



Universidad Autónoma de Querétaro

Facultad de Ingeniería.

**"CONSTRUCCIÓN DE UN INTERFERÓMETRO
HOMODINO DE BAJA RESOLUCIÓN"**

TESIS

Que para obtener el título de
Ingeniero en Instrumentación y Control de Procesos.

Presenta:

Blanca Elizabeth Miranda Maya.



Directores de Tesis:

Dr. Efrén Gorrostieta Hurtado.
M. en I. Hector Alfonso Castillo Matadamas.

Santiago de Querétaro, Febrero de 2006.

BIBLIOTECA CENTRAL UAQ

No. Adq. H70703

No. Título _____

Clas TS

535.470287

M672c



ACUERDO 225/04

C.U. 24 de septiembre de 2004

C. BLANCA ELIZABETH MIRANDA
Pasante de Ingeniería en Instrumentación y
Control de Procesos
Presente.

Con relación a su oficio enviado en al H. Consejo Académico de la Facultad en el que solicita titularse bajo la opción de tesis individual, me permito informarle que el la sesión ordinaria del 21 de octubre del año en curso, este cuerpo colegiado acordó aceptar la opción de titulación por lo que deberá trabajar en el tema "**Construcción de un Interferómetro Homodino de Baja Resolución**", bajo la dirección del Dr. Efrén Gorrostieta Hurtado.

El Contenido Aceptado por el H. Consejo Académico es el siguiente:

CONTENIDO

- Agradecimientos
- Dedicatorias
- Introducción
- Índice
- Capítulo I. Definición del proyecto
 - Antecedentes
 - Definición del problema
 - Justificación
 - Objetivo
 - Alcances
 - Especificación de diseño
- Capítulo II. Marco Teórico
- Capítulo III. Desarrollo del proyecto
 - Alternativas de solución
 - Selección de una alternativa
 - Desarrollo del proyecto.



- Capítulo IV. Pruebas del sistema
- Capítulo V. Resultado y Análisis
- Glosario
- Bibliografía
- Anexos

También hago de su conocimiento las disposiciones de nuestra Facultad, en el sentido que antes del Examen profesional deberá cumplir con los requisitos de nuestra legislación y deberá imprimir el presente oficio en todos los ejemplares de su tesis

Atentamente

"EL INGENIO PARA CREAR NO PARA DESTRUIR"

M. EN I. GERARDO RENÉ SERRANO GUTIERREZ
Director

c.c.p. Archivo
*GRSG/DHM/besh.

Agradecimientos.

Agradezco por todas las bendiciones en mi vida:

Por mis papas y mis hermanos.

Por mis amigos.

Tengo un agradecimiento especial para mi hermano Daniel, por motivarme a tener confianza en mi y por haber conocido grandes cosas.

Agradezco a la Universidad Autónoma de Querétaro (UAQ), a la Facultad de Ingeniería por preocuparse en formar profesionistas con valores éticos, conocimientos técnicos y científicos para contribuir al desarrollo de una mejor sociedad.

Agradezco al apoyo por parte del Centro Nacional de Metrología (CENAM), especialmente a Alfonso Castillo, por tener tanta paciencia y un espíritu de aprendizaje continuo el cual transmite.

Índice.

Introducción	6
Capítulo 1. Definición del Proyecto.....	8
1.1 Definición del problema.....	8
1.2 Justificación.....	9
1.3 Objetivo.....	9
1.4 Alcances.....	9
1.5 Especificaciones de diseño.....	10
1.6 Alternativas de solución.....	10
1.7 Solución elegida.....	13
Capítulo 2. Marco Teórico.....	
2.1 Conceptos básicos.....	14
2.1.1 Interferencia.....	14
2.1.2 Polarización.....	17
2.1.3 Láminas retardadoras.....	22
2.2 Detección homodina.....	25
2.3 Interferómetro homodino.....	25
2.4 Señales de cuadratura.....	26
2.5 Errores de linealidad en mediciones de longitud por interferometría.....	27
2.6 Aplicaciones de la Interferometría.....	28
Capítulo 3. Desarrollo del Proyecto.....	
3.1 Principio de operación del Interferómetro Homodino.....	31
3.1.1 Diseño del sensor óptico.....	34
3.1.2 Diseño de circuitos.....	36
3.1.3 Programa de medición.....	44
Capítulo 4. Resultados.....	
4.1 Pruebas de desempeño y resultados.....	48
4.1.1 Pruebas del módulo electrónico de medición.....	48
4.1.2 Pruebas con el sensor óptico.....	52
4.1.3 Pruebas del sistema interferométrico completo.....	53
4.1.4 Velocidad de medición.....	56
4.2 Características del prototipo de Interferómetro homodino desarrollado.....	57
4.3 Análisis de incertidumbre de Medición del instrumento.....	59
Conclusiones.....	70
Bibliografía.....	71
Anexos.....	73

Introducción.

El objetivo del presente trabajo, es diseñar y construir un interferómetro homodino que cuente con resolución mínima de $\lambda/4$ (≈ 160 nm). Así mismo, debido a la similitud de señales y al procesamiento de las mismas, se diseña este sistema para tener capacidad de medir señales tanto del sensor óptico del interferómetro homodino, como señales en corriente o voltaje provenientes de un encoder lineal.

En términos generales un interferómetro para medición de desplazamiento (IMD), usa el fenómeno físico de la interferencia de luz para medir desplazamiento a partir de una longitud de onda conocida. Este tipo de medición es relativa, no absoluta.

Un IMD ofrece resolución típica de 10nm y un método de calibración de desplazamiento lineal, sobre un intervalo de medición desde nanómetros hasta metros. El sistema interferométrico consiste de tres principales subsistemas:

- El láser estabilizado en frecuencia.
- El interferómetro (Arreglo óptico)
- El sensor óptico y el sistema de medición electrónico para adquirir y procesar las señales y así poder visualizar y manipular los datos en alguna computadora.

Un sistema interferométrico puede usarse para medir desplazamiento, ángulo y rectitudes. Sin embargo, en este trabajo solo se diseña el sistema para medir desplazamiento lineal. El patrón de longitud para todas estas mediciones es la longitud de onda (λ) del haz láser, la cual puede ser calibrada contra láseres primarios.

La longitud de onda de un láser, es afectada por condiciones ambientales; como son: temperatura atmosférica, humedad del aire y presión barométrica. Para lograr que el instrumento tenga una alta repetibilidad, estas condiciones deben de ser medidas para compensar la longitud de onda del láser. En este diseño no se incluye la instrumentación para la medición de estas variables y por lo tanto la compensación de la longitud de onda del láser.

Existen dos tipos de detección interferométrica para medición de desplazamiento, la detección homodina y la heterodina. La detección homodina usa un haz láser con dos componentes ortogonales de la misma frecuencia, y la detección heterodina utiliza un haz láser con dos componentes ortogonales de diferente frecuencia.

En el capítulo 1, se describe la definición del proyecto "Diseño y Construcción de un Interferómetro Homodino". En esta descripción se abarca la definición del problema, el objetivo, los alcances, las especificaciones del proyecto, también se explican algunas alternativas que se propusieron para el diseño del proyecto, se enuncian ventajas y desventajas y en base a ciertos criterios se elige una de ellas.

En el capítulo 2, se proporcionan algunos conceptos ópticos sobre la detección homodina, y errores de linealidad en mediciones de longitud por interferometría que se deben de eliminar para obtener mediciones con alta exactitud, por último se proporcionan algunas aplicaciones de la interferometría, donde se puede apreciar la importancia de la misma en diversas áreas.

En el capítulo 3, se detalla el desarrollo del proyecto, este se divide en tres etapas principales, las cuales muestran el diseño del sensor óptico, el sistema electrónico de medición y el software del sistema.

Por último, en el capítulo 4, se explican algunas pruebas al sistema y los resultados que se obtuvieron, así como las características del prototipo desarrollado y algunas fuentes de incertidumbre que afectan al sistema.

Capítulo 1. Definición del Proyecto.

1.1 Definición del problema.

El proyecto consiste en diseñar y construir un interferómetro homodino de resolución mínima $\lambda/4$ (≈ 160 nm). Se debe de tener la opción de poder utilizar el sistema para medir las señales en corriente y voltaje de un encoder.

La figura 1 muestra de manera general el sistema a construir.

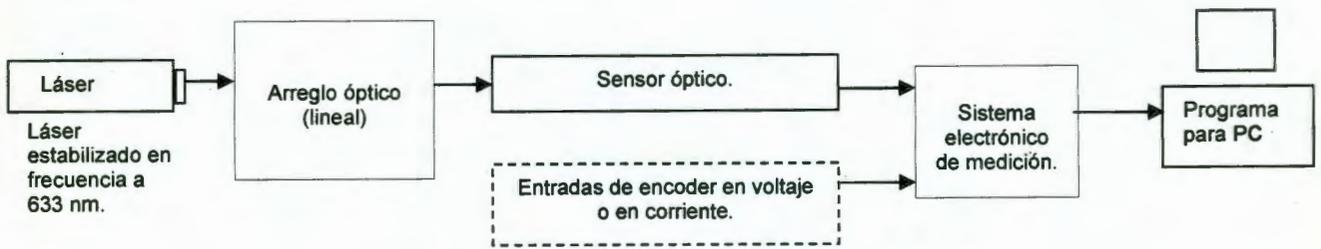


Fig. 1 Esquema general del proyecto.

El sistema interferométrico desarrollado consiste de cinco principales subsistemas:

- Una fuente de luz, usualmente un láser estabilizado en frecuencia.
- El interferómetro lineal (Arreglo óptico). Este consta de dos retrorreflectores (Cube Corner) y un divisor de haz polarizado (Polarizing Beam Splitter, PBS).
- El sensor óptico
- El sistema electrónico de medición.
- La interfaz de usuario (programa para PC).

La fuente de luz y el arreglo óptico lineal no son parte del diseño del proyecto, sin embargo, son necesarios para la elaboración de este.

Como fuente de luz para las pruebas iniciales, se utilizó un láser estabilizado en frecuencia, cuyo esquema de control es el de dos modos longitudinales con corrección por temperatura [1].

1.2 Justificación.

Debido a que en la división de metrología dimensional del Centro Nacional de Metrología (CENAM) se tiene un uso constante de sistemas interferométricos, además la experiencia adquirida en los laboratorios de interferometría láser del CENAM crean la necesidad de realizar estudios e investigación encaminados a la mejora de dichos sistemas. Incluso podría ser a la sustitución de los esquemas actuales de procesamiento de la señal óptica, ya que los sistemas desarrollados localmente brindan mayor versatilidad a las mediciones y un mejor control de las variables metrológicas involucradas en la medición interferométrica.

Un aspecto importante es que el desarrollo de este sistema tiene aplicaciones para dispositivos que produzcan dos señales senoidales desfasadas 90° . Es decir, además de poder medir desplazamiento lineal por medio del sensor óptico, también se puede medir desplazamiento lineal o angular de un encoder.

1.3 Objetivo.

Diseñar y construir un prototipo de interferómetro homodino con resolución $\lambda/4$, y conseguir una incertidumbre de medición entre $5 \mu\text{m}$ y $10 \mu\text{m}$ por metro de desplazamiento.

1.4 Alcances.

- ⇒ Diseñar el arreglo óptico para detección de interferencia por desplazamiento a resolución óptica de $\lambda/4$.
- ⇒ Diseñar el sensor óptico para el interferómetro homodino y obtener señales de cuadratura para el movimiento unidimensional de un retroreflector.
- ⇒ Diseñar los circuitos para el procesamiento de la señal de cuadratura a fin de obtener la señal de medición en forma digital en un puerto para comunicación con PC. Los circuitos deben de adquirir las señales del sensor óptico y de los encoders.
- ⇒ Construir un prototipo que incluya medición por medio de la PC. El prototipo incluye programación básica de medición y control del instrumento.

1.5 Especificaciones de diseño del instrumento.

Las especificaciones que debe cumplir el diseño del instrumento son:

- Velocidad de desplazamiento máxima = 1m/s.
- Frecuencia de operación máxima 3.2 MHz.
- Longitud de medición máxima = 10 m.
- Resolución $\lambda/4$.
- Incertidumbre de medición entre 5 y 10 μm por metro de desplazamiento.
- Medición en tiempo real.
- Diseño para uso en campo.

1.6 Alternativas de solución.

Para el diseño del instrumento se propusieron varias opciones, entre las cuales, las más importantes se explican a continuación.

Las alternativas que se muestran a continuación son solamente para el sistema de medición electrónico. El diseño del sensor óptico se mostrará más adelante. Sin embargo es necesario tener en cuenta, que para las siguientes alternativas el sensor óptico debe de generar cuatro señales ópticas. Idealmente, estas señales ópticas tienen un desfase relativo entre ellas de 90° y misma amplitud.

Alternativa no. 1

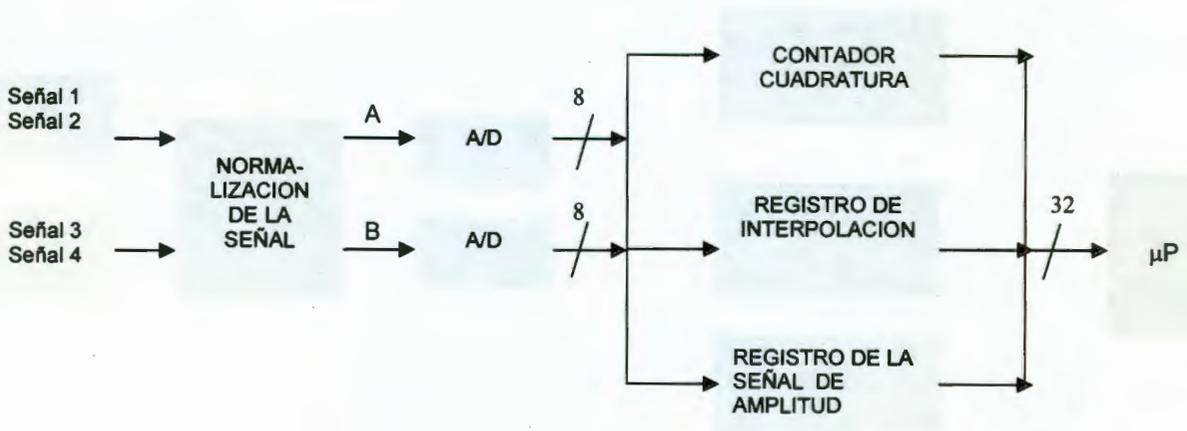


Las señales 1,2, 3 y 4 provenientes del sensor óptico son captadas por los fotodetectores y convertidas a señales eléctricas, estas cuatro señales son senoidales y tienen un desfase entre ellas de 90°, sin embargo, el par de señales 1-2 y 3-4 tienen un desfase de 180°. Existe una etapa de normalización de la señal donde se generan dos señales de salida A y B.

Estas señales resultantes, son corregidas en amplitud, fase y offset y después son muestreadas por dos ADC y procesadas en la computadora. La computadora calcula los offset, las amplitudes y la diferencia de fase de 90° por medio de un ajuste elíptico con el método de mínimos cuadrados y también determina los voltajes de control para ser retroalimentados al sistema de control automático a través de cinco DAC y así, ajustar el offset, las amplitudes y la diferencia de fase. Se tiene como resultado que el vector de dos señales en cuadratura es un círculo con centro en el origen. Por último, las dos señales A y B, ya corregidas son introducidas a un circuito donde desarrolla la interpolación de estas dos señales por medio del arco tangente y también el conteo bidireccional.

Con este diseño, la exactitud de desplazamiento sería muy exacta. Es necesario tomar en cuenta el tiempo de muestreo de los ADC, DAC, corrección y tratamiento de la señal ya que el esquema anterior es un diseño centrado en eliminar la no-linealidad del sistema, explicada mas adelante.

Alternativa no. 2



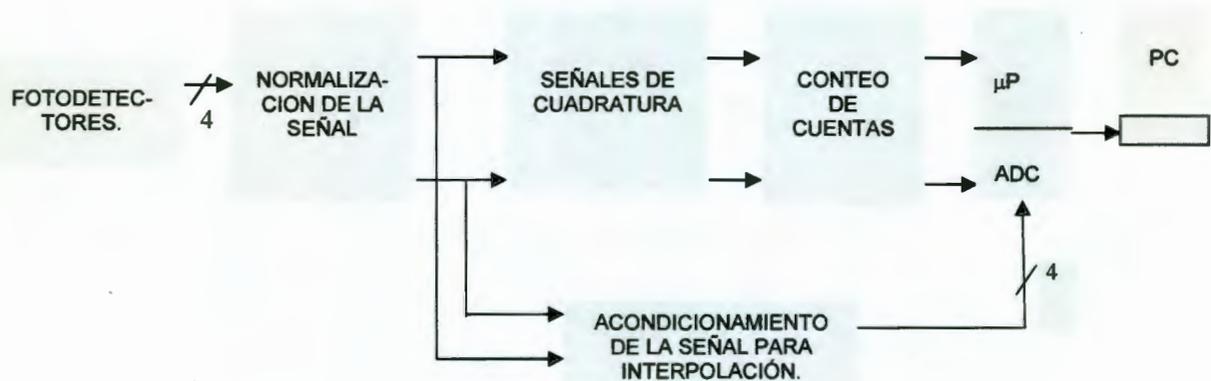
El esquema anterior es un sistema basado en los interferómetros homodinos de la marca comercial de láseres RENISHAW [2].

También se tienen cuatro señales con las mismas características que en la alternativa anterior. Existe, también una etapa de normalización para corregir las señales. Las señales A y B, son muestreadas por dos ADC. El byte más alto produce un cruce por cero de la señal y es contado por un contador de cuadratura. Paralelamente se tiene una etapa para la interpolación de las señales y de amplitud de las mismas. Los datos producidos por los subsistemas anteriores son enviados a un microcontrolador para ser procesados.

La resolución de estos sistemas comerciales es del orden de los 50 nanómetros. La resolución anterior es debido a los convertidores Flash ADC los cuales pueden muestrear frecuencias de hasta 100MHz y con 12 bits de resolución.

Al igual que la alternativa anterior la exactitud del sistema sería muy alta. Sin embargo, el costo del material es muy alto y los componentes son difíciles de conseguir, principalmente los convertidores Flash ADC.

Alternativa no. 3



Para esta alternativa también se requieren cuatro señales ópticas, con las mismas características que en las alternativas anteriores. Se tiene una etapa de normalización para obtener dos señales A y B sin offset, misma amplitud y con desfase entre ellas de 90°. Cuando se tienen estas dos señales, ingresan a otra etapa donde son convertidas en señales de cuadratura. Posteriormente, estas señales TTL se usan para

un contador decodificador de cuadratura, el cual manda datos de la posición del objeto en número de cuentas a un microcontrolador y este a su vez envía los datos de salida a una PC a través del protocolo de comunicación RS-232. También se cuenta con una etapa de acondicionamiento de la señal para poder interpolar las señales A y B por medio de los ADC del microcontrolador.

