

**DISEÑO Y MONTAJE DE UN SISTEMA INTERFEROMÉTRICO PARA
DETERMINAR EL GRADO DE COHERENCIA DE FUENTES DE LUZ
CUASIMONOCROMÁTICAS**

JHONNY ALEJANDRO MUÑOZ GUTIERREZ

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE CIENCIAS NATURALES EXACTAS Y DE LA EDUCACIÓN
DEPARTAMENTO DE FÍSICA
PROGRAMA DE INGENIERÍA FÍSICA
POPAYAN
2003**

**DISEÑO Y MONTAJE DE UN SISTEMA INTERFEROMÉTRICO PARA
DETERMINAR EL GRADO DE COHERENCIA DE FUENTES DE LUZ
CUASIMONOCROMÁTICAS**

JHONNY ALEJANDRO MUÑOZ GUTIERREZ

**Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de
Ingeniero Físico**

Director

Mg. ALVARO EFRAÍN BASTIDAS GUSTÍN

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE CIENCIAS NATURALES EXACTAS Y DE LA EDUCACIÓN
DEPARTAMENTO DE FÍSICA
PROGRAMA DE INGENIERÍA FÍSICA**

POPAYAN

2003

NOTA DE ACEPTACIÓN

Director

ALVARO E. BASTIDAS GUSTÍN MSc.
GRUPO DE ÓPTICA Y LÁSER
UNIVERSIDAD DEL CAUCA

Jurado

HERMES SANDOVAL GALLARDO MSc.
GRUPO DE I + D EN INGENIERÍA FÍSICA
UNIVERSIDAD DEL CAUCA

Jurado

MARIO ANDRES CORDOBA Ing.
GRUPO DE I + D EN INGENIERÍA FÍSICA
UNIVERSIDAD DEL CAUCA

Fecha Sustentación: Popayán, Abril 22 de 2003

A Dios por ser mi guía y fortaleza en todo momento

A mis padres por su apoyo incondicional

A mi abuela, fuente de ternura y amor

A mi hermano por sus consejos y el ejemplo dado

A mi hermana por permitirme amar a mis sobrinas

AGRADECIMIENTOS

El autor expresa sus agradecimientos a:

A la Universidad del Cauca y al Grupo de Óptica y Láser (G.O.L), por proporcionar las herramientas y el espacio necesario para culminar con éxito este trabajo.

Al Mg. Alvaro Efraín Bastidas Gustin, director del trabajo de grado, por sus valiosas orientaciones, su tiempo, su apoyo y por sus oportunos consejos.

Al Mg. Jaury León Téllez, Coordinador del G.O.L. y a la Lic. Edith Lucero Rodríguez, por su valiosa colaboración y apoyo.

Un agradecimiento especial a Adriana por su apoyo incondicional a lo largo de gran parte de mi carrera, así como también al grupo humano de compañeros y amigos.

Finalmente, agradezco a Francia por aparecer en mi vida en uno de los momentos mas importantes de mi vida

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN

1. FUNDAMENTOS DE LA TEORIA DE LA COHERENCIA	1
2. COHERENCIA DE UNA FUENTE DE LUZ LASER	8
2.1 LAS FUNCIONES DE CORRELACION DE DOS HACES DE LUZ	8
2.2 INTERFERENCIA CON LUZ CUASI MONOCROMATICA. LA INTENSIDAD MUTUA	17
3. EL INTERFERÓMETRO DE YOUNG Y LA MEDIDA DE LA COHERENCIA	25
3.1 EL EXPERIMENTO DE YOUNG	25
3.2 LOS EFECTOS DE LA LONGITUD DE ONDA FINITA	33
4. IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE MEDIDA	36
4.1 FUNDAMENTOS DEL SISTEMA DE MEDIDA	36
4.2 IMPLEMENTACIÓN DEL HARDWARE	38
4.2.1 MOTOR DE PASO	38
4.2.1.1. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO	39
4.2.1.2. SECUENCIAS PARA MANEJAR MOTORES PASO A PASO BIPOLARES	42
4.2.1.3. COMO IDENTIFICAR LOS CABLES EN MOTORES P-P BIPOLARES	46
4.2.2. ADQUISICIÓN DE DATOS	46
4.2.2.1 PROCESO DE CONVERSIÓN	55

4.3. IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE	57
5. RESULTADOS EXPERIMENTALES Y ANÁLISIS	65
5.1 CARACTERIZACIÓN DEL SENSOR DE LUZ	68
5.2. MONTAJE EXPERIMENTAL	72
5.3. DATOS EXPERIMENTALES	74
5.4. OTRAS APLICACIONES DEL SISTEMA DE MEDIDA	81
6. CONCLUSIONES	84
BIBLIOGRAFÍA	87
APENDICES	88
ANEXOS	96

LISTA DE TABLAS

Tabla 4.1 Secuencia necesaria para controlar motores de paso bipolares en modo completo	44
Tabla 4.2 Secuencia necesaria para controlar motores de paso bipolares en modo medio paso	45
Tabla 4.3 Secuencia necesaria para controlar motores de paso bipolares en modo completo, utilizando el puerto de control	59
Tabla 4.4 Secuencia necesaria para controlar motores de paso bipolares en modo medio paso utilizando el puerto de control	60
Tabla 5.1. Respuesta del sensor de luz en función de la velocidad de barrido	68
Tabla 5.2. Respuesta espectral del sensor de luz	70
Tabla 5.3. Datos experimentales de Intensidad luminosa correspondientes a la potencia óptica del láser.	71
Tabla 5.4. Diámetro y separación de los orificios utilizados para formar las franjas de interferencia.	72
Tabla 5.5. Resultados experimentales de la visibilidad en función de la separación de los orificios en el experimento de Young.	77
Tabla 5.6. Datos obtenidos del Spot $W(z)$, en función de la distancia z , para $P = 4 \text{ Mw}$	83

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1. Las ondas exhiben tanto coherencia temporal como coherencia espacial	4
Figura 2.1. Experimento de interferencia con luz policromática para una fuente extensa σ	9
Figura 2.2. Distribución de intensidad en el patrón de difracción para dos rayos de igual intensidad.	19
Figura. 3.1 El agujero diminuto difunde una onda que es espacialmente coherente, si bien o no lo es temporalmente	26
Figura 3.2. Experimento de Young	27, 28
Figura. 3.3 Interferencia producida por dos haces de luz	34, 35
Figura 4.1. Principio de funcionamiento de un motor de paso ideal	41
Figura 4.2. Constitución de un motor paso a paso	42
Figura 4.3. Tipos de motores de paso de imán permanente	42
Figura 4.4. Puente H-Bridges, útil para el control de motores paso a paso bipolares	43
Figura 4.5. Circuito de polarización de una fotorresistencia.	50
Figura 4.6. Diagrama del circuito generador de la señal de reloj necesario para el conversor A/D.	52
Figura 4.7. Diagrama total del circuito implementado	56
Figura 4.8. Diagrama de la etapa controladora del motor de paso	58
Figura 4.9. Código fuente del software de control diseñado para el sistema	64

