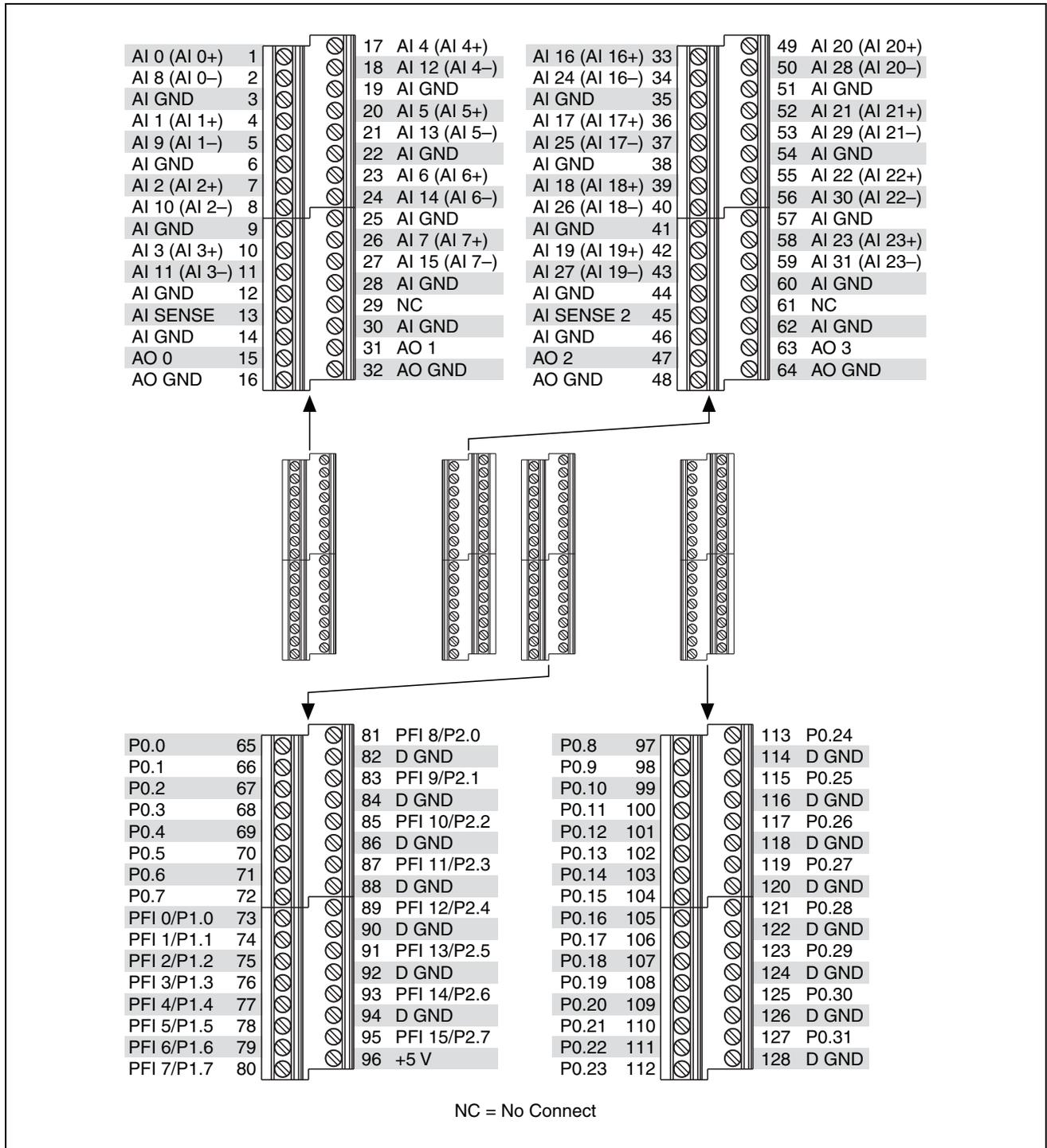


Figure A-5. NI USB-6343 Pinout



Note Refer to Table 7-10, *X Series USB Device Default NI-DAQmx Counter/Timer Pins*, for a list of the default NI-DAQmx counter/timer pins for this device. For more information about default NI-DAQmx counter inputs, refer to *Connecting Counter Signals* in the *NI-DAQmx Help* or the *LabVIEW Help*.

Bibliografía

- [1] YOUNG, HUGO D. y FREEDMAN, ROGER A., *Física Universitaria 1*, Decimosegunda edición, Pearson education, México, DF, 2009.
- [2] Tratado de la convención del metro y el Sistema Internacional de Unidades, <http://www.inecc.gob.mx/descargas/publicaciones/simexico1.pdf>
- [3] Sendra J.R. , Dispositivos Optoelectrónicos, 2001.
- [4] Hecht Eugene, Optics, Fourth Edition, Pearson.
- [5] López Maldonado Guillermo, Tesis, Microscopía empleando microondas con resolución sub-micrométrica.
- [6] GOOMAN, J.W. *Introduction to optics fouier*, Mc Graw Hill, 1968.
- [7] BOYLESTAD, ROBERT L. y NASHESKY, LOUIS, *Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*, Octava edición, Pearson education, México, DF, 2003.
- [8] Coughlin Robert F., Driscoll Frederick F., Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales, Cuarta Edición, Prentice-Hall México 1993.
- [9] NISE, NORMAN, *Control Systems Engineering*, Sexta edición, E.E.U.U., 2011.
- [10] Modelo del amplificador operacional real, http://www.ctr.unican.es/asignaturas/instrumentacion_5_IT/IEC_2.pdf
- [11] Bass Michael, Handbook Of Optics Vol. I, Second Edition, McGraw-Hill 1995.
- [12] Sanz F., Manzanares J.A., El laser de Semiconductor, Revista Mexicana de Física 1991, Págs. 382-390.
- [13] Introducción y aplicación en LabVIEW para el control de un proceso continuo mediante PID.
- [14] Simple PID tomado de internet <http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=Introduction§ion=ControlPID>