Para la construcción de este instrumento, se utilizan componentes de fácil adquisición y no muy costosos. La resolución del sistema está limitada a $\lambda/8$ sin interpolación.

1.7 Solución del problema.

En base a criterios de selección como lo son las especificaciones del instrumento y tomando en cuenta las ventajas y desventajas de cada alternativa planteada, se decidió elegir la alternativa tres, la cual se desarrollará en el capítulo 3.

Técnicamente la alternativa tres tiene las siguientes ventajas:

- ✓ La etapa de normalización de la señal cuenta con un ajuste manual para el nivel de offset y para la amplitud de la señal.
- ✓ Todo el control del sistema es llevado a cabo por un microcontrolador, tanto el conteo de cuentas como el muestreo de las señales A y B para la interpolación.
- ✓ El contador decodificador de cuadratura es un CI que envía al microcontrolador el desplazamiento del objeto en número de cuentas.
- ✓ Con el protocolo de comunicación RS-232 permite al usuario la comunicación en cualquier PC con puerto serial.
- ✓ El programa de la PC recibe el valor de desplazamiento en unidades de $\lambda/8$.

También, otra ventaja es que el sistema electrónico de medición es económico con respecto a las otras alternativas.

Capítulo 2. Marco Teórico.

2.1 Conceptos ópticos.

2.1.1 Interferencia.

Cuando se tienen dos ondas con la misma frecuencia y fase diferente de la siguiente forma:

$$E_x = E_1 \text{sen}(\omega t + \alpha_1) \quad (2.1.1)$$

$$E_y = E_2 \text{sen}(\omega t + \alpha_2) \quad (2.1.2)$$

y se superponen linealmente,

$$E = E_x + E_y \quad (2.1.3)$$

se genera una señal resultante, de la forma:

$$E = E_o \text{sen}(\omega t + \alpha) \quad (2.1.4)$$

donde

$$E_o^2 = E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \cos(\alpha_2 - \alpha_1) \quad (2.1.5)$$

y

$$\alpha = \frac{E_1 \text{sen} \alpha_1 + E_2 \text{sen} \alpha_2}{E_1 \cos \alpha_1 + E_2 \cos \alpha_2} \quad (2.1.6)$$

La onda compuesta es armónica y de la misma frecuencia que las constitutivas aunque su amplitud y fase son diferentes [3]. La ecuación (2.1.4) la podemos dividir en dos factores E_o y $\text{sen}(\omega t + \alpha)$. El primer término es la amplitud y el segundo término es una función variable en el tiempo, que a frecuencias ópticas, varía extremadamente rápido, por lo tanto, su valor instantáneo es una cantidad impracticable de medir. Por lo que sugiere que se empleen promedios. Es decir, se absorbe la energía radiante durante un intervalo finito de tiempo, usando por ejemplo, una fotocelda o una retina del ojo humano. El valor promedio en el tiempo de $\text{sen}(\omega t + \alpha)$ es una medida de una cantidad muy significativa conocida como irradiancia.

Para determinar la irradiancia, se integra E y se evalúa en un intervalo de 0 a T (para T=2π). Quedando de la siguiente manera:

$$\langle E \rangle = \int_0^T [E_0 \text{sen}(\omega t + \alpha)]$$

$$\langle E \rangle = \int_0^T [E_0 (\cos \alpha \text{sen} \omega t + \text{sen} \alpha \cos \omega t)]$$

$$\langle E \rangle = \int_0^T [E_0^2 (\cos^2 \alpha \text{sen}^2 \omega t + \text{sen}^2 \alpha \cos^2 \omega t)]$$

$$\langle E \rangle = E_0^2 [\cos^2 \alpha \int_0^T \text{sen}^2 \omega t + \text{sen}^2 \alpha \int_0^T \cos^2 \omega t]$$

$$\langle E \rangle = E_0^2 [\cos^2 \alpha \int_0^T \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} + \text{sen}^2 \alpha \int_0^T \frac{1 + \cos 2\omega t}{2}]$$

$$\langle E \rangle = E_0^2 [\cos^2 \alpha (\frac{1}{2}(t - \frac{1}{4\omega} \text{sen} 2\omega t)_0^{2\pi} + \text{sen}^2 \alpha (\frac{1}{2})(t + \frac{1}{4\omega} \cos 2\omega t)_0^{2\pi}]$$

$$\langle E \rangle = E_0^2 [\cos^2 \alpha (\frac{1}{2})(2\pi) + \text{sen}^2 \alpha (\frac{1}{2})(2\pi)]$$

$$\langle E \rangle = \pi E_0^2$$

La irradiancia es por lo tanto proporcional al cuadrado de la amplitud del campo eléctrico.

El otro factor de la ecuación 2.1.4, E₀ es la amplitud de la onda resultante. Esta amplitud esta compuesta por la suma de los cuadrados de la amplitud de cada señal constitutiva, sin embargo, se adiciona el término 2E₁E₂ cos(α₂ - α₁) conocido como el término de interferencia. El cual su contribución varia dependiendo del desfaseamiento δ=(α₂ - α₁) entre las dos señales.

Se distinguen tres casos principales de interferencia:

- Cuando la diferencia de fases es δ=0, ± 2π, ± 4π, ... nπ, donde n par. Se dice que las dos señales están en fase y la amplitud es un máximo debido a que 2E₁E₂ cos(α₂ - α₁) = 2E₁E₂. En este caso se tiene una interferencia constructiva (Figura 2.1).
- Cuando la diferencia de fase es δ= ± π, ± 3π, ... , ± nπ, donde n es impar, la amplitud es un mínimo debido a 2E₁E₂ cos(α₂ - α₁) = -2E₁E₂, y en este caso existe interferencia destructiva (Figura 2.1).

- Cuando la diferencia de fase δ esta entre 0 y 2π , el valor de interferencia esta comprendido entre el valor de interferencia constructiva y destructiva, describiendo así, una señal senoidal (Figura 2.1).

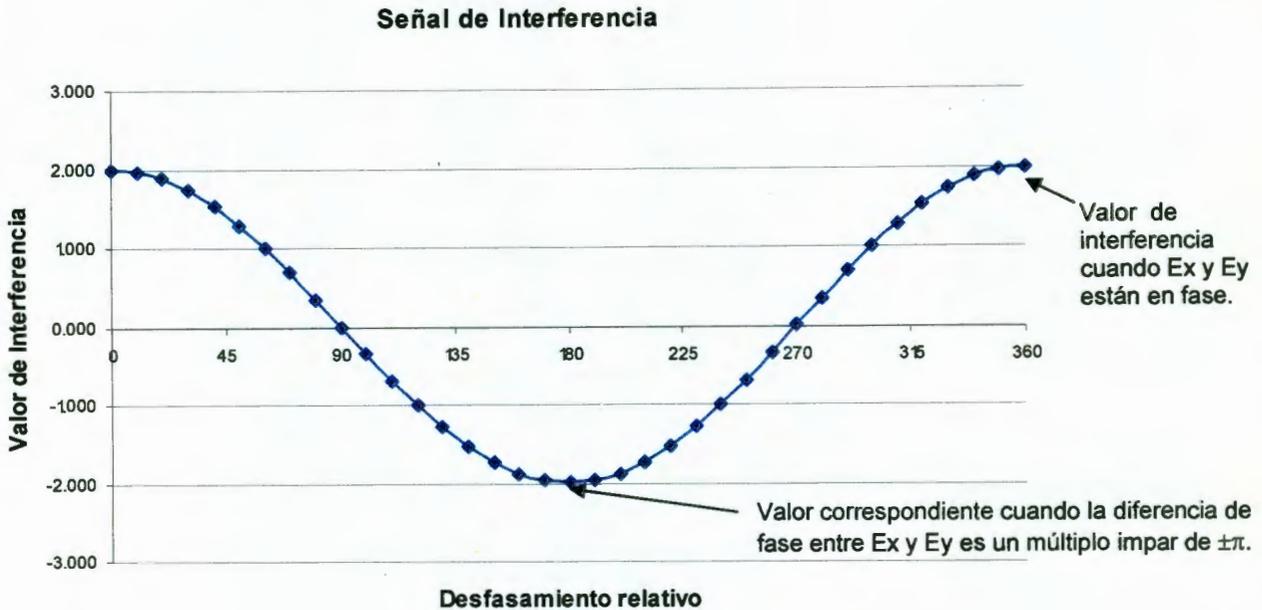


Fig. 2.1 Interferencia de las dos señales E_x y E_y .

Las gráficas anteriores son sin considerar los términos adicionales de $E_1^2 + E_2^2$. Estos términos lo que hacen es montar sobre este valor la señal de interferencia. Entre mayor sea la amplitud de las señales E_x y E_y , la señal de interferencia estará más alejada del cero en el plano cartesiano.

Cuando los fotodetectores captan la señal de interferencia y la convierten en señales eléctricas, el valor de $E_1^2 + E_2^2$ es convertido a un nivel de DC, lo cual no es recomendable, para propósitos de este proyecto. Sin embargo este nivel de DC puede ser disminuido en su totalidad, por medio de circuitos electrónicos.

2.1.2 Polarización.

La polarización se encuentra en todas partes en nuestra vida diaria. Es un principio importante que facilita el funcionamiento adecuado de muchas cosas que nos son familiares, desde lentes para el sol hasta relojes digitales y pantallas de laptop.

Para entender la polarización es importante saber que la luz puede ser tratada como una onda electromagnética transversal (figura 2.2), y que además existe luz polarizada y no polarizada.

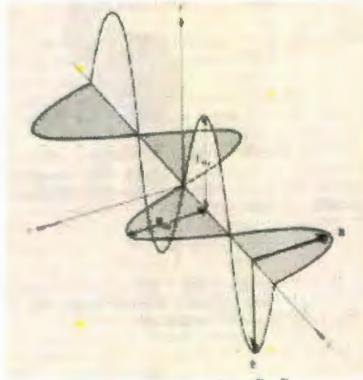


Fig.2.2 Onda Electromagnética Transversal

En una onda electromagnética el campo eléctrico se mueve hacia arriba y abajo a medida que la onda electromagnética se mueve hacia adelante (figura 2.3).

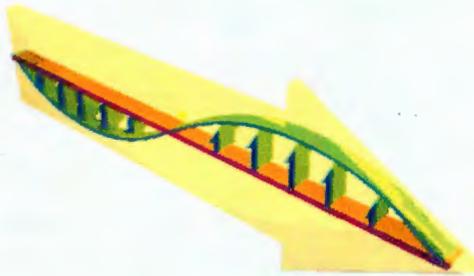


Fig. 2.3 Onda Electromagnética.

La figura 2.3 muestra luz linealmente polarizada o polarizada en un plano que es el plano de la flecha, es decir, donde la dirección del campo eléctrico es constante aunque su magnitud y signo varían con el tiempo [4]. En la luz no polarizada la flecha no tiene un solo plano de vibración. En la luz no polarizada el giro del plano de la flecha se mantiene

cambiando arbitrariamente, sin embargo, el campo eléctrico siempre está perpendicular al plano de vibración y la dirección continua siendo la misma [4].

Supongamos que se tienen dos ondas de luz linealmente polarizadas y de la misma frecuencia moviéndose en la misma dirección. Si sus vectores de campo eléctrico son colineales, las ondas simplemente se combinarán para formar una onda resultante linealmente polarizada. Por otro lado si las direcciones de los campos eléctricos de las dos ondas de luz son perpendiculares entre sí la onda resultante puede o no ser linealmente polarizada. En este tema se discute la polarización lineal de la luz y los polarizadores. Existe además, polarización circular y elíptica, si embargo estos temas no se discuten a fondo.

Polarización lineal.

Se puede representar las dos perturbaciones ópticas ortogonales que fueron descritas en las ecuaciones 2.1.1 y 2.1.2 de la siguiente manera:

$$E_x(z,t) = \hat{i} E_1 \cos(kz - \omega t) \quad (2.2.1)$$

$$E_y(z,t) = \hat{j} E_2 \cos(kz - \omega t + \varepsilon) \quad (2.2.2)$$

donde:

k : es el vector de propagación de la dirección de movimiento de las ondas.

ε : es la diferencia relativa de fase de las dos ondas.

La perturbación óptica resultante es entonces la suma de las ecuaciones 2.2.1 y 2.2.2.

Si ε es cero o un entero múltiplo de $\pm 2\pi$, se dice que las ondas están en fase, en este caso la resultante queda como:

$$E = (\hat{i} E_1 + \hat{j} E_2) \cos(kz - \omega t) \quad (2.2.3)$$

La onda resultante es también linealmente polarizada, es decir, la onda resultante tiene un solo plano de vibración que contiene al campo eléctrico pero su amplitud y signo varían con el tiempo. Esto es mostrado en la figura 2.4.

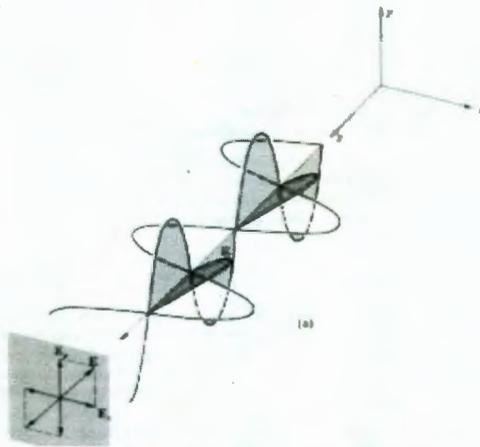


Fig. 2.4 Onda linealmente polarizada cuando las dos ondas están en fase.

Si ε es un entero impar, múltiplo de $\pm\pi$, se dice que las ondas están 180° fuera de fase, y la resultante queda como:

$$E = (\hat{i} E_1 - \hat{j} E_2) \cos(kz - \omega t) \quad (2.2.4)$$

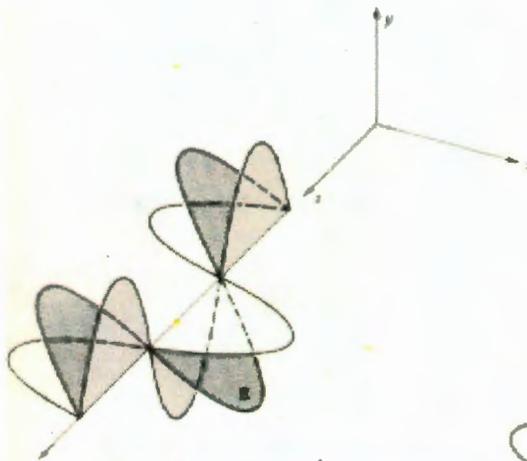


Fig. 2.5 Onda linealmente polarizada cuando las dos ondas están 180° fuera de fase.

La onda anterior esta linealmente polarizada pero el plano de vibración ha sido rotado como se muestra en la figura 2.5.

Podemos concluir que la diferencia, cuando las ondas están en fase o fuera de fase es que el plano de vibración es rotado, y no necesariamente 90° .

Polarización circular.

Otro caso especial es cuando ambas ondas constitutivas (Ec. 2.2.1 y 2.2.2) tienen igual amplitud E_0 y además su diferencia de fase relativa $\varepsilon = -\pi/2 + 2m\pi$ donde $m=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ y la onda resultante queda como:

$$E = E_0 [\hat{i} \cos(kz - \omega t) + \hat{j} \sin(kz - \omega t)] \quad 2.2.5$$

Se observa que ahora la amplitud escalar de E es fija y es igual a E_0 , sin embargo la dirección de E es variable con el tiempo y no tiene un solo plano de vibración (Figura 2.6).

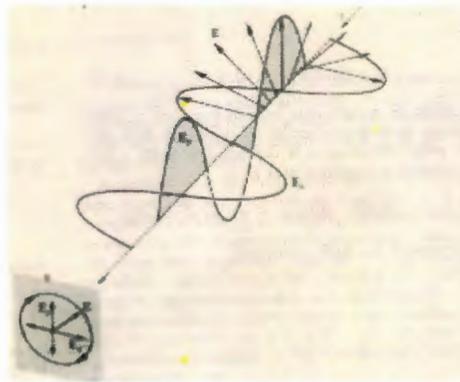


Fig. 2.6 Polarización circular

En la figura 2.6 se observa que la polarización circular describe un círculo en el origen, esto debido a la diferencia de fase relativa entre E_x y E_y de 90° y considerando que ambas señales tienen la misma amplitud.

Este círculo se puede graficar con cuatro puntos principales de las dos señales. En la figura 2.7 se tienen las dos señales E_x y E_y desfasadas 90° y en la tabla 2.1 se muestran los valores de los cuatro puntos principales que corresponden a E_x y E_y para diferentes valores de ángulo. Nótese que los valores de E_x y E_y son iguales tanto para el valor de ángulo de 0° y 360° . Y la figura 2.8 se grafica E_x vs E_y , el cual es un círculo con centro en el origen.

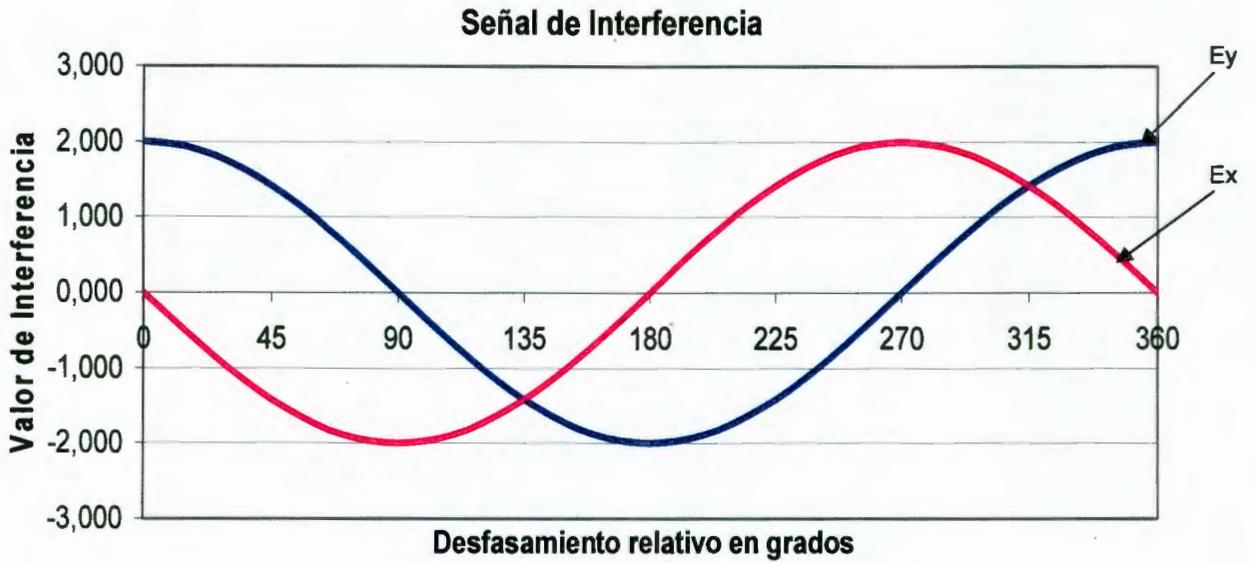


Fig. 2.7 E_x y E_y desfasadas 90°.