de medida

- Figura 5.1. Perfil de intensidad de un haz láser de He-Ne @ 632,8nm y 1 mW de potencia. 69
- Figura 5.2. Respuesta espectral del sensor de luz para una potencia óptica de 5 mW 70
- Figura 5.3. Intensidad relativa vs. Potencia Óptica suministrada por la fuente 71
- Figura 5.4. Registro en “tiempo real” de la distribución de intensidad de las franjas de interferencia en función del desplazamiento horizontal del sensor. 74
- Figura 5.5. Montaje de un interferómetro de *Young* realizado para la adquisición y registro de datos. 75
- Figura 5.6. Distribución de intensidad para un patrón de interferencia formado por dos agujeros. 78, 79
- Figura 5.7. Gráfica del grado de coherencia en función de la separación de los orificios. 81
- Figura 5.8. Montaje experimental utilizado para la medida de la cintura del haz láser de Ion Argón. 82
- Figura 5.9. Curva experimental del ancho de mancha en función de la distancia z. 83

LISTA DE FOTOGRAFÍAS

Fotografía 5.1 Fotografía del sistema de medida construido	65
Fotografía 5.2 Montaje experimental del Interferómetro de <i>Young</i> , utilizado para la adquisición y registro de los datos	76, 77

RESUMEN

Este trabajo, realizado bajo la dirección del profesor Alvaro E. Bastidas G., de la Universidad del Cauca, consistió en el diseño y construcción de un sistema de medida, controlado por computador, para medir parámetros físicos característicos de fuentes de luz láser. Particularmente, se midió el grado de coherencia de la radiación emitida por un láser. Esta medida indica el buen estado de la fuente de luz cuando esta es involucrada en aplicaciones de alta precisión como en cirugía, monitoreo de procesos y control de calidad, holografía, interferometría, espectroscopia, etc..

El sistema construido, consiste en un sensor convencional de luz acoplado a un motor de paso, cuyo movimiento es adaptado para ser controlado desde un computador. El sensor atraviesa una región de franjas de interferencia y mediante una interfase, se realiza el registro punto a punto de la intensidad relativa en función de las variables espacio temporales. El sistema se caracteriza por la posibilidad de trabajar en dos niveles de resolución y dispone de ocho canales de entrada, dando opciones para la medida de diferentes variables físicas.

INTRODUCCIÓN

Entre las fuentes de luz cuasi-monocromáticas están las fuentes de luz láser, cuya radiación constituyen la mejor aproximación a las ondas electromagnéticas planas sinusoidales simples. En particular la mejor aproximación de una fuente de luz monocromática, cuyo grado de coherencia es muy alto en comparación a otras fuentes de luz, ya sean cuasi-monocromáticas o poli-cromáticas. Esta propiedad de coherencia posibilita, en este tipo de fuentes de luz, un gran potencial de aplicaciones en todos los campos de la óptica aplicada. En este sentido, aquellas aplicaciones que exigen mayor precisión y fiabilidad en sus procesos, necesitan urgentemente contar con un sistema de monitoreo y caracterización de las fuentes de luz cuasi monocromáticas así como las de alta monocromaticidad como lo son los láseres. Así mismo se hace necesario un sistema electro-óptico de control de calidad especialmente para fuentes de luz láser, en lo concerniente a la medida del grado de coherencia. De esta forma, se podrá garantizar la eficiencia y fiabilidad del dispositivo utilizado.

El sistema de medida implementado para esta tarea, es un instrumento controlado por computador que permite medir parámetros físicos importantes de dichas fuentes de luz. La propuesta de trabajo se centro específicamente en la medida del grado de coherencia, (aunque es posible medir otras variables físicas con el sistema de medida diseñado, realizando algunas variaciones en el montaje experimental), teniendo en

cuenta la importancia que ésta representa en las distintas aplicaciones como interferometría, control óptico de calidad y espectroscopia entre otras, para las cuales se exige que el grado de coherencia sea comparativamente alto, en otras palabras cercano al límite ideal, la unidad.

Para desarrollar esta propuesta, se acopló un sensor convencional de luz a un motor de paso, cuyo movimiento se adaptó para ser controlado desde un computador. De esta forma se garantizó una medida del perfil de intensidad de las franjas producidas mediante el montaje de los sistemas interferométricos. Para el registro de los datos de intensidad relativa en función de las variables espacio temporales se diseñó y construyó un hardware-software que consistió en un sistema de adquisición de datos de alta resolución que permitió en definitiva, analizar e interpretar la información almacenada en el computador para finalmente generar los resultados correspondientes a la medida cuantitativa del grado de coherencia complejo de la fuente de luz analizada.

Finalmente se estableció una comparación de los resultados obtenidos por lo otras técnicas, hecho que permitió establecer la calibración y el ajuste del equipo utilizado.

El sistema construido, será una herramienta de primera mano que formará parte, sin lugar a dudas, de la tecnología desarrollada en Colombia para afrontar tareas de control referentes al estado de funcionamiento de fuentes de luz que cada día se incorporan a una tecnología de alta precisión que implica nuevas alternativas en nuestro modo de vida.

1. FUNDAMENTOS DE LA TEORÍA DE LA COHERENCIA

La luz de una fuente física real nunca es estrictamente monocromática, puesto que incluso las líneas espectrales más agudas tienen un ancho finito. Sin embargo, una fuente física real tiene una extensión finita, y consiste de una gran cantidad de elementos radiadores, (átomos). La perturbación así producida por una fuente puede ser expresada, de acuerdo al teorema de *Fourier's*, como la suma estrictamente monocromática y por consiguiente de trenes de onda infinitamente largos.

En un campo de onda monocromático la amplitud de las vibraciones de un punto, P , es constante, mientras que la fase varía linealmente con el tiempo. Este no es el caso de un campo de onda producido por una fuente real: La amplitud y la fase experimentan variaciones, la rapidez depende esencialmente del ancho efectivo del espectro, $\Delta\nu$. La amplitud compleja permanece aproximadamente constante solamente durante un intervalo de tiempo Δt el cual es pequeño comparado con el ancho espectral efectivo $\Delta\nu$; de este modo, en un intervalo de tiempo el cambio de la fase relativa de cualquier par de componentes de *Fourier's* es muy inferior a 2π y la adición de muchos componentes representa una perturbación la cual en este intervalo de tiempo se comporta como una onda monocromática con una frecuencia media; sin embargo, esto no es cierto para grandes intervalos de tiempo. Las características de tiempo $\Delta t = 1/\Delta\nu$ son del orden del tiempo de coherencia.

Si se considera el experimento de *Young* en el que las perturbaciones de luz de dos puntos P_1 y P_2 en una campo de onda (en el vacío) producido por una fuente extensa cuasi-monocromática. Es posible decir que, cuando P_1 y P_2 están suficientemente próximas entre sí, las fluctuaciones de las amplitudes y las fases sobre esos puntos, no serán independientes.