Tabla 2.1. Valores de E_x y E_y para diferentes ángulos.

Valor de ángulo	E_x	E_y
0	0	2
90	-2	0
180	0	-2
270	2	0
360	0	2

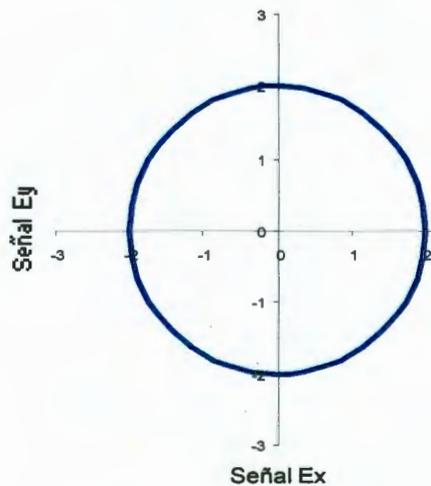


Fig.2.8 Polarización circular

Se observa, que efectivamente, cuando E_x y E_y tienen la misma amplitud y un desfase relativo de 90° , el plano de vibración del campo eléctrico no es fijo, pero que su amplitud es igual.

Polarización elíptica.

La polarización lineal y la polarización circular se pueden considerar como casos especiales de la polarización elíptica en cuanto a la descripción matemática se refiere.

Polarizadores.

Un aparato óptico cuya entrada es luz natural y cuya salida es alguna forma de luz polarizada se conoce como un polarizador [3]. Por ejemplo, la luz no polarizada puede ser representada por la superposición de dos ondas arbitrarias de igual amplitud, linealmente polarizadas, ortogonales e incoherentes (es decir, ondas para las cuales su diferencia relativa de fase varía rápidamente y al azar), un instrumento que separa esta dos componentes dejando pasar solo una se conoce como un polarizador lineal. Dependiendo de la forma de salida se puede tener polarizadores circulares o elípticos.

2.1.3 Láminas Retardadoras.

Son una clase de elementos ópticos que se usan comúnmente para cambiar la polarización de una onda incidente. Estas láminas retardadoras tienen la función de retrasar en fase una de las componentes constitutivas del haz láser, ya sea, la componente de referencia o de medición. Al salir de la lámina retardadora la fase relativa de las dos componentes es diferente de lo que era en un principio y por consecuencia su estado de polarización también es diferente.

Para explicar cómo es que una componente del campo eléctrico se retrasa en fase respecto a otra suponemos una onda monocromática plana, incidente en un cristal uniaxial tal como la calcita, la cual generalmente se divide en dos, emergiendo como un haz ordinario (o) y uno extraordinario (e). Si se corta y se pule un cristal de calcita de tal manera que el eje óptico sea normal tanto a las superficies de enfrente como a las posteriores (figura 2.9), y una onda plana incidente normalmente puede tener su campo eléctrico perpendicular al eje óptico. Las ondas o y e coincidirán y una onda plana única pasará a través del cristal sin reflectarse; en este caso, no hay corrimientos relativos de fase.

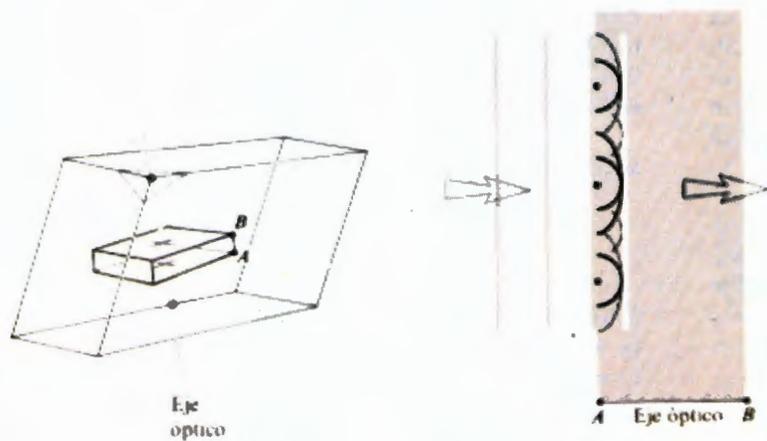


Fig.2. 9 Una lamina de calcita cortada perpendicularmente al eje óptico.

Si ahora suponemos que la dirección del eje óptico se arregla para que sea paralelo a la superficie frontal y a la posterior como se muestra en la figura 2.10.

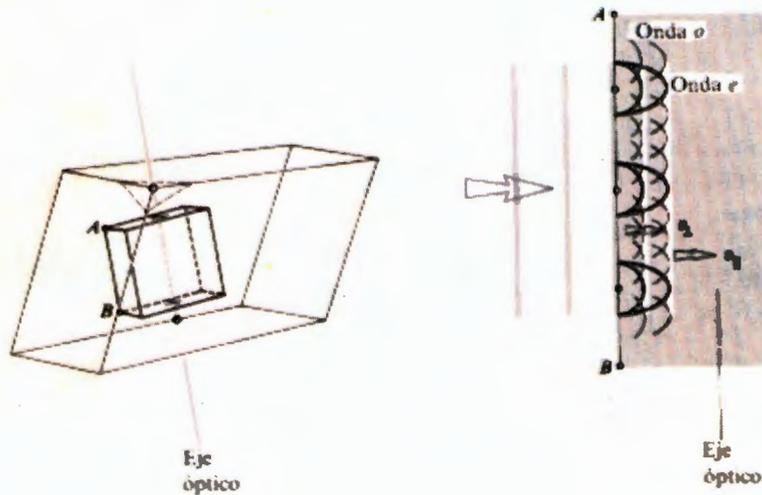


Fig. 2.10 Una lamina de calcita cortada paralelamente al eje óptico.

Si el campo eléctrico de una onda plana monocromática incidente tiene componentes paralela y perpendicular al eje óptico, las dos ondas planas separadas se propagaran a través del cristal, ya que $v_{||} > v_{\perp}$ (velocidades de las ondas) y $n_o > n_e$ (índices de refracción de la calcita) la onda e se moverá dentro de la muestra más rápidamente que la onda o.

Después de atravesar una lamina de espesor d la onda electromagnética resultante será la superposición de las ondas e y o , que ahora tienen una diferencia de fase relativa de $\Delta\phi$. La diferencia de camino óptico para las ondas esta dada por:

$$\Lambda = d(|n_o - n_e|)$$

Y puesto que $\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Lambda$

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda_o} d(|n_o - n_e|)$$

Donde λ_o es el valor de la longitud de onda en el vacío. El estado de polarización de la luz emergente depende de las amplitudes de las componentes ortogonales del campo incidente y de $\Delta\phi$.

Ahora que se explico como se retrasa una componente en fase respecto a otra, se mencionan las principales láminas retardadoras que son: laminas de una onda, las láminas de media onda y las láminas de cuarto de onda. Las tres se describen a continuación.

Lámina de onda completa: Retrasa 2π o 360° en fase una componente respecto a otra. Como las dos ondas están en fase, no hay cambio evidente en la polarización de estas señales.

Lamina de media onda: La lamina retardadora de media onda provoca un desfaseamiento de π o 180° entre las componentes. Esta lámina invierte el sentido de la luz elíptica o circular cambiándola de derecha a izquierda o viceversa.

Lamina de cuarto de onda: Esta lámina introduce un corrimiento relativo de fase de $\pi/2$ o 90° entre las componentes. Un corrimiento de fase de 90° convertirá la luz lineal a circular y viceversa.

En la figura 2.11 se observan como las laminas retardadoras de varios valores afectan el estado de polarización de dos componentes ortogonales E_x y E_y .

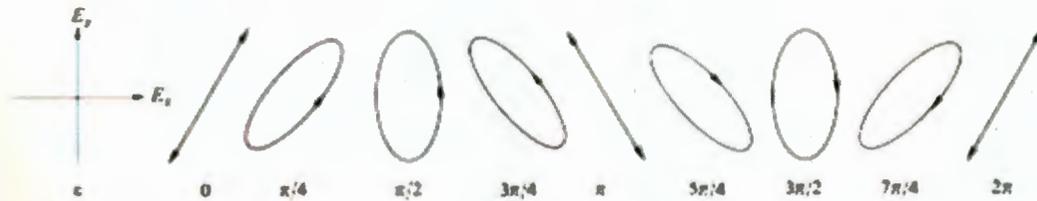


Fig.2.11 Efecto de una lamina retardadora en el estado de polarización de una onda.

2.2 Detección Homodina.

La detección homodina utiliza un láser, que emite un haz de luz con una frecuencia dada, el cual puede descomponerse en dos componentes denominadas de referencia y de medición. Ambas componentes son ortogonales, por ejemplo, señales como en las ecuaciones 2.1.1 y 2.1.2. Con el arreglo óptico lineal (mostrado en la figura 2.12) cuando el objeto se desplaza, la componente de referencia y de medición varían en fase entre ellas produciendo interferencia. Esta interferencia es captada por un fotodiodo y convertida en señales eléctricas, que son adquiridas y procesadas por un sistema electrónico para poder obtener el desplazamiento del objeto.

2.3 Interferómetro Homodino.

En la fig. 2.12 se muestra un interferómetro de una sola frecuencia homodino o interferómetro DC. El arreglo óptico mostrado se conoce como arreglo óptico lineal.

El láser estabilizado en frecuencia, emite un haz de luz linealmente polarizado, con una inclinación de 45° con respecto a los ejes de la base del divisor de haz polarizado (PBS). El modo linealmente polarizado se separa en dos componentes ortogonales de la misma frecuencia en el PBS. Estas componentes se denominan componente de referencia y de medición.

La componente de referencia viaja hacia al retroreflector fijo, y la componente de medición viaja al retroreflector móvil, ambas componentes son reflejadas por sus respectivos retroreflectores y son recombinadas por el divisor de haz polarizado. Al existir desplazamiento del objeto móvil, existe una variación de fase entre ambas componentes. Cuando los haces de luz salen del PBS aun no existe interferencia debido a que viajan en planos ortogonales.

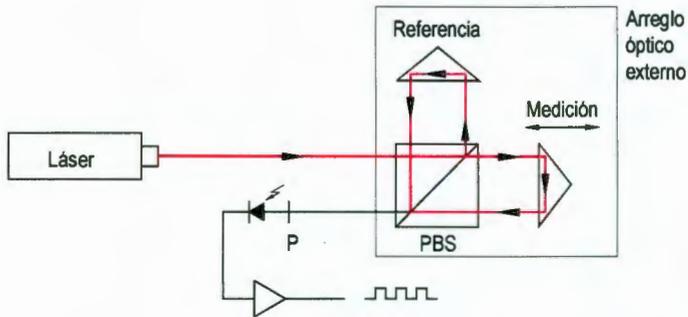


Fig.2.12 Interferómetro de una sola frecuencia.

En el esquema ordinario de detección homodina, a la salida del PBS se coloca un polarizador lineal orientado a 45° , para obtener la máxima interferencia entre las dos señales de referencia y de medición. La interferencia entre las componentes es convertida de señales ópticas a señales eléctricas senoidales por medio de un fotodiodo. La señal senoidal sirve como entrada para un dispositivo electrónico que convierte esta señal a niveles TTL y es usada posteriormente para un procesamiento digital.

2.4 Detección de cuadratura.

La fig. 2.13 muestra un arreglo óptico para la detección de cuadratura. A fin de discriminar la dirección de movimiento, al esquema de detección homodina se le incorpora un fotodiodo adicional. Este tipo de detección discrimina la dirección del movimiento debido al cambio de fase relativa entre las señales A y B mostrada en la figura 1b).

La lamina retardadora de cuarto de onda retrasa la fase relativa de una de las componentes 90° ($\lambda/4$), permitiendo que las señales en los fotodiodos tengan una secuencia de estados definidos de la señal. Cuando el objeto cambia su dirección, la secuencia de estos estados se invierte. Las señales resultantes A y B, presentan un nivel de offset el cual debe de ser eliminado en etapas de normalización.

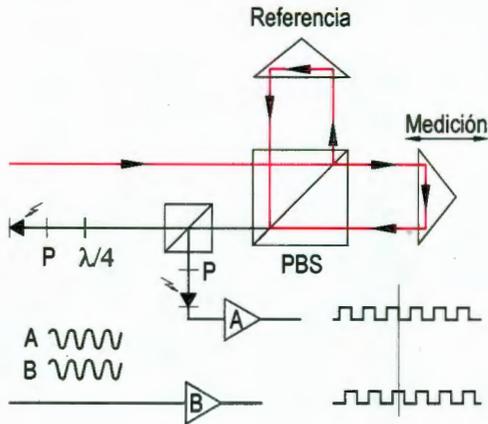


Fig.2.13 Detección de cuadratura

El patrón de longitud para un IMD es la longitud de onda (λ) del haz láser, y debe ser estabilizada en frecuencia para disminuir los errores producidos por las variaciones de longitud de onda, lo que produciría incertidumbre en su valor. Los láseres usados como fuentes de luz para interferómetros usualmente se calibran contra láseres primarios.

2.5 Errores de linealidad en mediciones de longitud por interferometría.

Cuando la señal A y la señal B están normalizadas, es decir, tienen misma amplitud, están desfasadas exactamente 90° y no tienen ningún nivel de DC, se observa en el plano XY un círculo con origen en el centro, como se muestra en la figura 2.14.

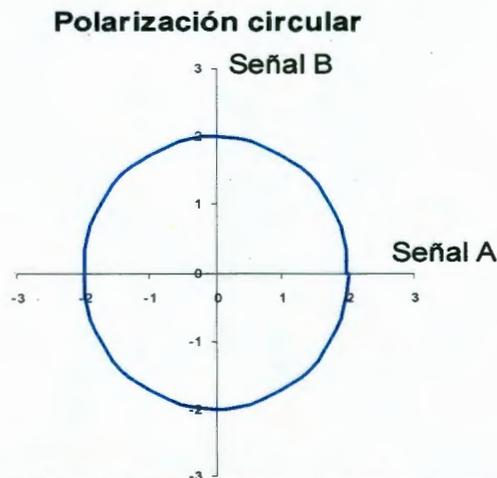


Fig.2.14 Gráfica XY de las señales A y B normalizadas

En estas condiciones no se tienen errores de linealidad.

Sin embargo, en la práctica, estas condiciones no son del todo ciertas, generalmente se tienen señales con alguna diferencia en la amplitud, un desfase que no es 90° grados y un nivel de DC. Si las señales tienen estas características se tienen entonces errores de linealidad que provocan errores en la medición de desplazamiento. Por eso es necesario que las señales se introduzcan a una etapa de normalización para obtener las señales corregidas. Una vez teniendo las señales normalizadas se utilizan para etapas posteriores de procesamiento.

2.6 Aplicaciones de la interferometría.

La interferometría es ahora una herramienta indispensable en muchas actividades en las que sea necesario realizar mediciones. A partir de 1947 se han extendido estas técnicas a las ondas de radio, iniciándose así la radiointerferometría astronómica. Hoy en día, por medio de técnicas interferométricas se pueden realizar una gran variedad de medidas sumamente precisas, entre las que se pueden mencionar las siguientes:

a) *Medida y definición del metro patrón.* En 1960 el metro fue definido como igual a 1650 763.73 longitudes de onda en el vacío, de la luz emitida en una cierta línea espectral del kriptón-86. Sin embargo, en lugar de definir el metro y luego medir la velocidad c de la luz usando esta definición, es posible hacer lo contrario.

Es decir, se define primero la velocidad c de la luz como una cierta cantidad de metros recorridos en un segundo, de donde podemos escribir:

$$c = d/t$$

El siguiente paso es definir el metro como la distancia recorrida por la luz en un tiempo igual a $1/c$. Esto es lo que actualmente se ha hecho para definir el metro.

b) *Medida de las deformaciones de una superficie.* Frecuentemente, debido a causas muy variadas, una superficie puede tener deformaciones pequeñísimas que no son detectables a simple vista. A pesar de su reducida magnitud, estas deformaciones pueden ser el síntoma de problemas graves presentes o futuros. Como ejemplo, podemos mencionar una fractura de un elemento mecánico de un avión o de una máquina. Otro ejemplo es un calentamiento local anormal en un circuito impreso o en una pieza mecánica sujeta a fricción. Finalmente, Otro ejemplo es una deformación producida por esfuerzos mecánicos que ponen en peligro la estabilidad del cuerpo que los sufre. Es aquí donde la interferometría tiene un papel muy importante, detectando y midiendo estas pequeñísimas

deformaciones de la superficie. Esta aplicación de las técnicas interferométricas es especialmente útil y poderosa si se le combina con técnicas holográficas.

c) *Determinación de la forma exacta de una superficie.* Las superficies ópticas de los instrumentos modernos de alta precisión tienen que tallarse de tal manera que no tengan desviaciones de la forma ideal, mayores de una fracción de la longitud de onda de la luz. Para hacer el problema todavía más difícil, la superficie muy frecuentemente no es esférica sino de cualquier otra forma, a la que de modo general se le denomina *asférica*. Esta superficie *asférica* puede ser, por ejemplo, un paraboloide o un hiperboloide de revolución, como ocurre en los telescopios astronómicos, donde además la superficie a tallar puede ser de varios metros de diámetro. Es fácil comprender lo difícil que resulta tallar una superficie tan grande. Sin embargo, el problema principal es medir las deformaciones de la superficie respecto a su forma ideal. Esto se hace mediante la interferometría, con técnicas muy diversas y complicadas que no es posible describir aquí. La figura 2.15 muestra el interferograma del espejo principal o primario de un telescopio. Si la superficie fuera perfectamente esférica, las franjas de interferencia serían rectas. La pequeña curvatura de las franjas se debe a que la superficie es ligeramente elipsoidal en lugar de esférica, aunque la desviación es apenas alrededor de media longitud de onda, lo que es aproximadamente tres diezmilésimas de milímetro.

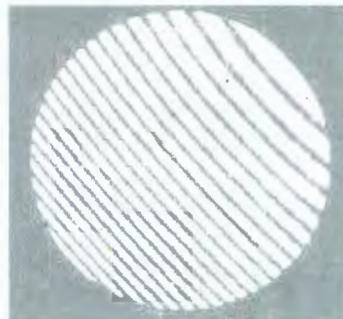


Figura 2.15. Interferograma del espejo de un telescopio.

d) *Alineación de objetos sobre una línea recta perfecta.* Es frecuente que aparezca la necesidad de tener una línea recta de referencia muy precisa en una gran cantidad de actividades ingenieriles de tipo muy diverso. Por ejemplo, la bancada o base de un torno de alta precisión debe ser tanto más recta cuanto más fino sea el torno. En este problema

y muchos otros en los que se requiera alinear algo con muy alta precisión, la interferometría es un auxiliar muy útil.

e) *Determinación muy precisa de cambios del índice de refracción en materiales transparentes.* Los vidrios ópticos, plásticos o cristales que se usan en las lentes, prismas y demás elementos ópticos tienen que ser de una alta homogeneidad tanto en su transparencia como en su índice de refracción. Esto es especialmente necesario si el instrumento óptico que los usa es de alta precisión. Esta homogeneidad de los materiales transparentes se mide con la tolerancia que sea necesaria por medio de interferometría.

f) *Determinación muy precisa de velocidades o de variaciones en su magnitud.* Cuando una fuente luminosa se mueve respecto al observador, es bien sabido que la longitud de onda de la luz tiene un cambio aparente, alargándose o acortándose, según que el objeto luminoso se aleje del observador o se acerque a él, respectivamente. Este es el llamado efecto Doppler, que se descubrió primero para las ondas sonoras y posteriormente para la luz. Por medio de interferometría se pueden detectar y medir variaciones sumamente pequeñas en la longitud de onda, lo que permite detectar movimientos o cambios también muy pequeños en la velocidad de un objeto. Esta propiedad se ha usado en muy diversas aplicaciones, entre otras, la medida de la velocidad del flujo de líquidos o de gases.

g) *Medición de ángulos.* Los ángulos, al igual que las distancias, también se pueden medir con muy alta precisión por medio de técnicas interferométricas. Por ejemplo, el paralelismo entre las dos caras de una placa de vidrio de caras planas y paralelas, o el ángulo recto entre las dos caras de un prisma se pueden medir con una incertidumbre mucho menor de un segundo de arco, lo que es totalmente imposible de lograr por otros métodos.

Capítulo 3. Desarrollo del Proyecto.

En este capítulo se explica el principio de operación del interferómetro homodino desarrollado y se detallan tres etapas generales, las cuales muestran el diseño del sensor óptico.

3.1 Principio de operación del Interferómetro Homodino.

El principio general de este instrumento se explicó en el capítulo 2, en el tema Interferómetro Homodino. Aquí se proporciona una explicación más detallada acerca del instrumento, desde el funcionamiento del sensor óptico hasta la visualización de los datos en la PC.

- ✓ El láser que se utilizó fue un láser estabilizado en frecuencia He-Ne a 633 nm con dos modos longitudinales [1]. Este láser emite un haz que contiene dos componentes linealmente polarizadas (componente vertical y horizontal) de diferentes frecuencias que viajan en planos ortogonales separadas 1090 MHz. Para seleccionar una componente, ya sea, vertical u horizontal, se utiliza un polarizador lineal, por ejemplo, para seleccionar la componente vertical, se usa un polarizador orientado horizontalmente. Después del polarizador se utiliza una lamina retardadora $\lambda/2$ orientada a 45° para obtener sus componentes ortogonales de la componente previamente seleccionada, estas componentes se denominan de referencia y de medición, las cuales son de la misma frecuencia.
- ✓ Una vez que se tiene una componente linealmente polarizada, el haz ingresa a un interferómetro lineal, el cual después de recombinarse en el divisor de haz polarizado (PBS) produce un haz superpuesto, que llega al sensor óptico. En la figura 3.1 se muestra el láser He-Ne con en arreglo óptico lineal.

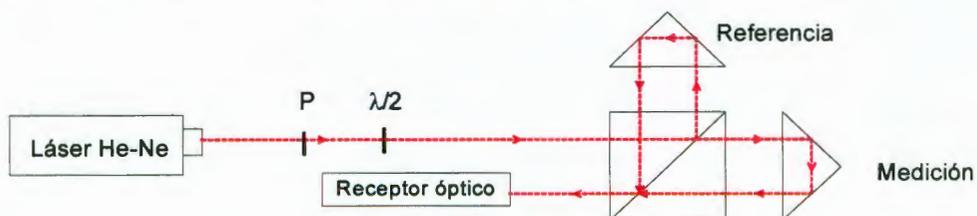


Fig. 3.1 Interferómetro Homodino

- ✓ El sensor óptico es mostrado esquemáticamente en la figura 3.4. Este sensor óptico, capta cuatro señales ópticas y genera cuatro señales eléctricas con respuesta en corriente desfasadas entre sí 90° por medio de cuatro fotodiodos.
- ✓ Para poder procesar las señales captadas por los fotodiodos, estas ingresan a un sistema de medición electrónico, el cual envía datos a la computadora a través del protocolo de comunicación RS-232. Este sistema es mostrado en el siguiente diagrama a bloques:

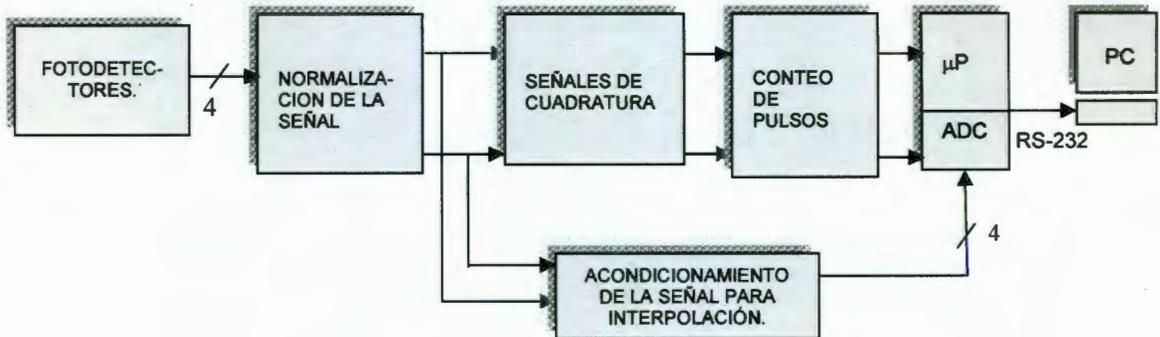


Fig.3.2. Sistema Electrónico de Medición

- ✓ Las cuatro señales eléctricas con respuesta en corriente, son convertidas en señales en voltaje por medio de 4 convertidores corriente-voltaje. Esto se hace en la primer etapa del sistema electrónico, que es una etapa de acondicionamiento de la señal.
- ✓ Luego, las cuatro señales eléctricas ingresan a la etapa de normalización de la señal, las cuales son convertidas en dos señales eléctricas A y B por medio de un amplificador diferencial para cada señal. Anteriormente se explico, que se necesitan dos señales ópticas desfasadas entre sí 90° para obtener la dirección del objeto, la razón principal para tener 4 señales eléctricas en lugar de dos, es debido a que con cuatro señales, se puede minorizar el nivel de offset de las señales A y B por medio del amplificador diferencial, además este circuito permite obtener mayor amplitud y un desfaseamiento entre ellas de 90° .

- ✓ Una vez que se obtienen las señales A y B, por medio del amplificador diferencial, entran a una etapa donde el usuario puede aumentar o disminuir la amplitud, así como corregir el nivel de offset, si se requiriera.
- ✓ Cuando las señales A y B están normalizadas, ingresan a dos comparadores LM-311, los cuales convierten las señales periódicas a señales con niveles TTL.
- ✓ Antes de que las señales A y B sean convertidas a niveles TTL, existe una derivación de las señales analógicas hacia un ADC. El ADC que se utilizó es el que está integrado al microcontrolador PIC-16F877A. Sin embargo, antes del ADC, existe una etapa de acondicionamiento de la señal, ya que, no pueden ingresar voltajes negativos. El microcontrolador adquiere los valores analógicos de las dos señales y las convierte en su equivalente digital en 8 bits, para poder usarlo para un algoritmo de interpolación de la señal.
- ✓ Después, las señales TTL ingresan a un contador decodificador de cuadratura HCTL-2022 de Agilent. Este contador envía el desplazamiento del objeto en número de cuentas al microcontrolador.
- ✓ El microcontrolador, es el que se encarga de controlar el HCTL-2022 enviando bits para la lectura de cuentas y reset de posición. También recibe los datos que genera el HCTL para un procesamiento posterior. Además, como ya se mencionó el PIC-16F877A recibe los valores de las señales analógicas y las convierte en valores digitales. Todos estos datos que se procesan en el microcontrolador son enviados a la PC vía RS-232.
- ✓ Una vez que son enviados los datos a la PC, se manipulan en el software de programación CVI/Lab Windows V5.5, para crear la interfaz de usuario.
- ✓ Y es en la interfaz de usuario, donde se maneja el instrumento con operaciones básicas de medición y control del instrumento.

3.1.1 Sensor óptico utilizado para la detección de la señal del haz láser.

El sensor óptico es el conjunto de elementos ópticos contenidos en una unidad con dimensiones de 16 x 7x 4 cm, mostrado la figura 3.3.



Fig.3 .3 Sensor Óptico

El sensor óptico permite obtener cuatro señales eléctricas desfasadas entre ellas 90° provenientes de los fotodiodos PD1, PD2, PD3 y PD4, de acuerdo al arreglo óptico de la figura 3.4.

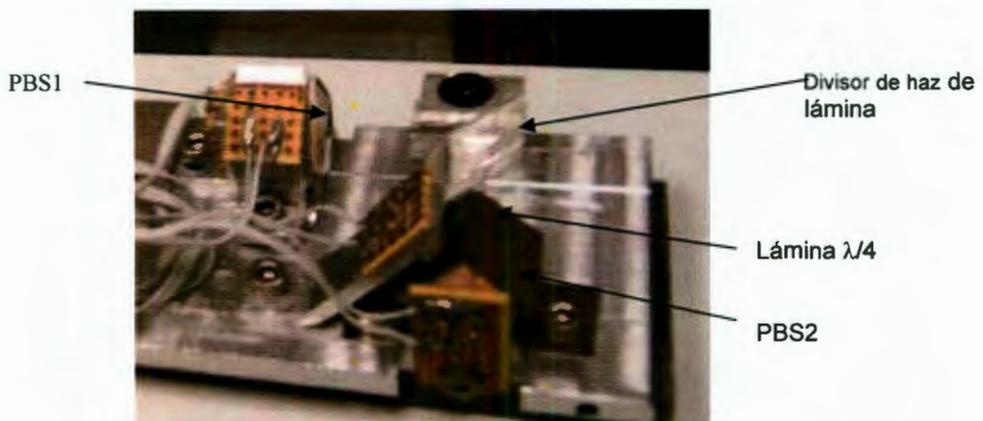


Fig. 3.4 Receptor óptico

La representación esquemática del arreglo óptico anterior es mostrada en la siguiente figura.

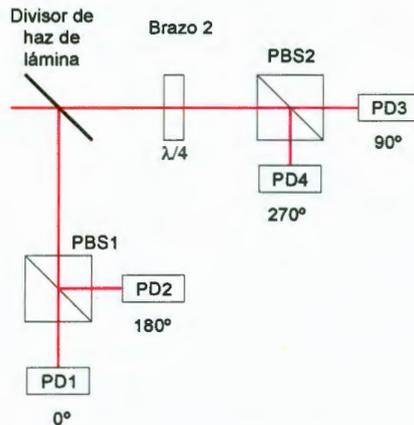


Fig. 3.5 Representación esquemática del sensor óptico

Este sensor recibe como entrada el haz láser proveniente del arreglo óptico externo mostrado en la figura 3.1.

El haz láser con información de la medición, incide en un divisor de haz de lamina no polarizado y este divide la intensidad del haz en dos porciones que son dirigidas al brazo 1 y brazo 2 del arreglo mostrado.

Una mitad de la intensidad del haz, se dirige hacia el brazo 1, el cual incide en el divisor de haz polarizado (PBS1), que se encuentra inclinado 45° con respecto a la polarización lineal y ortogonal de las componentes del haz. Cuando el objeto de medición se desplaza, existe desfase entre la componente de referencia y la componente de medición, produciéndose una señal de interferencia en PD1 y una señal de interferencia desfasada 180° en PD2.

En el brazo 2, el haz de entrada incide en una lamina retardadora $\lambda/4$ antes de ser tratado de la misma forma que en el brazo 1; sin embargo el retraso producido por la lamina $\lambda/4$ en una de las longitudes de onda componentes del haz, genera en PD3 y PD4 señales desfasadas 90° y 270° .

3.1.2 Sistema Electrónico de Medición.

Los siguientes diagramas electrónicos que se muestran a continuación son del sistema electrónico de medición mostrado en la figura 3.2.

Acondicionamiento de la Señal del Sensor óptico.

Las señales provenientes del sensor óptico son señales en corriente, las cuales ingresan cada una a un acondicionador de señal, para obtener señales en voltaje. Para este propósito, se utilizan cuatro fotodetectores, cada uno, con el esquema siguiente:

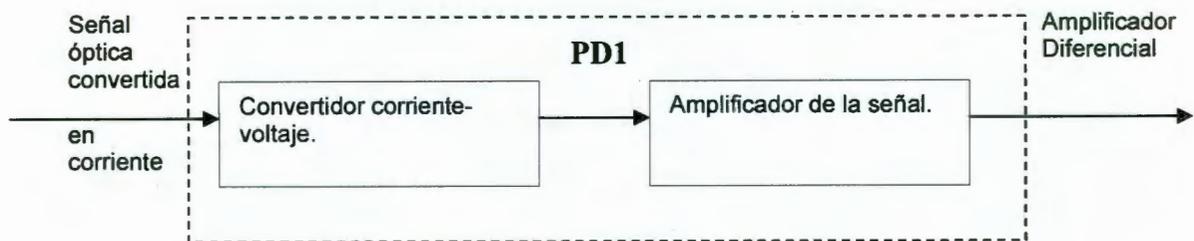


Fig 3:6 Diagrama a bloques del fotodiodo.

Y el diagrama electrónico correspondiente es mostrado en la figura 3.7:

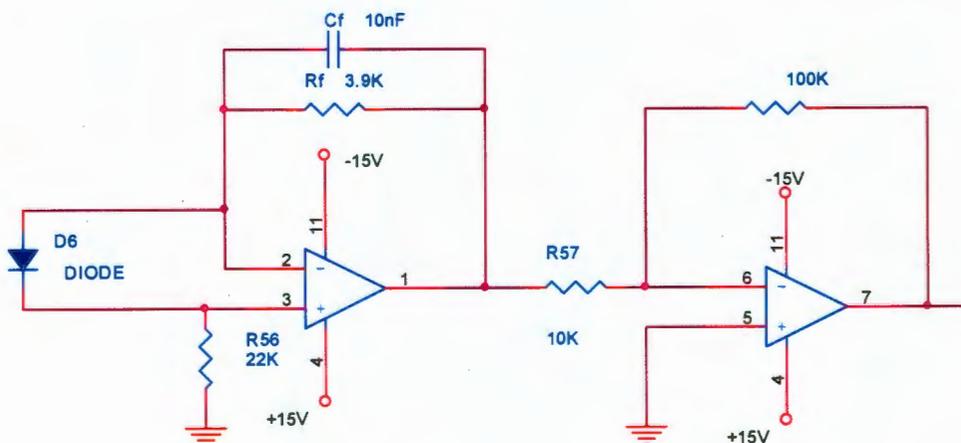


Fig 3.7 Circuito esquemático del fotodiodo

El valor de la resistencia R_f y el valor del capacitor C_f , se determinaron en base a la máxima velocidad del objeto de 1m/s. A esta velocidad corresponde una frecuencia mínima de diseño de 3.2 MHz. Para 3.2 MHz, la frecuencia de corte (ω) es de 20.10 Mrad/s. Y con el valor de ω , se calcula la constante de tiempo de la siguiente manera:

$$\tau = \frac{1}{\omega}$$

Y sabiendo que:

$$\tau = c_f R_f$$

Entonces $\tau = 49.75E-9$.

Se propone un valor de capacitancia de 10pF y se encuentra el valor de resistencia de 3.9K Ω . Estos valores de capacitancia y resistencia son valores comerciales y dan una constante de tiempo de $\tau = 39E-9$, lo que corresponde a una frecuencia de corte de 25.64 Mrad/s. Para obtener el valor de $\tau = 49.75E-9$ se necesitaría, por ejemplo, un capacitor de 10 pF y una resistencia de 4.975 K Ω , sin embargo el valor de resistencia no es comercial.

Después del convertidor corriente – voltaje, se tiene un amplificador inversor con ganancia de 10. Esto para obtener una señal eléctrica preamplificada para la etapa de normalización.

Etapa de normalización.

La función de esta etapa es generar dos señales de salida A y B, idealmente con la misma amplitud, cero nivel de DC y con una diferencia de fase relativa de 90°, es decir, señales sin errores de linealidad. Para lograr que las señales cuenten con estas características, se propuso el siguiente diagrama:

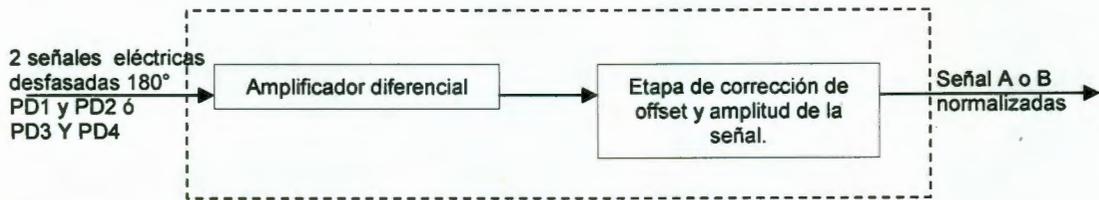


Fig 3.8 Diagrama a bloques de la etapa de normalización

Para generar la señal A se usan las entradas de los dos fotodiodos PD1 y PD2, y para generar la señal B los fotodiodos PD3 y PD4. La función del amplificador diferencial es como una etapa de pre-normalización, esto es, genera las salidas A y B desfasadas entre sí 90°, con poco nivel de offset y con una amplitud similar. En la figura 3.9 se muestra el circuito del amplificador diferencial.

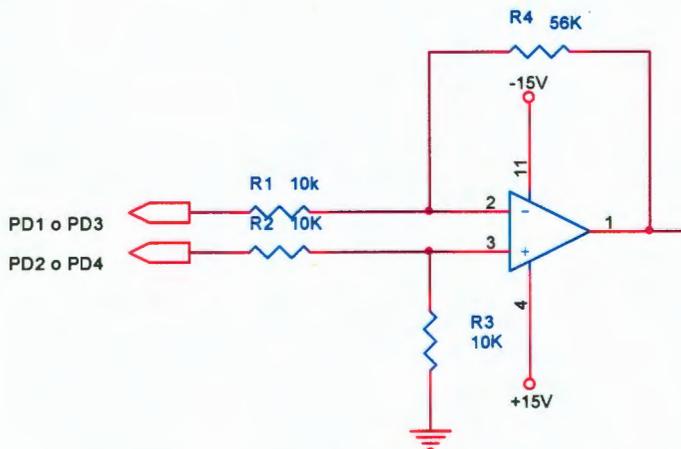


Fig 3.9 Esquemático de la configuración de amplificador diferencial.