Además, es razonable suponer que, si P_1 y P_2 están próximas una de otra, la diferencia $\Delta S = SP_1 - SP_2$ entre los caminos de cada punto de la fuente, S , es pequeña comparada con la longitud de onda media $\bar{\lambda}$, las fluctuaciones en P_1 y P_2 serán efectivamente las mismas; y que alguna correlación entre las fluctuaciones existirá aún para separaciones mas grandes de P_1 y P_2 , puesto que para todos los puntos de la fuente la diferencia de camino ΔS no excede la longitud de coherencia $c\Delta t \approx c / \Delta\nu = \bar{\lambda}^2 / \Delta\lambda$ [1].

Para describir adecuadamente el campo de onda producido por una fuente policromática finita se debe tener en cuenta la correlación que existe entre las vibraciones en diferentes puntos P_1 y P_2 . Se supone de esta manera que se obtienen franjas definidas cuando la correlación es alta (Ej. cuando se utiliza una fuente con un ancho espectral angosto), y no se formaran franjas en ausencia de toda correlación. Esta situación se describe en términos de “coherente” e “incoherente” respectivamente. En general ninguna de estas situaciones es realizada y en el mejor de los casos se debe hablar de vibraciones las cuales son parcialmente coherentes.

A menudo es conveniente, aunque sea un tanto artificial, dividir los efectos de la coherencia en dos categorías, temporal y espacial. La primera está relacionada directamente con el ancho de banda finito de la fuente, la segunda con su extensión finita en el espacio. Para la luz monocromática, $\Delta\nu$ es igual a cero y Δt_c infinito, aunque esto es inalcanzable. Sin embargo, en un intervalo mucho más corto que Δt_c una onda real se comporta esencialmente como si fuera monocromática. En efecto, el tiempo de coherencia es el intervalo temporal en el que podemos predecir razonablemente la fase de la onda luminosa en un punto dado del espacio. Así, si Δt_c es grande la onda tendrá un alto grado de coherencia temporal y viceversa.

La misma característica puede considerarse de forma algo diferente. Para ello, puede considerarse dos puntos separados P_1' y P_2' que se hallan en el mismo radio trazado desde una fuente puntual cuasi monocromática (Figura 1.1). Si la longitud de coherencia, $c \Delta t_c$ es mucho mayor que la distancia (r_{12}) entre P_1' y P_2' , entonces un tren de onda único puede fácilmente extenderse sobre toda la separación. La perturbación en P_1' estaría altamente correlacionada con la perturbación que ocurre en P_2' . Por otra parte, si esta separación longitudinal fuera mucho mayor que la longitud de coherencia, muchos trenes de onda, cada uno con fases no relacionadas, cubrirían la distancia r_{12} . En ese caso, las perturbaciones en los dos puntos del espacio serían independientes en cualquier momento dado. A veces, cuando se habla de grado de correlación existente se refiere a la cantidad de coherencia longitudinal. Ya sea que

pensemos en términos del tiempo de coherencia (Δt_c) o de longitud de coherencia ($c \Delta t_c$), el efecto sigue surgiendo del ancho de banda finito de la fuente.

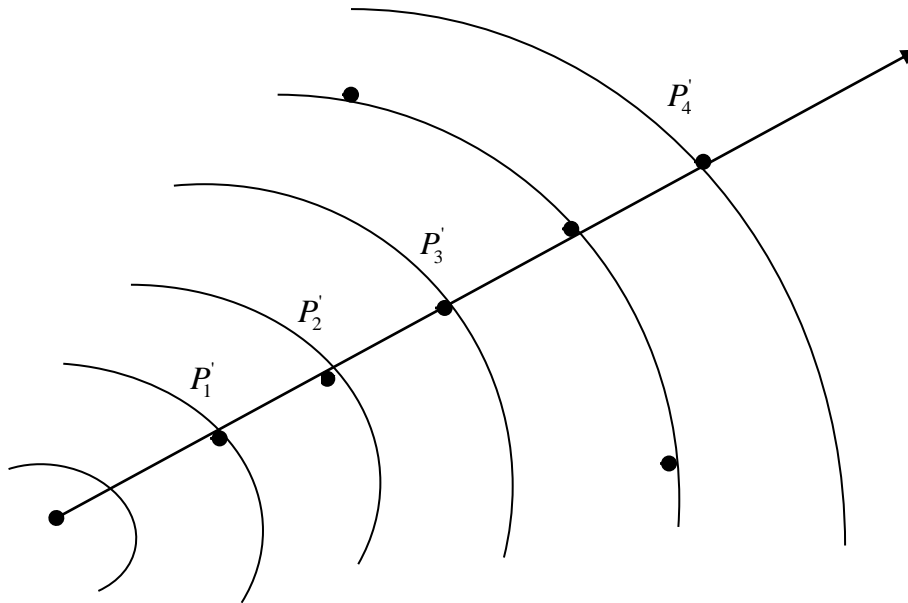


Figura 1.1. Las ondas exhiben tanto coherencia temporal como coherencia espacial

El concepto de coherencia espacial se utiliza con más frecuencia para describir efectos procedentes de la extensión espacial finita de fuentes de luz corrientes. Supóngase entonces que se tiene una fuente monocromática extensa clásica. Dos elementos radiantes puntuales separados por una distancia lateral que resulta ser grande comparada con λ , se comportarán supuestamente de modo muy independiente. Es decir faltará la correlación que debe existir entre las fases de las dos perturbaciones emitidas. Si bien las fuentes extensas de este tipo se denominan generalmente incoherentes, dicha descripción es algo engañosa como se mira en seguida. Para saber que es lo que sucede no en la fuente sino dentro de una región

distante del campo de radiación, se plantea el experimento de Young a partir del cual se mide experimentalmente el grado de coherencia espacial[2].

Sí el sistema está perfectamente alineado y el haz de iluminación es en buena aproximación una onda monocromática, la amplitud del campo luminoso y la intensidad luminosa a la salida tendrán valores constantes para todo (x, y, z) , que dependerán solamente de la diferencia de camino óptico, el sistema generará franjas cuyos máximos serán para $\delta = 0$ ó $\delta = m\lambda$, y mínimos para $\delta = (2m + 1)\lambda / 2$. Sí $\delta = 0$ y el sistema está completamente desalineado de manera que los haces emergentes del dispositivo formen un ángulo pequeño y sobre la pantalla de observación existirá un sistema de franjas paralelas cuya repartición sinusoidal de intensidad dará la máxima visibilidad, porque se ha supuesto que las amplitudes de los haces son iguales y que por haberse obtenido de un mismo haz y recorrido de un mismo camino son perfectamente coherentes. La calidad de las franjas producidas por un sistema interferométrico puede describirse cuantitativamente usando la visibilidad, ν , que formulada inicialmente por *Michelson*, es proporcionada por:

$$\nu(r) = \frac{I_{m\acute{a}x} - I_{m\acute{i}n}}{I_{m\acute{a}x} + I_{m\acute{i}n}} \quad (1.1)$$

Aquí $I_{m\acute{a}x}$ y $I_{m\acute{i}n}$ son las irradiancias correspondientes al máximo y al mínimo contiguo en el sistema de franjas. Mediante el interferómetro de *Young* es posible variar la separación de las aperturas, medir la visibilidad, ν , cuando cambia y relacionar esta medida con el concepto de coherencia. Cuando la densidad del flujo

de energía por las dos aberturas es igual, el módulo del grado de coherencia complejo es idéntico a la visibilidad de las franjas.

Utilizando el interferómetro de *Young* se pueden obtener distribuciones de franjas mediante dos aberturas circulares pequeñas iluminadas con una fuente de luz cuasi-monocromática. Teniendo en cuenta, por una parte, el grado de coherencia complejo, [3], definido como,

$$\overline{\gamma}_{12}(\tau) = \frac{\overline{\Gamma}_{12}(\tau)}{\sqrt{\overline{\Gamma}_{11}(0)\overline{\Gamma}_{22}(0)}} \quad (1.2)$$

donde $\tau = t_2 - t_1$ indica el desplazamiento del origen temporal respecto a las irradiancias en los puntos S_1 y S_2 , $\overline{\gamma}_{12}(\tau)$, es la función mutua de los campos luminosos en las aberturas circulares S_1 y S_2 , $\overline{\Gamma}_{11}(0)$ ó $\overline{\Gamma}_{22}(0)$ representan las funciones de coherencia mutua cuando se hace coincidir S_1 y S_2 , (funciones de auto coherencia). Por otra parte, según la ley general de interferencia para la luz parcialmente coherente[4],

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \operatorname{Re} \overline{\gamma}_{12}(\tau) \quad (1.3)$$

Sugieren claramente la manera según la cual las partes reales de $\overline{\Gamma}_{12}(\tau)$ y $\overline{\gamma}_{12}(\tau)$ pueden determinarse a partir de medidas directas. Si se ajustan las condiciones experimentales para que las densidades de flujo de las dos perturbaciones sean iguales, y mediante la ecuación, $\nu = |\overline{\gamma}_{12}|$, se pueden obtener la medida del grado de coherencia complejo de la distribución de franjas resultante. Además, el

desplazamiento fuera del eje en la localización de la franja central, permite medir, $\alpha_{12}(\tau)$, que es el retardo relativo de la fase de las dos perturbaciones en S_1 y S_2 . Por lo tanto las medidas de la visibilidad y la posición de las franjas dan como resultado la amplitud y la fase del grado de coherencia complejo.

Es importante tener en cuenta que el grado de coherencia complejo tiene un límite superior igual a la unidad para todos los valores de τ y para cualquier par de puntos espaciales únicamente si el campo óptico es estrictamente monocromático siendo, por lo tanto, tal situación inalcanzable. Además, tampoco puede existir en el espacio libre un campo de radiación no nulo para el cual $|\overline{\gamma_{12}}| = 0$ para todos los valores de τ y para cualquier par de puntos espaciales. Cabe notar que en el interferómetro de *Young*, hay franjas no localizadas moduladas de acuerdo a la longitud de onda si la fuente es muy pequeña, y no hay franjas si la fuente es extensa incoherente y continua, [5]. Sin embargo, si la fuente incoherente no-monocromática es periódica entonces pueden ser observadas las franjas no localizadas distribuidas a lo largo del campo de cada plano de observación[6]. Para una longitud de onda dada, (λ), se logra un buen contraste cuando la distancia entre la fuente periódica, (de periodo T), y el plano que contiene las dos aberturas, (de separación, a) es $Z = -Ta/\lambda$, [7].

2. COHERENCIA DE UNA FUENTE DE LUZ LÁSER

2.1 LAS FUNCIONES DE CORRELACIÓN DE LOS HACES DE LUZ

Para resolver adecuadamente los problemas que involucran la luz que proviene de una fuente finita y que tiene un rango espectral finito, se debe tener en cuenta la correlación que existe entre las vibraciones de dos puntos arbitrarios en el campo óptico de la onda. Para tener una medida adecuada de esta correlación se sugiere realizar un análisis del experimento de interferencia de dos rayos luminosos. Si se considera el campo de la onda producido por una fuente policromática σ . Despreciando los efectos de polarización, se estima la perturbación de la luz como una función escalar real $V^{(r)}(p,t)$ de posición y de tiempo. A esta función se le asocia la señal analítica $V(p,t)$. Con esta observación, es imposible determinar esas cantidades cuando varían en el tiempo, puesto que un detector registraría el promedio en un intervalo de tiempo durante el cual la perturbación estará cambiando varias veces de signo en ese tiempo. La intensidad observable $I(P)$ es proporcional al valor medio de $V^{(r)2}(p,t)$.

$$I(P) = 2\langle V^{(r)2}(P,t) \rangle = \langle V(P,t)V^*(P,t) \rangle \quad (2.1)$$

Si se consideran dos puntos P_1 y P_2 en el campo de onda adicionalmente a la medida de las intensidades $I(P_1)$ y $I(P_2)$, es posible determinar experimentalmente los efectos de la interferencia debidos a la superposición de los frentes de onda provenientes de dichos puntos. Para este propósito una pantalla opaca, A , es colocada a través del campo con pequeños orificios P_1 y P_2 , y la distribución de intensidad se visualiza sobre una segunda pantalla, B , la cual se encuentra a una distancia de, A , sobre el lado opuesto de la fuente como se muestra en la Figura 2.1.

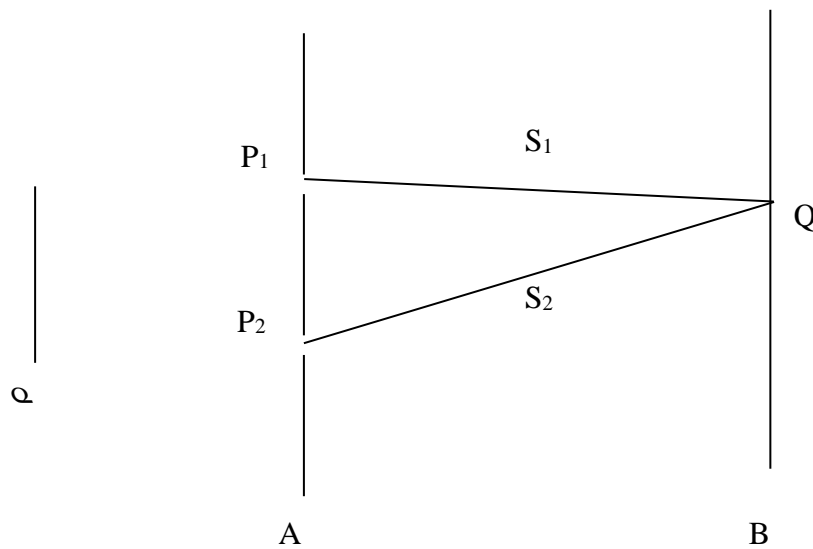


Figura 2.1. Experimento de interferencia con luz policromática para una fuente extensa σ