Sin embargo, debido a que las señales de salida del amplificador diferencial tienen errores de linealidad, se implementa el circuito de corrección de la figura 3.10, el cual corrige mejor las señales A y B. Este circuito tiene ajuste manual por medio del usuario.

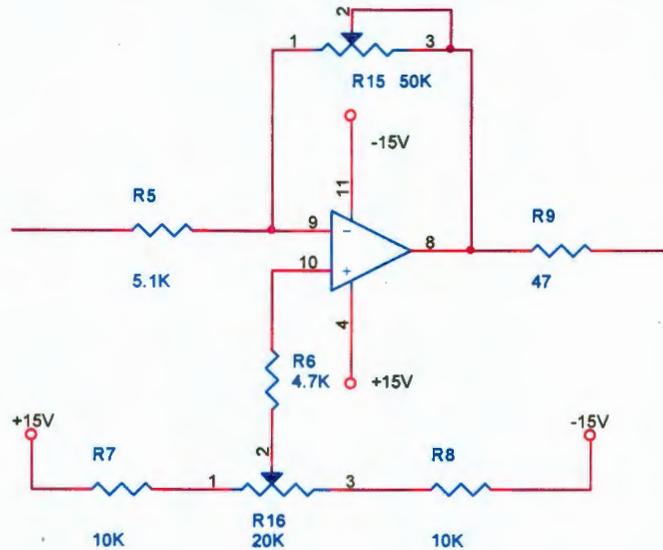


Fig 3.10 Circuito para la corrección de offset y amplitud de la señal

Este circuito tiene dos funciones:

- Corregir amplitud a través del potenciómetro de retroalimentación.
- Corregir nivel de DC a través del potenciómetro conectado a +15 V y -15 V.

Resumiendo, al final de la etapa de normalización las señales A y B tienen las siguientes características:

- ✓ Igual Amplitud.
- ✓ Cero nivel de DC.
- ✓ Desfasamiento relativo de 90° entre las señales.

Sin embargo debe tenerse en cuenta que las características mencionadas, son muy difícil de conseguir. Existen variaciones en amplitudes, en offset y en el desfasamiento de las señales, pero que no influyen en gran proporción al procesamiento digital.

Señales de cuadratura.

En esta etapa solamente se convierten las señales A y B de la etapa anterior a señales TTL. Esto con el fin de introducirlas para el contador decodificador de cuadratura HCTL-2022.

Para realizar esta función se utilizó un circuito comparador con el LM311 con la configuración mostrada en la figura 3.11, usada para cada señal. Es importante que la salida de este comparador responda rápidamente a los cambios de las entradas, es por eso, que se eligió el CI LM311 en lugar de otras opciones como el LM741 o LM301 [6].

Esta configuración es diseñada para que la salida en el pin 7 no conmute entre $\pm V_{sat}$, sino que conmute entre 5V y GND.

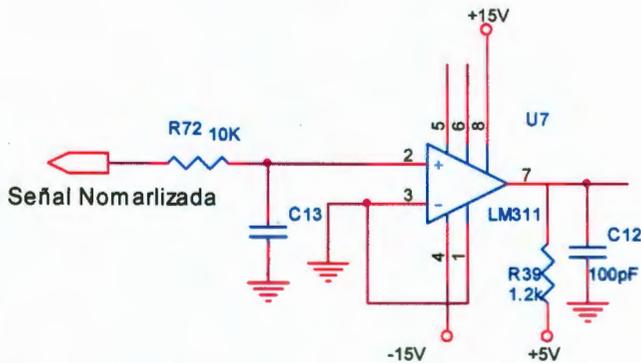


Fig 3.11 Esquemático de la configuración de comparador.

Como se aprecia en la figura 3.11, la señal de referencia es GND y se alimenta al comparador con +15V y -15V. Lo anterior provoca que en cada cruce por cero de la señal A o B normalizada, el comparador produzca un uno lógico cuando el nivel de la señal A o B es mayor que GND y un cero lógico cuando la señal A o B esta por debajo de GND, lo anterior da como resultado señales con niveles de voltaje TTL.

Conteo de pulsos.

Una vez que se tienen las señales de cuadratura A y B, se introducen al contador decodificador de cuadratura HCTL-2022 de Agilent. Este circuito se muestra y se explica brevemente. Su representación esquemática se aprecia en la figura 3.12.

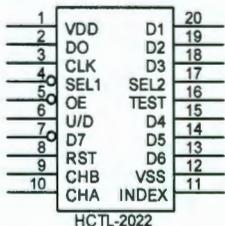


Fig. 3.12 Contador Decodificador de Cuadratura

Este contador decodificador de cuadratura HCTL-2022 decodifica las señales de entrada A y B en información de cuentas por un factor 4x. Este CI hace un muestreo de las entradas de los canales A y B, basándose en el estado binario anterior y en el estado binario actual de las dos señales.

La figura 3.13 muestra los estados de cuadratura validos. Si el canal A adelanta al canal B, resulta en un conteo hacia arriba en caso contrario el conteo es hacia abajo. También se proporciona en tabla 3.1 las entradas y salidas del contador HCTL-2022.

Canal A	Canal B	Estado
1	0	1
1	1	2
0	1	3
0	0	4

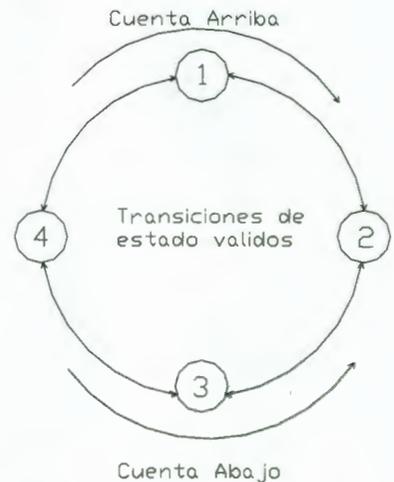
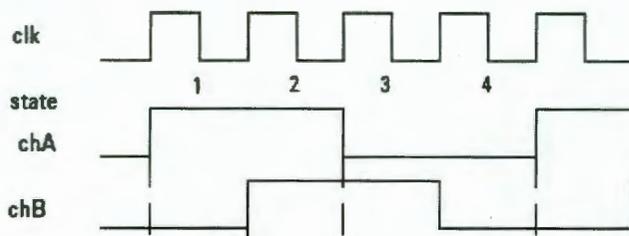


Fig. 3.13. Decodificación de cuadratura 4X

Tabla 3.1 Entradas y salidas del contador HCTL-2020	
Entradas	Salidas
Canal A y B (CHA y CHB).	Señal de sentido de dirección U/D.
Señales de control: SEL1, SEL2 ,OE y RST.	Bus de datos (D0-D7) de 32 bits multiplexado dependiendo de SEL1, SEL2 y OE.

Es necesario tener dos señales de cuadratura A y B con un desfase entre ellas de 90°. Estas señales A y B son procesadas por el contador de cuadratura el cual genera dos salidas principales, la primera es el sentido de dirección U/D, el cual indica si el objeto se mueve hacia delante o hacia atrás, si primero llega la señal A al contador y después B, la salida U/D manda un 1 lógico y el contador cuenta ascendentemente. Si al contrario, B adelanta a A, la salida U/D manda un 0 lógico y el contador cuenta de manera descendente. Sin embargo, esta salida no se usa para fines del sistema electrónico, ya

que el CI no cuenta con la salida CNT_{DCDR} , la cual genera un pulso cada que se ha detectado una transición de estado, y que es necesaria para saber el estado del U/D.

La segunda salida es un bus de datos que consiste de un multiplexor de 32 a 8 líneas y un buffer de salida de tres estados de 8 bits. El multiplexador permite el acceso al byte alto, al segundo byte, al tercer byte y al byte bajo, dependiendo de las entradas de control SEL1, SEL2 Y OE. Esto se explica en la siguiente tabla:

Tabla 3.2 Secuencia de lectura de los dos bytes.				
SEL1	SEL2	OE	CLOCK	ESTADO
L	H	L		Lee el byte alto.
H	H	L		Lee el segundo byte.
L	L	L		Lee el tercer byte.
H	L	L		Lee el byte bajo.
X	X	H		Mantiene estado de salida en alta impedancia.

Etapas de procesamiento digital y comunicación con la PC.

El bus datos de 32 bits envía al microcontrolador PIC16F877A el desplazamiento del objeto en número de cuentas. Así mismo, el microcontrolador envía las señales de control al contador, SEL1, SEL2, OE y RST. Los datos que recibe el microcontrolador y que son procesados por el, son enviados a la PC a través del puerto serial.

La conexión física entre el HCTL-2022 y el PIC-16F877A y de comunicación con la PC se muestra en los anexos. Se utiliza el CI MAX-232 para el protocolo de comunicación RS-232. Este circuito integrado permite adaptar los niveles RS232 (± 12 V) y TTL (0-5 V), permitiendo conectar una PC a un microcontrolador. Solo se necesitan 4 capacitores electrolíticos de $1\mu F$.

Etapas de acondicionamiento de la señal para la interpolación.

En el diagrama a bloques de la figura 3.2 se muestra que las dos señales normalizadas A y B, entran a una etapa de acondicionamiento, para ser usadas para la interpolación. La interpolación sirve para poder calcular fracciones de una señal senoidal o franja y así aumentar la resolución del sistema. La interpolación consiste en el muestreo de las amplitudes de las dos señales. Con estas amplitudes se calcula el arcotangente para obtener las fracciones de franja.

Debido a que el microcontrolador solo acepta voltajes positivos de 0 a 5 V, y las señales A y B, tienen ciclo positivo y negativo, se usa el siguiente arreglo (figura 3.14) para rectificar las señales y obtener así, solo voltajes positivos.

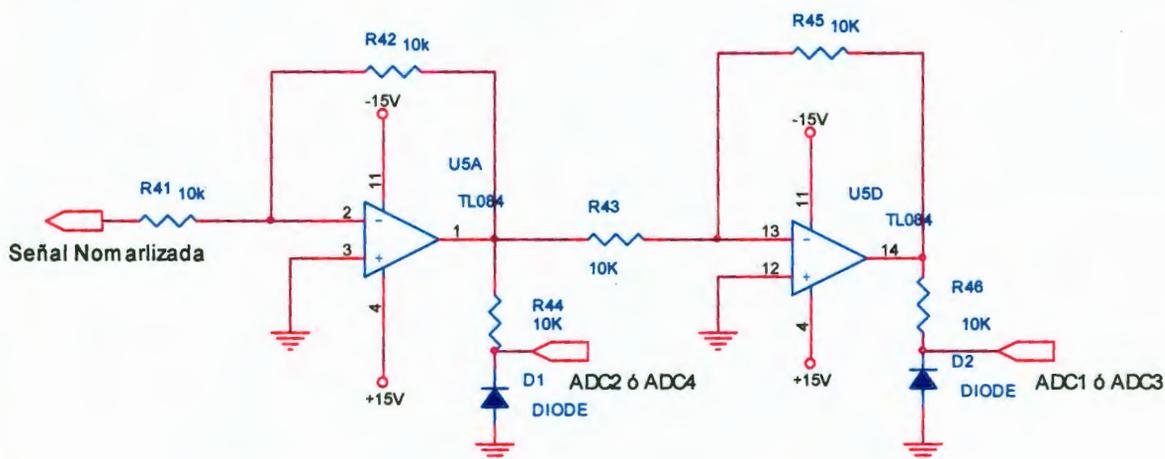


Fig. 3.14 Etapas de acondicionamiento para el ADC del PIC16f877A.

El arreglo anterior consiste de un seguidor emisor inversor con un diodo en la salida. Así se obtiene la primer señal rectificada, que es el ciclo negativo de una sola señal A o B. Después la señal del operacional se introduce a otro seguidor emisor inversor con otro diodo a la salida, y entonces se obtiene la otra señal rectificada que es el ciclo positivo de A o B.

Al microcontrolador llegan cuatro señales de media onda que son muestreadas por su ADC, el PIC digitaliza las señales y envía un valor digital en 8 bits, correspondiente al nivel de voltaje de las señales, a la PC a través del protocolo de comunicación RS-232.

Una vez que las señales han sido digitalizadas y enviadas a la computadora, se procesan en un algoritmo en el programa de CVI/LabWindows. Este algoritmo consiste en sustraer los valores de las señales ADC1 y ADC2 para obtener el valor de la señal A y sustraer los valores de las señales ADC3 y ADC4 para obtener el valor de la señal B.

El conjunto de todos los circuitos descritos anteriormente se encuentran en la unidad, mostrada en la siguiente figura. Esta unidad tiene dos conectores DB9 para las entradas de las señales. Para el sensor óptico el conector DB9 es macho y para una escala lineal es un conector DB9 hembra. Para la comunicación con la PC, existe un conector DB9 hembra para el puerto serial. Adicionalmente se tienen 2 conectores BNC para monitorear a través del osciloscopio las señales A y B analógicas o digitales controladas por un interruptor de selección.

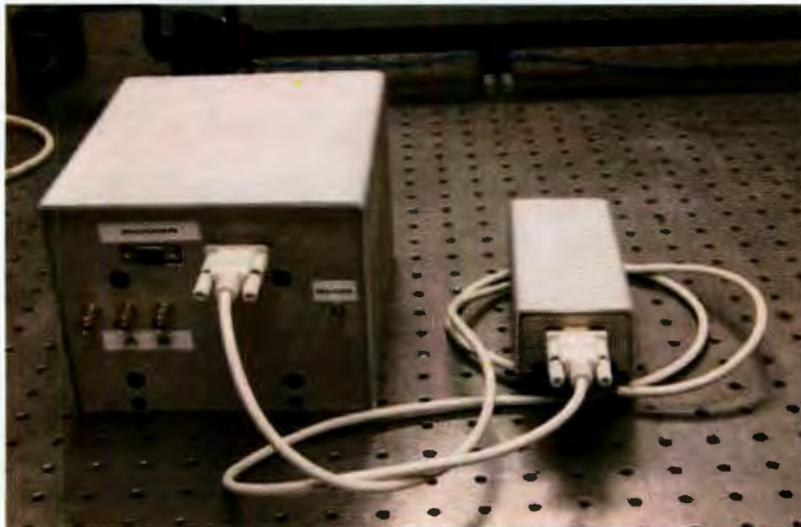


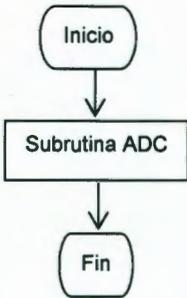
Fig. 3.15 Sistema Electrónico de Medición con el sensor óptico.

3.1.3 Programa de medición del sistema.

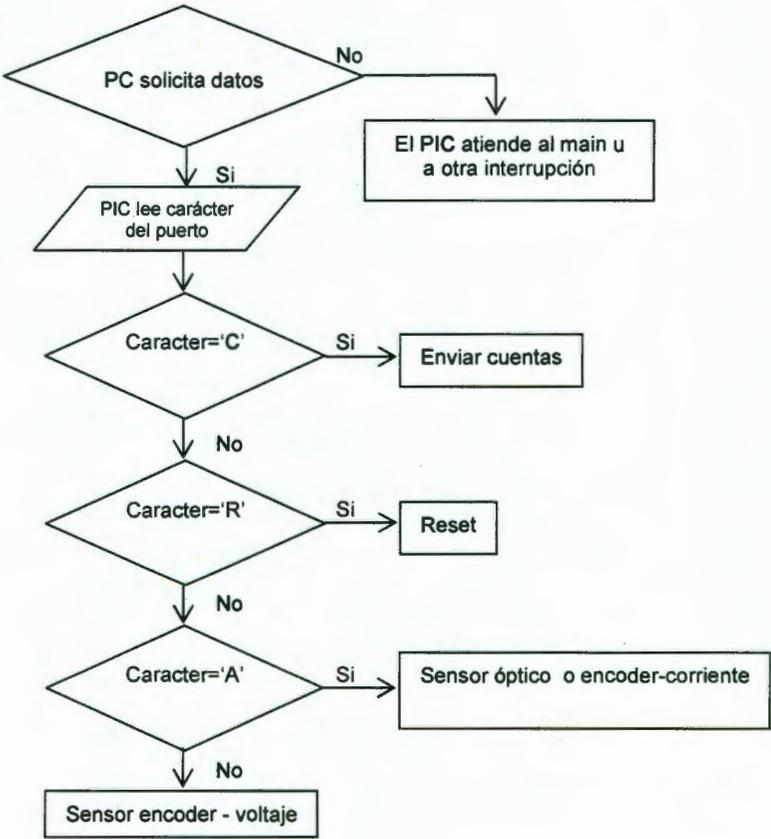
El algoritmo que se utilizó para la programación del microcontrolador es mostrado en los siguientes diagramas de flujo. El microcontrolador atiende el programa principal, donde solo está la subrutina de lectura de los ADC. Sin embargo, el programa del microcontrolador, también atiende las subrutinas de enviar cuentas, reset, y cambio de estado para el tipo de sensor que se vaya a usar. Estas subrutinas son atendidas por interrupciones del RS-232, que son enviadas continuamente desde la PC.

Además se implemento un pequeño algoritmo, en la subrutina de enviar cuentas, para el cálculo de la velocidad. Este algoritmo consiste en que el microcontrolador envíe un incremento de posición en número de cuentas a la PC comprendido entre una interrupción y otra del RS-232. El tiempo entre una interrupción y otra se puede calcular a través de un contador universal HP 53131A 225 MHz.

Main



Interrupción RS-232.



Reset



Cont=0;
Reset=0;

Enviar Cuentas



Oe=1;Oe=0; Sel1=0; Sel2=1;
Lee y guarda el byte alto



Sel=1;
Lee y guarda el segundo byte



Sel1=0; Sel2=0;
Lee y guarda el tercer byte



Sel=1;
Lee y guarda el byte bajo



$Pf=(255 \times 2^{24})+(255 \times 2^{16})+(255 \times 2^8)+(2^8-1)$
 $Pa=Pf-Pi ; Pi=Pf;$



Envia Pf, Pa, y valores de ADC
a la PC por RS-232.

Por ultimo La interfaz de usuario contiene la siguiente información para la visualización de datos y control del instrumento.

Para visualización:

- ✓ El desplazamiento en mm del objeto.
- ✓ Se pueden observar las amplitudes de las señales A y B analógicas, que son indicadores de la alineación del sensor óptico o del encoder.
- ✓ También se puede observar el desplazamiento desde un punto inicial hasta un punto final de tiempo.

Para el control del instrumento:

- ✓ La opción para la medición con o sin interpolación.
- ✓ La opción para elegir el tipo de sensor que se vaya a utilizar en la medición, ya sea, sensor óptico del interferómetro homodino o encoder en corriente o un encoder en voltaje o TTL.
- ✓ También el usuario puede introducir el factor de escala para el encoder.
- ✓ Y se tiene la opción de poder empezar desde cero la medición en cualquier instante.

Capítulo 4. Resultados

Para la evaluación del interferómetro, se propusieron pruebas del modulo electrónico de control, del sensor óptico, del sistema interferométrico completo y finalmente de la velocidad de medición de desplazamiento para el instrumento.

Con las pruebas realizadas se definen las características del interferómetro homodino que se desarrollo y algunas fuentes de incertidumbre de medición del instrumento.

4.1 Pruebas de Desempeño y Resultados.

4.1.1 Pruebas del modulo electrónico de medición.

Las pruebas de funcionamiento del modulo electrónico se realizaron por medio de las señales senoidales en cuadratura de una escala lineal con las siguientes características:

- Escala marca Mitutoyo, modelo 1L911.
- Factor de la escala (calculado)= $4.9998 \mu\text{m}$. Este factor se calculo leyendo el desplazamiento en mm del patrón Agilent y dividiéndolo entre el número de cuentas mostrado por el Instrumento desarrollado.
- Fue montada en una guía que se fabrico en la División de Metrología Dimensional del CENAM (figura 4.1).

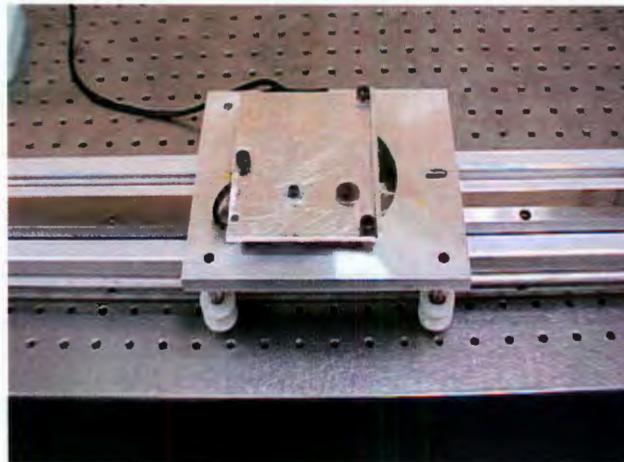


Fig.4.1 Escala lineal 1L911 montada en

La escala lineal de medición empleada ofrece una señal senoidal de buena calidad, cuando ha sido correctamente alineada. Por esta razón la repetibilidad de las mediciones de esta escala es un factor adecuado para evaluar el desempeño del módulo electrónico.

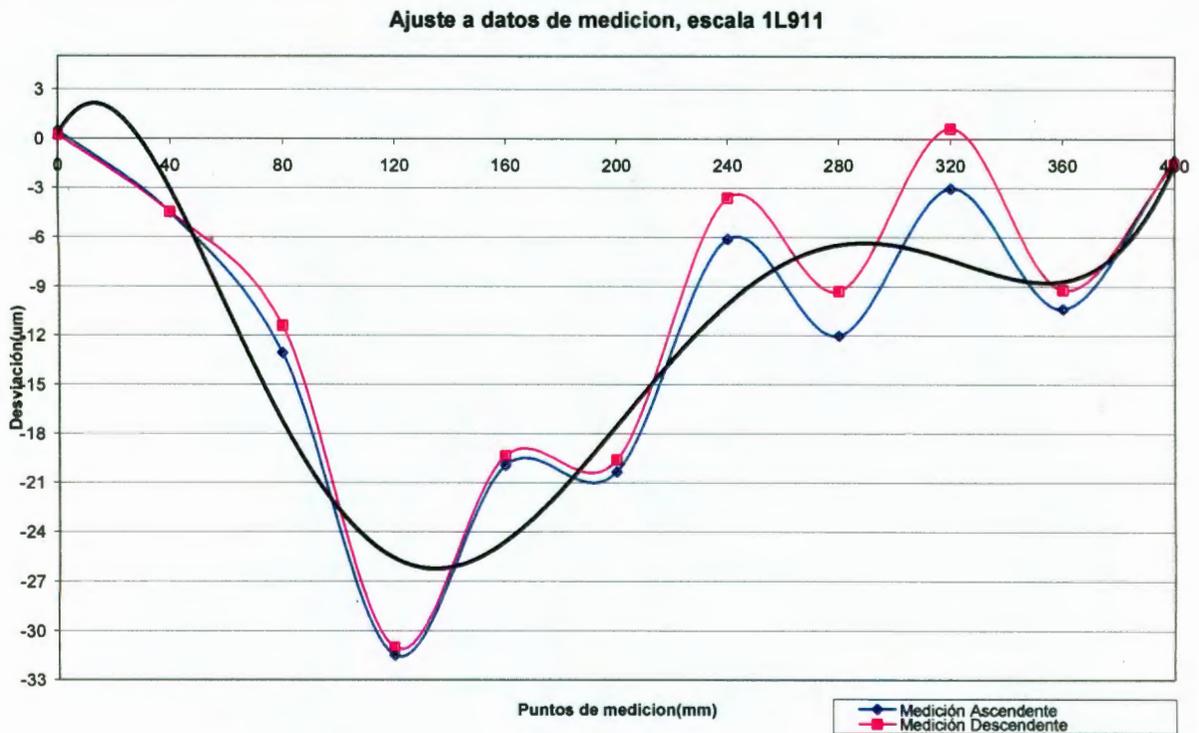
El patrón empleado para la medición de la escala fue un interferómetro heterodino HP Agilent 5529A el cual se uso con un arreglo lineal. Este patrón fue utilizado para obtener el factor de escala o valor mínimo de pulso de la señal de cuadratura, el valor obtenido fue de $4.9998 \mu\text{m}$.

El procedimiento de medición fue el siguiente:

- ↪ Se midieron 11 puntos, cada 40 mm, empezando desde 0, en ambos sentidos de la escala en una longitud de 400 mm.
- ↪ La medición fue hecha con la opción de interpolación en la interfaz de usuario del sistema.
- ↪ La medición fue hecha con compensación automática ambiental y de temperatura de la escala en el patrón Agilent [5]. Esta compensación, determina la longitud de onda correcta del láser HP 5519A, usando sensores para medir las condiciones ambientales como temperatura atmosférica, humedad del aire y presión barométrica. Otro factor ambiental que se usa para la compensación de la longitud de onda es midiendo la temperatura de la escala, que es el material que se va a medir.
- ↪ Se hicieron varias mediciones y se calculo la media de ellas. En la tabla 4.1 se muestran los valores de las desviaciones de las diferentes mediciones. Cabe mencionar que la resolución básica de la escala tiene un valor de $20\mu\text{m}$, y con el modulo de medición electrónico se obtuvo una resolución de $5 \mu\text{m}$.

Tabla 4.1 Desviación Estándar de las mediciones de la escala 1L911	
Puntos de medición (mm)	Desviación Estándar (μm)
0.0	0.16
40.0	0.03
80.0	1.19
120.0	0.36
160.0	0.43
200.0	0.52
240.0	1.77
280.0	1.93
320.0	2.59
360.0	0.82
400.0	0.15
Repetibilidad	2.59

Adicionalmente, en la grafica 4.1, se muestra la media de estas mediciones, se observa que existe una desviación máxima de aproximadamente 32 μm en el punto de medición de 120 mm. Lo anterior es debido a la rectitud de la guía donde esta montada la escala 1L911.

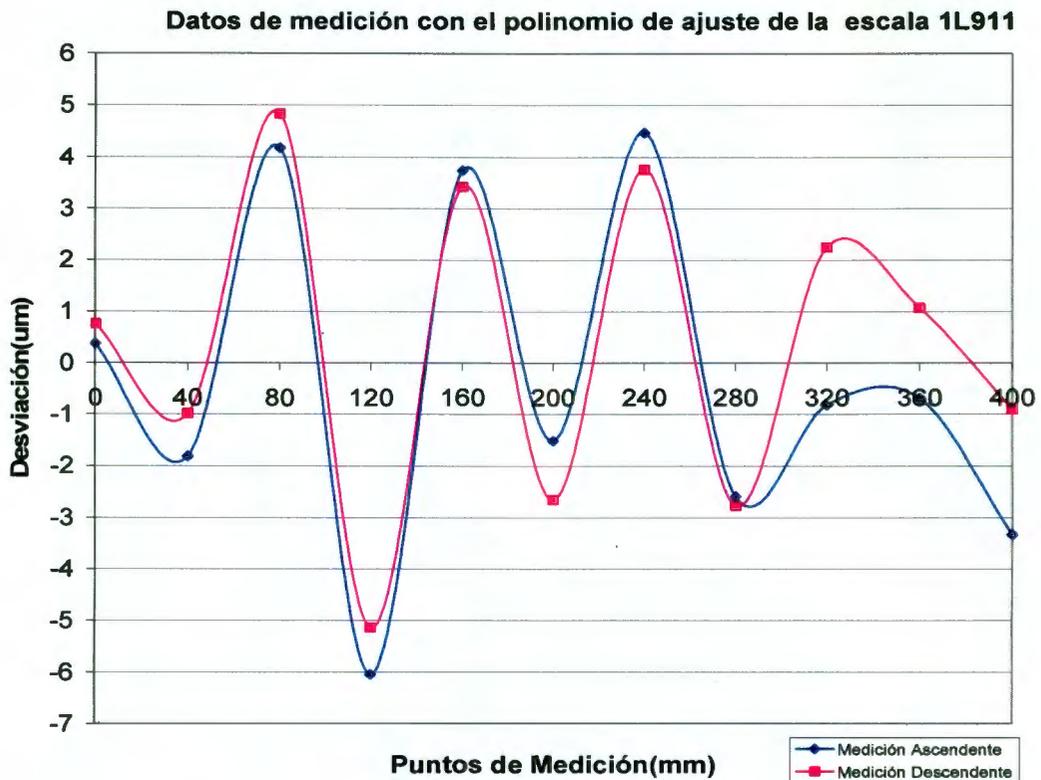


Gráfica 4.1 Resultados de las mediciones de la escala lineal Mitutoyo en una longitud de 400mm.

Para mejorar las desviaciones mostradas en la grafica 4.1, se calculo un polinomio de ajuste de sexto orden en Excel, y se agrego a la programación del sistema. Se realizaron varias mediciones más con el polinomio de ajuste.

De igual manera que en las pruebas anteriores se calculo la media de las mediciones, las cuales se muestran en la grafica 4.2. Y en la tabla 4.2, se calcula la repetibilidad de las mediciones, la cual es de 2.17 μ m.

Tabla 4.2 Desviación Estándar de las mediciones de la escala 1L911 con polinomio de ajuste	
Puntos de medición (mm)	Desviación Estándar (μm)
0.0	0.27
40.0	0.58
80.0	0.46
120.0	0.64
160.0	0.23
200.0	0.81
240.0	0.51
280.0	0.13
320.0	2.17
360.0	1.24
400.0	1.71
Repetibilidad	2.17



Gráfica 4.2) Resultados de las mediciones de la escala lineal Mitutoyo con polinomio de ajuste en una longitud de 400mm.

Aunque, las desviaciones siguen siendo grandes, de aproximadamente $6 \mu\text{m}$ en el mismo punto de medición de 120 mm, el propósito de estas pruebas ha sido el conocer la repetibilidad del modulo electrónico, donde la repetibilidad para las diferentes mediciones se reporta de $2.6 \mu\text{m}$ en una longitud de 400 mm y se concluye que el error de conteo no es mayor a una cuenta para esta longitud (el error relativo es de 1.3×10^{-5} , para 80003 cuentas).

4.1.2 Pruebas con el sensor óptico.

Para la construcción del sensor óptico, se considero principalmente lo siguiente:

- La correcta orientación de la luz polarizada.
- Y el desfasamiento óptico necesario para la detección en cuadratura.

La caracterización de la orientación de la luz polarizada fue realizada por medio de la medición de amplitud resultante cuando se le ha introducido a los diferentes fotodiodos

una fuente láser con polarización lineal orientada verticalmente respecto a la base del detector. Las pruebas se realizaron visualizando la amplitud de las señales en un osciloscopio.

Adicionalmente se verificó el funcionamiento y la correcta orientación de la lamina retardadora $\lambda/4$ midiendo la diferencia de fase entre las dos señales compuesta y en cuadratura que produce el sensor óptico.

4.1.3 Pruebas del sistema interferométrico completo.

El modulo de medición mantiene los valores de desplazamiento en tiempo real y responde a las peticiones de lectura de la PC sin interrumpir la función de medición de desplazamiento, razón por la cual la velocidad de muestreo del programa de la PC es irrelevante.

El programa de la PC recibe del modulo de medición el valor de desplazamiento en unidades de $\lambda/8$; y posteriormente despliega el desplazamiento del objeto de acuerdo al valor de longitud de onda del láser de referencia. Por lo que es posible utilizar cualquier fuente láser estabilizada en frecuencia con una divergencia del haz adecuada a la longitud a medir y con valor de longitud de onda cercano a 633nm, ya que la lámina $\lambda/4$ que se uso para desfasar las señales 90° esta fabricada para valores cercanos a 633nm.

La evaluación del desempeño del sistema completo se realizó por medio de una comparación directa de medición de desplazamiento contra un interferómetro patrón (HP Agilent 5529A). El esquema de medición de esta comparación se muestra en la figura 4.2. Es importante destacar que este tipo de arreglo de medición ofrece independencia de los cambios del índice de refracción del aire (IRA) debido a que ambos interferómetros comparten el mismo camino óptico de tal forma que ambas longitudes de onda sufren la misma afectación por el IRA.

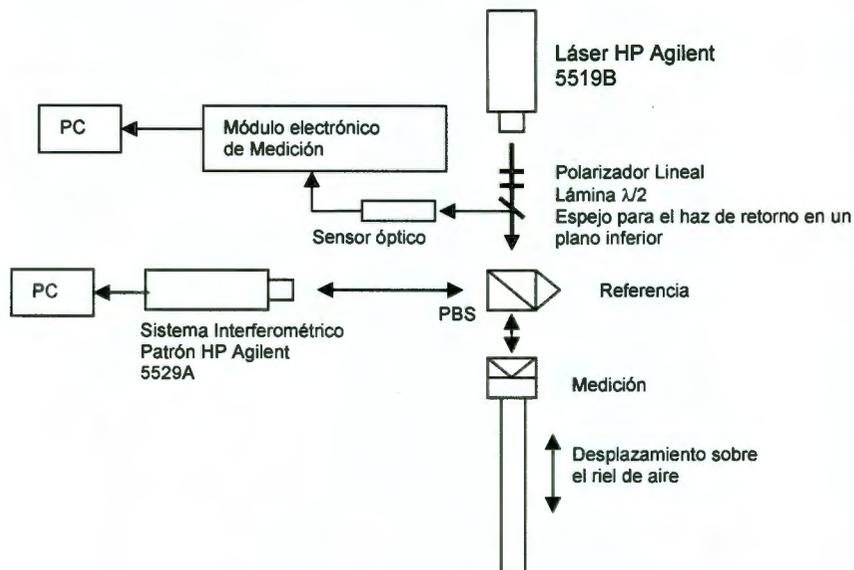


Fig.4.2 Esquema de medición óptica

El procedimiento de medición se describe a continuación:

- ↻ Para las mediciones con el sensor óptico se hizo uso de una guía de aire de 1 m, mostrada en la figura 4.3
- ↻ Para esta prueba, se utilizó la cabeza láser comercial estabilizada en frecuencia patrón HP Agilent 5519B como fuente de luz para el sistema desarrollado.
- ↻ Se midieron 20 puntos, cada 100 mm, empezando desde cero, en ambos sentidos de la escala.
- ↻ La medición fue sin interpolación.
- ↻ En esta medición ambos interferómetros fueron usados con un valor de IRA unitario.
- ↻ Se realizaron varias mediciones, y también se calculó la media de las mediciones.

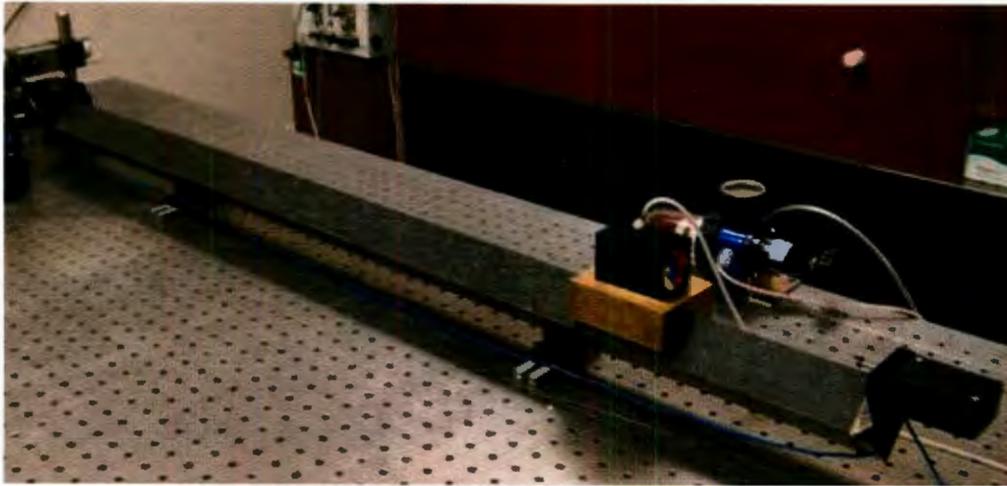
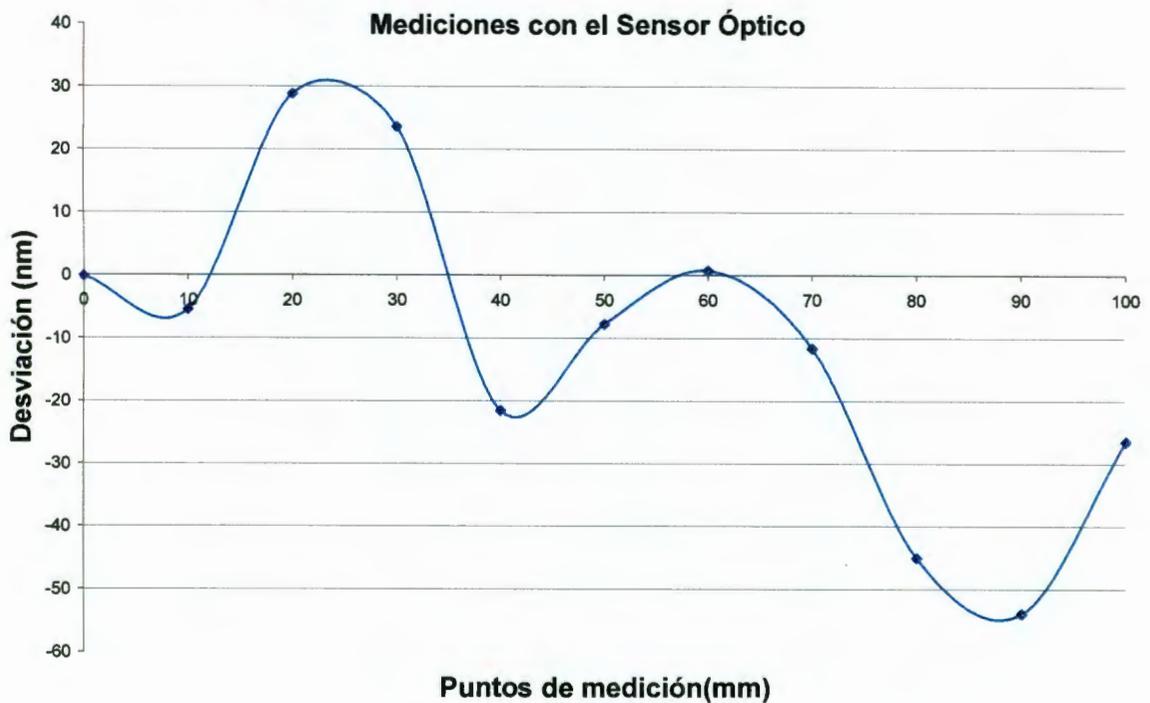


Figura 4.3 Guía de aire usada para las pruebas con

En la grafica 4.3 se muestran las desviaciones obtenidas para la comparación de interferómetros en una longitud de 1 m.