Asumiendo que el medio entre las pantallas tiene un índice de refracción igual a la unidad y S_1 y S_2 son las distancias de un punto, Q , sobre la pantalla, B , a P_1 y P_2 . De esta manera, P_1 y P_2 serán centros de perturbación secundaria, así que la perturbación compleja en, Q , esta dada por:

$$V(Q, t) = K_1 V(P_1, t - t_1) + K_2 V(P_2, t - t_2). \quad (2.2)$$

Aquí t_1 y t_2 son los tiempos necesarios para que la luz viaje desde P_1 a Q y de P_2 a Q respectivamente,

$$t_1 = \frac{S_1}{C}, \quad t_2 = \frac{S_2}{C}, \quad (2.3)$$

Donde, c , es la velocidad de la luz en el vacío. Los factores K_1 y K_2 son inversamente proporcionales a S_1 y S_2 , y dependen también del tamaño de las aberturas y de la geometría de la configuración, (los ángulos de incidencia y difracción a P_1 y P_2). La diferencia de fase entre las ondas secundarias provenientes de P_1 y P_2 y las ondas primarias es de un cuarto de periodo, K_1 y K_2 son números imaginarios puros.

De las ecuaciones (2.1) y (2.2), la intensidad en el punto, Q , esta dada por:

$$\begin{aligned} I(Q) = & K_1 K_1^* \langle V_1(t - t_1) V_1^*(t - t_1) \rangle + K_2 K_2^* \langle V_2(t - t_2) V_2^*(t - t_2) \rangle \\ & + K_1 K_2^* \langle V_1(t - t_1) V_2^*(t - t_2) \rangle + K_2 K_1^* \langle V_2(t - t_2) V_1^*(t - t_1) \rangle \end{aligned} \quad (2.4)$$

Considerando el campo estacionario, es posible cambiar el origen del parámetro temporal en estas expresiones y obtener,

$$\langle V_1(t - t_1) V_1^*(t - t_1) \rangle = \langle V_1(t) V_1^*(t) \rangle \quad (2.5)$$

Similarmente para los otros términos. Usando la ecuación (2.3), la ecuación (2.4) puede ser simplificada para obtener,

$$I(Q) = |K_1|^2 I_1 + |K_2|^2 I_2 + 2|K_1 K_2| \Gamma_{12}^{(R)} \left(\frac{S_2 - S_1}{c} \right) \quad (2.5)$$

donde $\Gamma_{12}^{(R)}$ es la parte real de la función

$$\Gamma_{12}(\tau) = \langle V_1(t + \tau) V_2^*(t) \rangle. \quad (2.6)$$

La cantidad representada por la expresión (2.6), es básica para la teoría de la coherencia parcial, y se conoce como función de coherencia mutua de las vibraciones de luz en los puntos P_1 y P_2 .

Las vibraciones en P_1 se consideran que inician en un tiempo τ después de P_2 . En el caso especial cuando los dos puntos coinciden, ($P_1 = P_2$), se obtiene,

$$\Gamma_{11}(\tau) = \langle V_1(t + \tau) V_1^*(t) \rangle. \quad (2.7)$$

y se habla de coherencia uniforme en P_1 ; para este caso, $\tau = 0$ se tiene,

$$\Gamma_{11}(0) = I_1, \quad \Gamma_{22}(0) = I_2. \quad (2.8)$$

Los términos $|K_1|^2 I_1$ en la ecuación (2.5) representan la intensidad observada si el únicamente el orificio, P_1 , es iluminado. El termino $|K_2|^2 I_2$ tiene una interpretación similar. Denotando esas intensidades por $I^{(1)}(Q)$ y $I^{(2)}(Q)$ respectivamente, esto es.

$$I^{(1)}(Q) = |K_1|^2 I_1 = |K_1|^2 \Gamma_{11}(0), \quad I^{(2)}(Q) = |K_2|^2 I_2 = |K_2|^2 \Gamma_{22}(0), \quad (2.9)$$

Normalizando $\Gamma_{12}(\tau)$:

$$\gamma_{12} = \frac{\Gamma_{12}(\tau)}{\sqrt{\Gamma_{11}(0)}\sqrt{\Gamma_{22}(0)}} = \frac{\Gamma_{12}(\tau)}{\sqrt{I_1}\sqrt{I_2}}. \quad (2.10)$$

Donde $\gamma_{12}(\tau)$ es llamado grado de coherencia complejo de las vibraciones de luz.

Con la ayuda de la ecuación (2.9) y (2.10), la ecuación (2.5) puede ser escrita finalmente en la forma

$$I(Q) = I^{(1)}(Q) + I^{(2)}(Q) + 2\sqrt{I^{(1)}(Q)}\sqrt{I^{(2)}(Q)}\gamma_{12}^r\left(\frac{S_2 - S_1}{c}\right), \quad (2.11)$$

donde $\gamma_{12}^{(r)}$ denota la parte real de γ_{12} .

La ecuación (2.11) es la ley general de interferencia para campos ópticos estacionarios. Esto muestra que, para determinar la intensidad debida a la

superposición de dos rayos de luz, primero que todo se debe conocer la intensidad de cada rayo de luz y el valor de la parte real del grado de coherencia complejo $\gamma_{12}^{(r)}$.

Si la luz de P_1 y P_2 no llega directamente a Q , y considerando insignificantes los efectos de dispersión, la ecuación (2.9) sigue siendo válida siempre que $S_2 - S_1$ sea remplazada por $P_2Q - P_1Q$. Con ésta generalización (2.11) también es válida cuando los dos rayos de interferencia son derivados de un rayo primario, no por “división de frente de onda” de P_1 y P_2 , sino por “división de amplitud” en las cercanías inmediatas de un punto simple P_1 , por ejemplo en el interferómetro de *Michelson*. En este último caso la ecuación (2.9) involucrará $\gamma_{11}^{(r)}(\tau)$ en lugar de $\gamma_{12}^{(r)}(\tau)$.