Gráfica 4.3 Desviaciones obtenidas para el sensor óptico

En la tabla 4.3, se muestra que la repetibilidad para las diferentes mediciones fue de 70 nm. El error de conteo no es mayor a una cuenta y el error relativo es de 8×10^{-8} , para 12500000 cuentas.

Puntos de medición (mm)	Desviación Estándar (nm)
0,0	0,35
100,0	34,80
200,0	50,41
300,0	63,75
400,0	59,06
500,0	18,86
600,0	66,36
700,0	45,67
800,0	25,19
900,0	20,31
1 000,0	69,61
Repetibilidad	70

4.1.4 Velocidad de medición.

La velocidad de medición está limitada principalmente por la velocidad de respuesta de los fotodiodos usados en el sensor óptico. En el prototipo desarrollado fueron empleados fotodiodos convencionales de silicio con una velocidad de respuesta de 0.1 m/s, debido a que la máxima frecuencia de respuesta del fotodiodo es de 0.25 MHz.

En la práctica la amplitud de la señal de medición obtenida del sensor óptico decrecía con la velocidad obteniéndose una velocidad de 0,03 m/s como velocidad máxima de medición.

Las pruebas de velocidad se realizaron usando la guía de aire y el sistema interferométrico patrón, mostrados en la figura 4.2. En el programa del Patrón Agilent existe la opción para poder medir, tanto desplazamiento, como velocidad y aceleración.

Al desplazar el objeto móvil se va registrando la velocidad del objeto cada 0,1 s en el programa del Patrón Agilent. Para asegurar que el valor de velocidad fuera elegido correctamente se visualizaba en la interfaz de usuario el desplazamiento en mm y se comparaba con el desplazamiento mostrado por el patrón usado. Si en la medición obtenida al final del riel no perdía cuentas, estos es, se obtenía el desplazamiento muy aproximado al mostrado en el Patrón Agilent, la medición de velocidad era válida y se podía usar para elegir el máximo valor de velocidad. En la grafica 4.4 se muestra la medición de velocidad obtenida para el sistema interferométrico desarrollado.



Gráfica 4.4 Determinación del valor de velocidad

Se observa de la grafica anterior, que el valor de velocidad máximo obtenido es de 30 mm/s ó 0,030 m/s.

4.2 Características del prototipo de interferómetro homodino desarrollado.

Las principales características del prototipo desarrollado obtenidas son:

- Medición de desplazamiento lineal usando el sensor óptico.
- Resolución sin interpolación de $\lambda/8$ (~80 nm).
- Longitud de medición limitada por la longitud de coherencia del láser utilizado y la divergencia del mismo, en el caso de láseres de gas el intervalo de medición puede llegar a 10 m.
- Medición de desplazamiento lineal usando la señal de cuadratura de escalas lineales o encoders angulares.
- Posibilidad de medición de la velocidad usando un contador universal externo con la señal de disparo prevista para este fin.

- Velocidad de desplazamiento máxima de 0.03 m/s.
- Posibilidad de medición con diferentes tipos de fuente láser incluyendo diodos láser para distancias limitadas por su longitud de coherencia.

4.3 Análisis de incertidumbre de medición del instrumento.

La incertidumbre en las mediciones de desplazamiento lineal con el prototipo desarrollado, dependen de módulos de medición que aun no han sido incorporados al instrumento. El prototipo desarrollado aun debe de incluir un módulo de medición del IRA y de compensación de la intensidad del haz con la distancia (control de nivel de offset en el sensor óptico). Estos factores, junto con los mencionados a continuación limitan la incertidumbre de medición del instrumento y pueden ser cuantificados en conjunto para las mediciones del instrumento en condiciones específicas.

La principales fuentes de influencia en la medición interferométrica homodina son las siguientes.

- a) Temperatura, Humedad ambiental y presión atmosférica; para el calculo del IRA.
- b) Compensación de camino muerto; variación del punto de referencia para una medición debido a la variación del IRA durante la medición.
- c) Error de coseno en la alineación del los elementos ópticos externos.
- d) Resolución del instrumento.
- e) Reproducibilidad de las mediciones.
- f) Errores de no linealidad de la óptica y errores de interpolación; solo aplica cuando la resolución ha sido ampliada por debajo de la resolución óptica básica.

A partir de lo anterior y para plantear el modelo matemático que relaciona el mensurando, es decir, desplazamiento del objeto (L_r) con las magnitudes de entrada o de influencia mencionadas se propone el siguiente análisis.

Primero, para obtener el modelo básico de medición se tiene la siguiente figura:

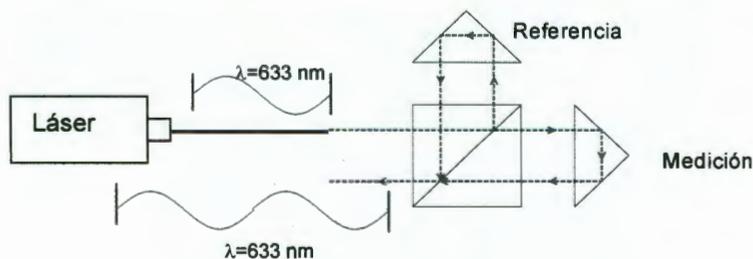


Fig.4.4 Modelo básico de medición

Cuando el retrorreflector móvil se desplaza λ , es decir, 633 nm, el frente de onda del haz de medición se desplaza 2λ , o lo que es equivalente, si el objeto se desplaza $\lambda/2$, el frente de onda se desplaza λ . Lo anterior da como resultado que la resolución se duplique. Ya que la interferencia constructiva y destructiva generada por la señal de referencia y de medición superpuestas cuando el objeto se desplaza produce una señal senoidal que varía de máximo a mínimo cuando la fase relativa de las señales de referencia y de medición cambia $\lambda/2$.

Debido a lo anterior y considerando que el arreglo de la figura 4.4 duplica la variación de fase se plantea lo siguiente:

Si consideramos que el retrorreflector móvil se desplaza una distancia de $\lambda/4$, entonces la variación de fase a la salida de la figura 4.4 será de $\lambda/2$ y un detector (i.e. un fotodiodo) tendría una variación de la señal de máximo a mínimo o viceversa y el desplazamiento estaría representado por:

$$L_r = \frac{\lambda}{2} \left(\frac{1}{2} \right) \left(\frac{1}{n} \right) = \frac{\lambda}{4n} \quad (1)$$

Desplazamiento detectado por el arreglo óptico
 Factor debido a la detección del fotodiodo

Donde:

λ = Longitud de onda del haz láser.

n = Índice de refracción del aire

Esto es válido debido a que el arreglo óptico lineal es un interferómetro de doble paso.

Cuando el desplazamiento es mayor que $\lambda/4$, la ecuación 1 se ve afectada por un factor N, el cual representa el número entero de fracciones $\lambda/4$ de la longitud de onda.

La resolución óptica de $\lambda/4$, sería la resolución del instrumento si el sensor óptico solo detectara los mínimos y máximos de la señal de interferencia.

Sin embargo, el sensor óptico está diseñado para generar cuatro señales eléctricas desfasadas entre sí 90° , de las cuales, después de pasar por una etapa de normalización, se obtienen dos señales A y B desfasadas entre sí 90° , y de esta

manera, el sensor óptico no solo detecta variaciones de fase de $\lambda/2$ sino también de $\lambda/4$.

Posteriormente, las señales de cuadratura A y B, son procesadas a niveles TTL e introducidas al contador decodificador de cuadratura HCTL-2022, el cual, cuenta un número entero de fracción de λ cada variación de 90° de la señal. Lo anterior se visualiza en la figura 3.13 del capítulo 3.

Entonces podemos concluir que el modelo que explica el desplazamiento del objeto L_r , tiene una resolución de $\lambda/8$, ya que, se obtiene resolución de $\lambda/2$ por el arreglo óptico y se obtiene resolución $\lambda/4$ por el sensor óptico que detecta el desfase de las señales A y B, y por el sistema electrónico de medición, ya que, en cada cambio de un estado binario de A y B, el contador aumenta o disminuye una fracción de λ , y así se deduce la siguiente ecuación:

$$L_r = N \left(\frac{\lambda}{2} \right) \left(\frac{1}{2} \right) \left(\frac{1}{2} \right) \left(\frac{1}{n} \right) = N \left(\frac{\lambda}{8n} \right) \quad (2)$$

Desplazamiento detectado por el arreglo óptico
 Factor debido a la detección de fracción de franja entre 0° y 90° .
 Número entero de fracciones $\lambda/8$ de longitud de onda.
 Factor debido a la detección del fotodiodo

La ecuación 2, representa el modelo matemático que describe la posición del objeto cuando se mide con el interferómetro homodino, no obstante, se deben de tomar en cuenta las fuentes de influencia ya mencionadas. A continuación, se explica como expresar estas variables de influencia en el modelo matemático para obtener el desplazamiento del objeto del prototipo y su incertidumbre asociada.

- a) El índice de refracción del aire (n). El valor de n es un factor que depende de la presión atmosférica, la temperatura y la humedad ambiental. El valor del n , se calculo con el programa IDRA [9] elaborado en la División de Metrología Dimensional, el cual, después de introducir los valores de las variables ambientales y sus respectivos valores de incertidumbre, regresa un valor de n y su incertidumbre asociada.

- b) Error de camino muerto. Otra consideración que se debe de tomar en cuenta para la medición de desplazamiento es el error de camino muerto (dead path), el cual, es causado por una longitud del haz láser sin compensar entre el interferómetro y el retroreflector móvil cuando el objeto que se desplaza, esta en su posición cero.

La siguiente figura muestra longitudes de trayectoria diferentes para un arreglo óptico convencional. La distancia de camino muerto (l_{dp}) es designada como "D". La trayectoria óptica de la componente de medición es más larga que la trayectoria óptica de la componente de referencia por "D".

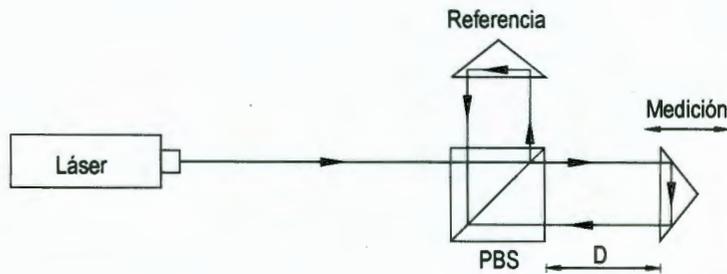


Fig. 4.5 Retroreflector móvil en su posición inicial

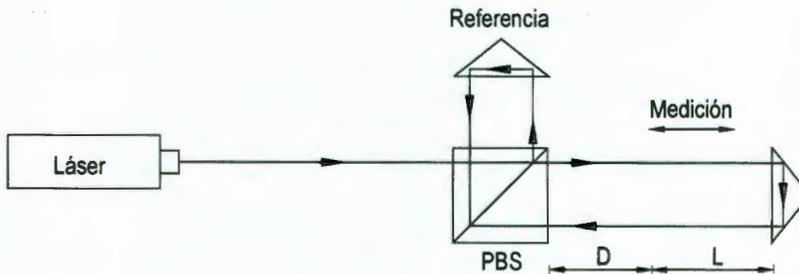


Fig. 4.6 Retroreflector móvil después del movimiento

Cuando el objeto se desplaza una longitud "L" (figura 4.6) y el objeto que se desplazo queda en reposo, los cambios ambientales están presentes en la medición. La longitud de onda del haz láser cambia sobre la trayectoria (D+L) debido a los cambios ambientales, los cuales deben de ser compensados. El sistema interferométrico láser mide desplazamiento de las longitudes de onda en movimiento el cual solo implicaría la distancia "L", por lo tanto, el sistema no

corregirá el cambio de la longitud de onda sobre la distancia "D". Lo anterior resulta en un cambio aparente en la posición cero del objeto. Este cambio de cero es el error de camino muerto, el cual se puede evaluar con la siguiente expresión:

$$e_{dp} = l_{dp} \left(\frac{1}{n_i} - \frac{1}{n_f} \right) \quad (3)$$

Donde:

l_{dp} : Error de camino muerto en m.

n_i, n_f : índice de refracción del aire inicial y final, respectivamente.

El error de camino muerto siempre ocurre cuando existen cambios ambientales. Si estos cambios ocurren , $n_i \neq n_f$. Si $n_i = n_f$ no existe error de camino muerto.

- c) Error de coseno. Este error resulta de una desalineación angular entre el haz láser de medición y el eje de movimiento, es decir, el eje de medición del objeto que se está desplazando no es paralelo con el eje del láser. El error es generalmente insignificante si $(L_{\text{láser}} - L_{\text{real}}) \leq 80\text{nm}$. Para un desplazamiento de un metro el ángulo θ debe de ser menor o igual que 0.023 grados lo que da como resultado un cateto de desalineación de $400 \mu\text{m}$, lo cual se consigue fácilmente en los procedimientos de alineación ordinarios para interferómetros.

Lo anterior provoca que los ejes de medición, se encuentren de la siguiente manera:

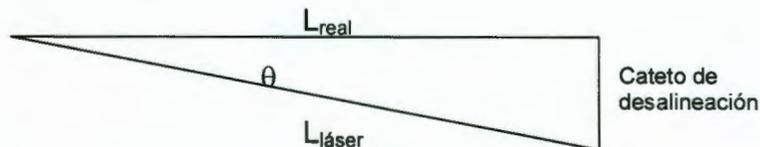


Fig. 4.7 Error de coseno

Para corregir este error, se debe de estimar el ángulo θ para poder obtener la longitud real, tal como se expresa la siguiente expresión:

$$I_{real} = I_{láser} \cos \theta \quad (4)$$

Sustituyendo la ecuación 4, en la ecuación 2, se obtiene la siguiente expresión:

$$L_r = N \frac{\lambda}{8n} \cos \theta \quad (5)$$

- d) Resolución del sistema. Otra fuente de incertidumbre es la resolución del sistema. El valor de la resolución sin interpolación es de $\lambda/8$, es decir, aproximadamente 80 nm.
- e) Reproducibilidad de las mediciones. También es necesario tomar en cuenta la reproducibilidad de las mediciones, ya que estas se realizan bajo condiciones variables de medición, como lo son: las vibraciones, los cambios de temperatura, de presión y de humedad, las condiciones mecánicas de la guía, entre otras. El valor de la reproducibilidad de las mediciones esta dado por la desviación estándar de las mediciones realizadas.
- f) Errores de no linealidad óptica. Por último, un factor que también se debe de considerar es el error debido a las no linealidades de la óptica usada en el arreglo y en el sensor óptico.

El error debido a la no linealidad óptica (e_{nlo}) ocurre cuando el divisor de haz polarizado (PBS) del arreglo óptico convencional no separa perfectamente las 2 componentes del haz láser (componentes de referencia y de medición) en planos completamente ortogonales.

Si la medición se realizará con interpolación, y si las amplitudes no fueran iguales contribuirían a las no linealidades ópticas.

Sin embargo, este análisis es para mediciones sin interpolación, ya que, la interpolación evaluada del prototipo no resulto robusta, y por lo tanto, no se incorporo al sistema de medición.

También existe no linealidad óptica cuando las señales A y B no tienen un desfase exacto de 90° . Para el prototipo el error debido al

desfasamiento de las señales A y B es de aproximadamente de 10°. Esta diferencia de fase representa un error de 9 nm para un metro de desplazamiento. Los errores de no linealidad son periódicos, y no crecen con la longitud de desplazamiento, por lo que se pueden considerar constantes.

Una vez definidos como afectan las variables de influencia al mensurando, se plantea la ecuación matemática que define el comportamiento del instrumento para la medición de desplazamiento.

$$Lr = N \frac{\lambda}{8n} \cos \theta + l_{dp} \left(\frac{1}{n_i} - \frac{1}{n_f} \right) \quad (6)$$

Donde:

N: Número entero de fracciones $\lambda/8$ de longitud de onda.

λ : Longitud de onda del haz láser.

Cos θ : Error de coseno

l_{dp} : Error de camino muerto.

n , n_i , n_f : índice de refracción del aire instantáneo, inicial y final, respectivamente.

Cabe aclarar que para efectos del cálculo de incertidumbre n y n_f se pueden considerar iguales, ya que, el índice de refracción en el punto de medición de interés se puede considerar como el índice de refracción final.

Una vez que se conoce con el modelo matemático que describe el mensurando, se realiza el análisis para la estimación de incertidumbre del instrumento. Este análisis esta basado en el procedimiento básico de la GUM [7] y solo aplica en mediciones sin interpolación.

Para el cálculo de la incertidumbre se debe de calcular la incertidumbre combinada por medio de la ley de propagación de incertidumbres [7].

Para esto se sigue la siguiente ecuación:

$$u_c^2 = \sum_i [c_i u(x_i)]^2 = \sum_i \left[\frac{\partial Y}{\partial X_i} u(x_i) \right]^2 \quad (7)$$

Donde:

↳ u_c = Incertidumbre estándar del mensurando Y, que en este caso, es Lr.

↳ $u(x_i)$ = Incertidumbre estándar de la magnitud de entrada X_i , en este caso, son N, λ , θ , l_{dp} , n, n_i , n_r .

↳ $c_i = \frac{\partial Y}{\partial X_i}$ = Coeficiente de sensibilidad de la magnitud de entrada X_i .

↳ $c_i u(x_i) = \frac{\partial Y}{\partial X_i} u(x_i)$ = Contribución de la incertidumbre de X_i a la incertidumbre combinada del mensurando Y.