Las cantidades como son, la perturbación $V^{(r)}$, las funciones de correlación $\gamma_{12}^{(r)}$ y $\Gamma_{12}^{(r)}$ pueden ser determinadas experimentalmente. Por ejemplo, para encontrar el valor de $\gamma_{12}^{(r)}$ para un par de puntos P_1 y P_2 y para un valor de τ dado, se coloca una pantalla opaca a través del rayo de luz, con pequeños orificios en P_1 y P_2 , como se muestra la Figura 2.1. La intensidad $I(Q)$ en el punto, Q , es medida detrás de la pantalla, tal que $P_2Q - P_1Q = c\tau$. Luego se miden las intensidades de luz $I^{(1)}(Q)$ y $I^{(2)}(Q)$ para cada orificio por separado. Ahora, según la ecuación (2.11), $\gamma_{12}^{(r)}$ está dado por:

$$\gamma_{12}^{(r)} = \frac{I(Q) - I^{(1)}(Q) - I^{(2)}(Q)}{2\sqrt{I^{(1)}(Q)}\sqrt{I^{(2)}(Q)}}. \quad (2.12)$$

Para determinar $\Gamma_{12}^{(r)}$ se debe también medir las intensidades $I(P_1)$ y $I(P_2)$ para cada orificio. De acuerdo a las ecuaciones (2.10) y (2.12) $\Gamma_{12}^{(r)}$ se expresa como,

$$\Gamma_{12}^{(r)} = \sqrt{I(P_1)}\sqrt{I(P_2)}\gamma_{12}^{(R)} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I(P_1)I(P_2)}{I^{(1)}(Q)I^{(2)}(Q)}} [I(Q) - I^{(1)}(Q) - I^{(2)}(Q)] \quad (2.13)$$

para demostrar que la normalización, (ecuación 2.10), garantiza que $|\gamma_{12}(\tau)| \leq 1$, se introduce la función truncada.

$$V_T^{(r)}(P, t) = \begin{cases} V^{(R)}(P, t) & \text{para } |t| \leq T \\ 0 & \text{para } |t| > T \end{cases} \quad (2.14)$$

Donde $V_T(P, t)$ es la señal analítica asociada. Por la desigualdad de *Schwarz*,

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} V_T(P_1, t + \tau) V_T^*(P_2, t) dt \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} V_T(P_1, t + \tau) V_T^*(P_1, t + \tau) dt \int_{-\infty}^{\infty} V_T(P_2, t) V_T^*(P_2, t) dt \quad (2.15)$$

Remplazando $t + \tau$ por t en la primera integral de la derecha, dividiendo ambos lados por $4T^2$, y Evaluando el límite cuando $T \rightarrow \infty$, se obtiene

$$|\Gamma_{12}(\tau)|^2 \leq \Gamma_{11}(0)\Gamma_{22}(0), \quad (2.16)$$

ó por la ecuación (2.10),

$$|\gamma_{12}(\tau)| \leq 1. \quad (2.17)$$

El significado de γ_{12} puede verse mejor en la expresión (2.12) en una forma algo diferente. Sea $\bar{\nu}$ la frecuencia media de la luz y escribamos

$$\gamma_{12}(\tau) = |\gamma_{12}(\tau)| e^{i[\alpha_{12}(\tau) - 2\pi\bar{\nu}\tau]}, \quad (2.18)$$

donde,

$$\alpha_{12}(\tau) = 2\pi\bar{\nu}\tau + \arg \gamma_{12}(\tau). \quad (2.19)$$

Entonces (2.11) se convierte en

$$I(Q) = I^{(1)}(Q) + I^{(2)}(Q) + 2\sqrt{I^{(1)}(Q)}\sqrt{I^{(2)}(Q)}|\gamma_{12}(\tau)| \cos[\alpha_{12}(\tau) - \delta], \quad (2.20)$$

Donde el parámetro τ y la diferencia de fase tiene el valor

$$\tau = \frac{S_2 - S_1}{c}, \quad \delta = 2\pi\bar{\nu}\tau = \frac{2\pi}{\lambda}(S_2 - S_1), \quad (2.21)$$

Y, $\bar{\lambda}$ es la longitud de onda media. Si $|\gamma_{12}(\tau)|$ tiene como valor extremo la unidad, la intensidad en, Q , es la misma obtenida con luz estrictamente monocromática de

longitud de onda $\bar{\lambda}$, y con diferencia de fase entre las vibraciones P_1 y P_2 igual a $\alpha_{12}(\tau)$. En este caso las vibraciones en P_1 y P_2 (con el tiempo de retardo apropiado entre ellos) puede decirse que son coherentes. Si $\gamma_{12}(\tau)$ tiene el otro valor extremo, particularmente cero, los términos anteriores en (2.21) son ausentes; los rayos no proporcionan ningún efecto de interferencia y de las vibraciones puede decirse que son incoherentes. Si $|\gamma_{12}(\tau)|$ no tiene ninguno de los dos valores extremos, o sea si $0 < |\gamma_{12}(\tau)| < 1$, de las vibraciones puede decirse que son parcialmente coherentes, $|\gamma_{12}(\tau)|$, representa su grado de coherencia.

Para cualquier valor de $|\gamma_{12}(\tau)|$, la intensidad $I(Q)$ puede ser expresada en la siguiente forma:

$$I(Q) = |\gamma_{12}(\tau)| \left[I^{(1)}(Q) + I^{(2)}(Q) + 2\sqrt{I^{(1)}(Q)}\sqrt{I^{(2)}(Q)}|\gamma_{12}(\tau)|\cos[\alpha_{12}(\tau) - \delta] \right] + [1 - |\gamma_{12}(\tau)|] \left[I^{(1)}(Q) + I^{(2)}(Q) \right] \quad (2.22)$$

Los términos en la primera línea puede considerarse que surgen de la superposición coherente de los dos rayos de intensidades $|\gamma_{12}(\tau)|I^{(1)}(Q)$ y $|\gamma_{12}(\tau)|I^{(2)}(Q)$ y de diferencia relativa de fase $\alpha_{12}(\tau) - \delta$; aquellos en la segunda línea de superposición de dos rayos incoherentes de intensidades $[1 - |\gamma_{12}(\tau)|]I^{(1)}(Q)$ y $[1 - |\gamma_{12}(\tau)|]I^{(2)}(Q)$. Así la luz que alcanza, Q , que proviene de los dos orificios puede estimarse que es

una mezcla de luz coherente e incoherente, cuyo cociente de intensidades esta dado por la ecuación (2.23), [8].

$$\frac{I_{coh}}{I_{incoh}} = \frac{|\gamma_{12}(\tau)|}{1 - |\gamma_{12}(\tau)|}, \quad (2.23a)$$

ó

$$\frac{I_{coh}}{I_{tot}} = |\gamma_{12}| \quad (I_{tot} = I_{coh} + I_{incoh}). \quad (2.23b)$$

Hemos visto en la ecuación (2.13) que $\gamma_{12}^{(r)}$ puede ser determinado de la medida de intensidades en un experimento de interferencia apropiado.

2.2 INTERFERENCIA CON LUZ CUASI-MONOCROMÁTICA. LA INTENSIDAD MUTUA

Continuando con la explicación de la correlación existente de dos rayos luminosos cuando estos interfieren, y de la medida experimental de algunas de las cantidades mas importantes en un experimento de interferencia a partir de dos orificios, como el mostrado en la Figura 2.1. De la ecuación (2.20), la intensidad en el punto, Q , en el patrón de interferencia esta dado por,

$$I(Q) = I^{(1)}(Q) + I^{(2)}(Q) + 2\sqrt{I^{(1)}(Q)}\sqrt{I^{(2)}(Q)}|\gamma_{12}(\tau)|\cos[\alpha_{12}(\tau) - \delta], \quad (2.24)$$

donde,

$$\tau = \frac{S_2 - S_1}{c}, \quad \delta = 2\pi\bar{\nu}\tau = \frac{2\pi}{\lambda}(S_2 - S_1), \quad (2.25)$$

Se supone ahora que la luz es cuasi-monocromática. Entonces se sigue de la ecuación (2.18), que $|\gamma_{12}(\tau)|$ y $\alpha_{12}(\tau)$, consideradas como funciones de τ , cambiarán poco a poco en comparación a $\cos 2\pi\bar{\nu}\tau$ y $\text{sen} 2\pi\bar{\nu}\tau$.