Aplicando la ecuación 7 a nuestro análisis de incertidumbre, resulta la ecuación 8:

$$u_c^2 = \left(\frac{\partial Lr}{\partial N} \cdot u_N \right)^2 + \left(\frac{\partial Lr}{\partial \lambda} \cdot u_\lambda \right)^2 + \left(\frac{\partial Lr}{\partial n} \cdot u_n \right)^2 + \left(\frac{\partial Lr}{\partial \theta} \cdot u_\theta \right)^2 + \left(\frac{\partial Lr}{\partial l_{dp}} \cdot u_{l_{dp}} \right)^2 + \left(\frac{\partial Lr}{\partial n_i} \cdot u_{n_i} \right)^2 + \left(\frac{\partial Lr}{\partial e_{nlo}} \cdot u_{e_{nlo}} \right)^2 + \left(\frac{\partial Lr}{\partial e_{res}} \cdot u_{e_{res}} \right)^2 + \left(\frac{\partial Lr}{\partial e_{rep}} \cdot u_{e_{rep}} \right)^2 \quad (8)$$

A continuación se explica como calcular la incertidumbre estándar asociada a cada una de las variables de influencia.

El valor de N, tiene una incertidumbre constante igual a su resolución, es decir, $\lambda/8$ (aproximadamente 80 nm) si se usa un arreglo óptico lineal.

La longitud de onda λ tiene una incertidumbre asociada, la cual, se especifica en el certificado de calibración del láser.

Para la incertidumbre del error de coseno, el error de camino muerto y el error debido a la no linealidad óptica se calcula por medio de la desviación estándar de varias mediciones realizadas bajo las mismas condiciones de repetibilidad.

Para el calculo de las incertidumbres de los índices de refracción del aire $n=n_r$ y n_i , se se obtuvieron a través de un programa llamado IDRA desarrollado en la división de metrología dimensional, el cual calcula el valor de n y su incertidumbre estándar.

Otro factor que se debe de tomar en cuenta es el debido a las resolución del instrumento $\lambda/8$. La resolución al ser un valor digital, se considera una distribución rectangular por tener la misma probabilidad de tomar una lectura en cualquier parte del intervalo de la resolución de la escala, y el valor de incertidumbre asociada es $\lambda/(8\sqrt{12})$.

Y por ultimo la incertidumbre asociada a la repetibilidad de las mediciones, se calcula con la desviación estándar de las mediciones dividida entre la raíz cuadrada del número de mediciones realizadas.

Entonces, para obtener los coeficientes de sensibilidad de la ecuación 1, derivamos L_r con respecto a cada magnitud de entrada. Estos coeficientes de sensibilidad se muestran a continuación.

$$\frac{\partial L_r}{\partial N} = \frac{\lambda}{8n} \cos \theta \quad (9.1)$$

$$\frac{\partial L_r}{\partial \lambda} = \frac{N}{8n} \cos \theta \quad (9.2)$$

$$\frac{\partial L_r}{\partial n} = - \left(\frac{N\lambda}{8n^2} \cos \theta + \frac{l_{dp}}{n_f^2} \right) \quad (9.3)$$

$$\frac{\partial L_r}{\partial \theta} = - \frac{N\lambda}{8n} \text{sen } \theta \quad (9.4)$$

$$\frac{\partial L_r}{\partial l_{dp}} = \frac{1}{n_f} - \frac{1}{n_i} \quad (9.5)$$

$$\frac{\partial Lr}{\partial n_i} = \frac{l_{dp}}{n_i^2} \quad (9.6)$$

Estas ecuaciones son validas para este análisis de incertidumbre, ya que n, se calculo con el programa IDRA, de lo contrario, se tendría que derivar n, con respecto a la presión barométrica, temperatura ambiental y humedad, de acuerdo a la formula de Edlén's[8].

Si sustituimos las ecuaciones 9.1 a 9.6 en la ecuación se obtiene la siguiente expresión:

$$u_c^2 = \left[\frac{\lambda}{8n} \cos \theta \cdot u_N \right]^2 + \left[\frac{N}{8n} \cos \theta \cdot u_\lambda \right]^2 - \left[\left(\frac{N\lambda}{8n^2} \cos \theta + \frac{l_{dp}}{n_f^2} \right) \cdot u_n \right]^2 - \left[\frac{N\lambda}{8n} \sin \theta \cdot u_\theta \right]^2 +$$

$$\left[\left(\frac{1}{n_f} - \frac{1}{n_i} \right) \cdot u_{ldp} \right]^2 + \left[\frac{l_{dp}}{n_i^2} \cdot u_{ni} \right]^2 + [u_{ento}]^2 + [u_{res}]^2 + [u_{rep}]^2 \quad (10)$$

La incertidumbre combinada u_c , representa un intervalo que contiene el valor verdadero del mensurando con una probabilidad p de 68% aproximadamente, llamado el nivel de confianza. Para obtener un nivel de confianza de 95%, se multiplica u_c por un factor de cobertura $k=2$. Y como resultado tenemos la incertidumbre expandida para $k=2$, con la ecuación 11. La ecuación 11, es valida para un número grande de mediciones.

$$U = k u_c \quad (11)$$

En el anexo II se muestran una hoja de cálculo en Excel, donde se obtiene el valor de incertidumbre obtenido para el prototipo de interferómetro homodino para el valor de desplazamiento. Este valor de incertidumbre es de $0.71 \mu\text{m}$ ($K=2$), para el desplazamiento de un metro.

Al dividir el cuadrado de la contribución de cada magnitud de entrada entre la suma de todos los cuadrados, se obtiene el porcentaje de contribución a la incertidumbre. El factor que más contribuye al valor de incertidumbre es el índice de refracción del aire instantáneo, con un porcentaje de 93.43%, seguido del índice de refracción del aire inicial de 4.17% y de la resolución con 1.95%. Para minimizar esta contribución es necesario instrumentar las variables ambientales para poder realizar una compensación de la longitud de onda de acuerdo con el índice de refracción del aire n .

Los datos de entrada y las incertidumbres asociadas usados en la hoja de cálculo fueron obtenidos de diversas fuentes.

El valor de la longitud de onda y su incertidumbre asociada de la fuente láser estabilizada por efecto Zeeman a 633 nm, Agilent, Modelo 5519B No. de serie US40100339, se obtuvo del certificado CNM-CC-740-058/2005.

Para estos cálculos se suponen los valores del error de coseno y del error de camino muerto, solo para efectos del cálculo de incertidumbre.

Para el índice de refracción de aire, tanto inicial como instantáneo se obtuvieron a través del programa IDRA.

Conclusiones.

El instrumento desarrollado ofrece resolución sin interpolación de $\lambda/8$ (aproximadamente 80 nm), en un intervalo de medición diseñado hasta para 10 metros. El intervalo de medición está limitado principalmente por la longitud de coherencia de la fuente láser. Si la calidad de la fuente láser no es adecuada la relación señal a ruido obtenida del sensor óptico puede disminuir. Adicionalmente, el intervalo de medición está limitado por la potencia y divergencia del haz láser. Para lograr un intervalo de medición de 10 m o más, es conveniente usar láseres de gas estabilizados en frecuencia.

La velocidad de desplazamiento del objeto es un valor que está por debajo de las especificaciones iniciales del instrumento. El problema se puede resolver sustituyendo los diodos de silicio por diodos de mayor velocidad de respuesta, como los diodos PIN, que son usados para mayores frecuencias. Es importante mencionar que la característica de selección entre medición de señales del sensor óptico y para señales de encoder, hace al instrumento flexible para la medición de desplazamiento.

Cabe mencionar que los algoritmos usados en la programación del microcontrolador son sencillos, de manera que optimizan el desempeño del instrumento, esto se refleja en la velocidad de actualización de medición del programa, ya que es adecuada y muy similar a la velocidad de actualización de un sistema de medición comercial.

Debido a que el programa de la PC, recibe el desplazamiento en unidades de $\lambda/8$, se pudo probar el prototipo desarrollado con un diodo láser de 635 nm y el sensor óptico funcionó satisfactoriamente, para longitudes de 100 mm, obteniéndose una repetibilidad de 0,1 μm en estas mediciones.

Se concluye que la resolución limita la repetibilidad de las mediciones, no obstante, si se usara un esquema robusto de interpolación mejoraría la repetibilidad de las mismas.

Es necesario incorporar al interferómetro homodino la medición del IRA, para obtener una buena reproducibilidad en mediciones de longitud cuando el valor del IRA sea diferente de uno.

Además, dentro del trabajo futuro es necesario caracterizar al instrumento en mediciones velocidad, hacer pruebas con el interferómetro y con velocidades conocidas.

Trabajo a futuro.

Como trabajo a futuro, se debe de compensar las condiciones ambientales como temperatura en el aire, presión, humedad, temperatura en el material, para obtener mayor reproducibilidad en las mediciones, hacer un sistema de interpolación que sea robusta para obtener mayor resolución del instrumento.

También se debe de caracterizar el prototipo haciendo pruebas con velocidades conocidas y distancias más grandes y con diferentes condiciones tales como cambiar de láser y la alineación.

Referencias y bibliografía relacionada

1. Miguel A. Luna Vargas, Héctor A. Castillo M, "Construcción de un láser estabilizado en frecuencia por el método de dos modos longitudinales", Simposio de Metrología 2004, Querétaro, octubre 2004.
2. News from Renishaw. *Heterodyne and Homodyne Interferometry*. Mark Chapman. <http://www.renishaw.com/UserFiles/acrobat/UKEnglish/GEN-NEW-0117.pdf>
3. Hecht-Zajac. "Optica". Editorial Addison-Wesley Iberoamericana.
4. Jornadas de la ciencia Polarización. <http://www.maloka.org/f2000/polarization/index.html>
5. Laser and Optics , Users Manual HP. Cap. 14 y 15 "Principles of Operation and Accuracy and Repeatability"
6. Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll. "Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits", Third Edition. Pag. 88-90.
7. "Guía BIPM/ISO para la Expresión de la Incertidumbre en las Mediciones", CNM-MED-PT-002, Noviembre de 1997.
8. Dan Musinski, Zygo Corporation, "Interferometric Metrology: Linear and Angular Displacement". ASPE Annual Meeting, St. Louis, 1998.
9. "Determinación del Índice de Refracción del Aire y su incertidumbre" Programa IDRA V 1.0. Publicación Interna CENAM, 1998.
10. Heidenhain. "Digital linear and angular metrology. Position Feedback for Machine Manufacture and the Electronics Industry". Third edition.
11. C.J. Savant Jr, Martin S. Roden, Gordon L. Carpenter. "Diseño Electrónico. Circuitos y Sistemas". 3ra.edición. Edit. Prentice Hall.
12. TaeBong Eom, Jong Yun Kim and Kyuwon Jeong, 2001 "The dynamic compensation of nonlinearity in a homodyne laser interferometer". Meas. Sci. Technol. **12** 1734-1738
<http://ej.iop.org/links/q77/1iYqCDTsiCyoCtR9WtZvlw/e11018.pdf>
13. Heydemann P L M 1981 "Determination and correction of quadrature fringe measurement errors in interferometers" .Appl. Opt. **20** 3382-4.
14. Birch K P 1990 "Optical fringe subdivision with nanometric accuracy" Precision Eng. **12** 195-8.

15. Wu C M and Su C S 1996 "Nonlinearity in measurements of length by optical interferometry" *Meas. Sci. Technol.* **7** 62-8.
16. Wu C M, Su C S and Peng G S 1996 "Correction of nonlinearity in one-frequency optical interferometry" *Meas. Sci. Technol.* **7** 520-4.
17. Downs M J Nunn J W 1998 *Verification of the sub-nanometric capability of a NPL differential plane mirror interferometer with a capacitance probe* *Meas. Sci. Technol.* **9** 1437-40.

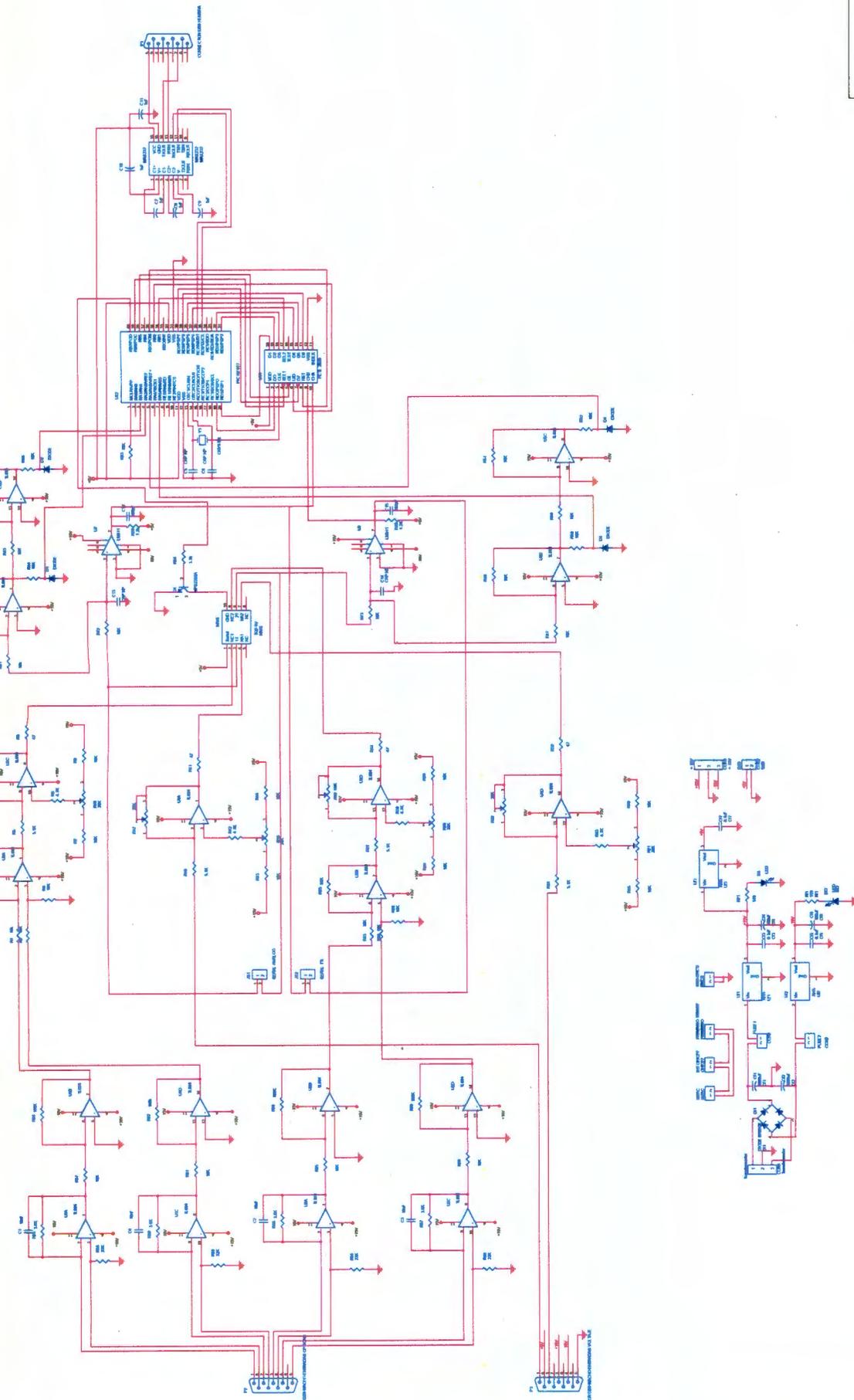
Librerías y hojas de datos.

- Ayuda del software de programación CVI LabWindows.
- Hojas de datos del HCTL-2020.
- Hoja de datos del PIC-16F877A
- Archivos de las pruebas realizadas con el encoder lineal y el sensor óptico. Estos archivos fueron obtenidos del patrón de calibración Agilent.
- OrCAD Layout Footprint Libraries.
- Learning Layout en el menú de barra de herramientas en OrCAD Layout.

Anexos.

Anexo I. Diagramas Electrónicos.

Anexo II. Hoja de Excel para el cálculo de incertidumbre.



1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
---	---	---	---	---	---	---	---	---	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	-----

INGRESO DE DATOS

Valores de entrada

Desplazamiento(m)	0.9999999
Longitud de onda (nm)	632.9913733
indice de refraccion del aire n	1.000214153
Distancia de camino muerto(m)	0.149966667
indice de refraccion del aire inicial ni	1.000213368
Error de no linealidad optica (nm)	9
Resolucion(nm)	79.12392166
Cateto de desalineacion mm	0.15
Longitud de la escala mm	1000

LONGITUD EN M

0.9999995319
1.0000000347
1.0000000917

NO. DE MEDICIONES

3

Desviacion estandar=

7.00E-08

CALCULO DE DATOS

NO.	Magnitud de entrada	Valor estimado	unidad	Fuente de Información	Incertidumbre original (k=2)
					9.68094E-07
1	No. de cuentas	12638401.4476			7.91E-08
2	Longitud de onda	6.329914E-07	m		2.67304E-16
3	indice de refraccion del aire n	1.000214153			5.97E-07
4	error de coseno	1.50E-04	rad	5.507571E-05	
5	Error de camino muerto	0.149966667	m	5.773503E-05	
6	indice de refraccion del aire inicial ni	1.000213368			9.66868E-07
7	error de no linealidad optica	9.00E-09	m		1.000000E-08
8	Resolucion	7.9124E-08	m		8.000000E-08
9	Repetibilidad	0.9999999	m	7.000000E-08	

1.8069E-15
 2.111E-10
 -5.564E-07
 -1.333E-11
 -2.6164E-11
 7.2468E-08
 2.8868E-09
 2.3094E-08
 1.9245E-13

Tipo/Distribución	Incertidumbre estandar	unidad	Coficiente de sensibilidad	unidad	contribucion	cuadrados	porcentaje
B/NORMAL	4.84047E-07		-1.149473874	m		-5.564E-07	3.09581E-13
B/RECTANGULAR	2.2841109E-08	m	7.910698E-08	m	1.806891E-15	3.264856E-30	0.000000000
B/NORMAL	1.3365182E-16	m	1.579462E+06		2.110980E-10	4.456235E-20	0.000035389
B/NORMAL	2.9840472E-07		-1.149474E+00	m	-3.430085E-07	1.176548E-13	93.435509256
A/NORMAL	3.1797973E-05	rad	-1.499679E-04	m	-4.768674E-09	2.274025E-17	0.018059156
A/NORMAL	3.3333333E-05	m	-7.849074E-07		-2.616358E-11	6.845329E-22	0.000000544
B/NORMAL	4.8343376E-07		1.499027E-01	m	7.246802E-08	5.251614E-15	4.170565670
A/NORMAL	2.8867513E-09	m		1	2.886751E-09	8.333333E-18	0.006617911
B/RECTANGULAR	2.3094011E-08	m		1	2.309401E-08	5.333333E-16	0.423546293
A/NORMAL	4.9497475E-08	m		1	4.949747E-08	2.450000E-15	1.945665782
					SUMA	1.259209E-13	100 %
					RAIZ	3.548534E-07 m	
						0.355 um	
					k=2	0.710 um	