Por otra parte, si las aberturas en P_1 y P_2 son suficientemente pequeñas, las intensidades $I^{(1)}(Q)$ y $I^{(2)}(Q)$ de la luz difractada por cada abertura separadamente permanecerán constantes a lo largo de la región de el patrón en el cual $\cos 2\pi\bar{\nu}\tau$ y $\text{sen} 2\pi\bar{\nu}\tau$ cambia muchas veces de signo. Se sigue que la distribución de intensidad en la vecindad del punto, Q , consiste de un fondo aproximadamente uniforme $I^{(1)}(Q) + I^{(2)}(Q)$ sobre el cual se superpone una distribución sinusoidal de intensidad, con amplitud aproximadamente constante $2\sqrt{I^{(1)}(Q)}\sqrt{I^{(2)}(Q)}|\gamma_{12}(\tau)|$. El comportamiento de la distribución de la intensidad total se muestra en la Figura 2.2. para tres casos típicos.

La intensidad máxima y mínima cerca de, Q , es en buena aproximación la dada por

$$I_{\max} = I^{(1)}(Q) + I^{(2)}(Q) + 2\sqrt{I^{(1)}(Q)}\sqrt{I^{(2)}(Q)}|\gamma_{12}(\tau)|, \quad (2.26a)$$

$$I_{\min} = I^{(1)}(Q) + I^{(2)}(Q) - 2\sqrt{I^{(1)}(Q)}\sqrt{I^{(2)}(Q)}|\gamma_{12}(\tau)|, \quad (2.26b)$$

Por lo tanto la visibilidad de las franjas en Q es

$$v(Q) = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}} = \frac{2\sqrt{I^{(1)}(Q)}\sqrt{I^{(2)}(Q)}}{I^{(1)}(Q) + I^{(2)}(Q)} |\gamma_{12}(\tau)|. \quad (2.27)$$

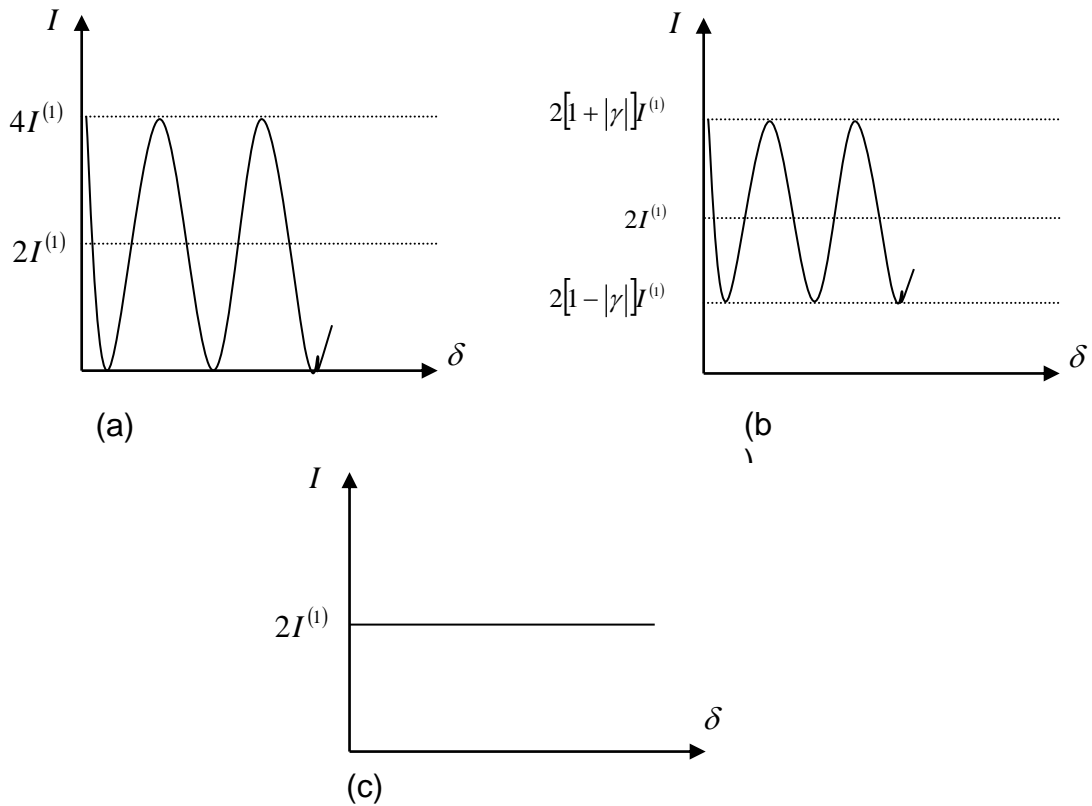


Figura 2.2. Distribución de intensidad en el patrón de difracción para dos rayos de igual intensidad. (a) superposición coherente; (b) superposición parcialmente coherente; (c) superposición incoherente

La ecuación (2.27), expresa la visibilidad de las franjas en términos de la intensidad de los dos rayos y de su grado de coherencia. Si los dos rayos son de igual intensidad

($I^{(1)} = I^{(2)}$), esta ecuación se reduce a:

$$v(Q) = |\gamma_{12}(\tau)|, \quad (2.28)$$

cuyo significado es que la visibilidad de las franjas es igual al grado de coherencia.

De acuerdo a las ecuaciones (2.24) y (2.25), las posiciones de la máxima intensidad

cerca de, Q , esta dada por, $\frac{2\pi}{\lambda}(S_2 - S_1) - \alpha_{12}(\tau) = 2m\pi$, donde $(m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots)$.

Si las aberturas son iluminadas con luz monocromática de longitud de onda $\bar{\lambda}$, la fase en P_1 está retardada con respecto a P_2 por $\alpha_{12}(\tau)$. Ahora un retardo de fase en la cantidad de 2π corresponde a un desplazamiento del patrón de interferencia en la dirección paralela a $\overline{P_1P_2}$ por una cantidad $a\bar{\lambda}/d$, donde d es la distancia entre P_1 y P_2 y a es la distancia entre las pantallas "A" y "B". Por lo tanto las franjas cuasi-monocromáticas están desplazadas relativamente a las franjas que podrían formarse con iluminación monocromática por una cantidad,

$$x = \frac{\bar{\lambda}}{2\pi} \frac{a}{d} \alpha_{12}(\tau) \quad (2.29)$$

En la dirección paralela a la unión de las aberturas. La amplitud y fase de el grado de coherencia complejo de los rayos de luz cuasi-monocromática pueden determinarse de la medida de la visibilidad y de la posición de las franjas de interferencia. Esos

resultados se soportan sobre el método de *Michelson*. Se sigue de la ecuación (2.9) y de,

$$\langle V(P, t + \tau) V^*(P, t) \rangle = 4 \int_0^{\infty} S(P, \nu) \ell^{-2\pi i \nu \tau} d\nu, \quad (2.30)$$

que,

$$\gamma_{11}(\tau) = \frac{\int_0^{\infty} S(\nu) \ell^{-2\pi i \nu \tau} d\nu}{\int_0^{\infty} S(\nu) d\nu}, \quad (2.31)$$

donde $S(\nu)$ es la densidad espectral en el punto, P . Por lo tanto, por el teorema de inversión de *Fourier*, $S(\nu)$ es proporcional a la transformada de *Fourier* de $\gamma_{11}(\tau)$. Pero hemos visto que el módulo de $\gamma_{11}(\tau)$ es esencialmente la visibilidad, y la fase de $\gamma_{11}(\tau)$ está relacionado a la posición de las franjas formadas en un experimento de interferencia apropiado. Así mismo el cálculo de, S , se hace de la misma manera a la hecha por *Michelson*.

En la práctica el tiempo de retardo τ introducido entre los rayos que interfieren es también muy pequeño, y es posible entonces simplificar la fórmula. De acuerdo a las ecuaciones (2.10), (2.18) y a la ecuación que relaciona la coherencia mutua con la densidad espectral mutua.

$$\Gamma_{12}(\tau) = \langle V(P_1, t + \tau) V^*(P_2, t) \rangle = 4 \int_0^{\infty} G_{12}(\nu) \ell^{-2\pi i \nu \tau} d\nu. \quad (2.32)$$

Se tiene entonces,

$$|\Gamma_{12}(\tau)| e^{i\alpha_{12}(\tau)} = \sqrt{I_1} \sqrt{I_2} |\gamma_{12}(\tau)| e^{i\alpha_{12}(\tau)} = 4 \int_0^\infty G_{12}(v) e^{-2\pi i(v-\bar{v})\tau} dv. \quad (2.33)$$

Si $|\tau|$ es también pequeño tal que $|(v-\bar{v})\tau| \ll 1$ para todas las frecuencias para las cuales $|G_{12}(v)|$ es apreciable, es decir, en el caso

$$|\tau| \ll \frac{1}{\Delta v}, \quad (2.34)$$

De esta manera el termino exponencial de la integral en la ecuación (2.33) es remplazado por la unidad. La condición (2.34) implica que $|\tau|$ debe ser pequeño comparado con el tiempo de coherencia de la luz. Entonces si esta condición se satisface, $|\Gamma_{12}(\tau)|$, $|\gamma_{12}(\tau)|$, y $\alpha_{12}(\tau)$ difieren inapreciablemente de $|\Gamma_{12}(0)|$, $|\gamma_{12}(0)|$ y $\alpha_{12}(0)$ respectivamente. Esto es útil para determinar

$$J_{12} = \Gamma_{12}(0) = \langle V_1(t) V_2^*(t) \rangle, \quad (2.35a)$$

$$j_{12} = \gamma_{12}(0) = \frac{\Gamma_{12}(0)}{\sqrt{\Gamma_{11}(0)} \sqrt{\Gamma_{22}(0)}} = \frac{j_{12}}{\sqrt{j_{11}} \sqrt{j_{22}}} = \frac{j_{12}}{\sqrt{I_1} \sqrt{I_2}}, \quad (2.35b)$$

$$\beta_{12} = \alpha_{12}(0) = \arg \gamma_{12}(0) = \arg j_{12}. \quad (2.35c)$$

Las ecuaciones (2.18) y (2.10) dan ahora, sujetos a la ecuación (2.34),

$$\gamma_{12}(\tau) \approx |j_{12}| e^{i(\beta_{12} - 2\pi\bar{\nu}\tau)} = j_{12} e^{-2\pi\bar{\nu}\tau}, \quad (2.36a)$$

$$\Gamma_{12}(\tau) \approx |J_{12}| e^{i(\beta_{12} - 2\pi\bar{\nu}\tau)} = J_{12} e^{-2\pi\bar{\nu}\tau}, \quad (2.36b)$$

Así, de acuerdo a la condición (2.34), es posible reemplazar $\gamma_{12}(\tau)$ y $\Gamma_{12}(\tau)$ por las cantidades que se encuentran del lado derecho de las ecuaciones (2.36a) y (2.36b) respectivamente. En particular, la ley de interferencia se convierte en

$$I(Q) \approx I^{(1)}(Q) + I^{(2)}(Q) + 2\sqrt{I^{(1)}(Q)}\sqrt{I^{(2)}(Q)}|j_{12}(\tau)| \cos[\beta_{12}(\tau) - \delta], \quad (2.37)$$

y es válida a lo largo de la diferencia de camino $|S_2 - S_1| = c|\tau|$, introducida entre los rayos de interferencia. Esta es pequeña comparada a la longitud de coherencia $c/\Delta\nu$, i.e. a lo largo de

$$|\Delta S| = |S_2 - S_1| = \frac{\bar{\lambda}}{2\pi} \delta \ll \frac{\bar{\lambda}^2}{\Delta\lambda}, \quad (2.38)$$

Donde se ha usado la relación $c/\Delta\nu = \bar{\lambda}^2/\Delta\lambda$.

La ecuación (2.37) es la fórmula básica de la teoría de coherencia parcial elemental (cuasi-monocromática). Dentro de este rango de validez (indicado por la ecuación (2.34) o por (2.38)) la correlación entre las vibraciones de alguno de los dos puntos P_1

y P_2 en el campo de onda esta mejor caracterizado por J_{12} que por $\Gamma_{12}(\tau)$, i.e. por una cantidad la cual depende de la posición de los dos puntos, pero no de la diferencia de tiempo τ . de acuerdo a esta apreciación, se sigue de la ecuación (2.36a) que,

$$|\gamma_{12}(\tau)| \approx |j_{12}|, \quad (2.39)$$

Así, $|j_{12}|$ ($0 \leq |j_{12}| \leq 1$) representa el grado de coherencia de las vibraciones en P_1 y P_2 ; y de la ecuación (2.35) la fase β_{12} de j_{12} representa su diferencia de fase efectiva. j_{12} , exactamente análogo a $\gamma_{12}(\tau)$ del cual es un caso especial, es usualmente llamado el grado de coherencia complejo; y J_{12} es llamado intensidad mutua, o la función de coherencia para luz cuasi monocromática[9].

3. EL INTERFERÓMETRO DE YOUNG Y LA MEDIDA DE LA COHERENCIA

El problema mayor en la reproducción del fenómeno de interferencia son las fuentes: éstas deben ser coherentes. Sin embargo, fuentes oportunamente coherentes, independientes y separadas distintas al láser moderno no existen. Este dilema fue solucionado por primera vez hace doscientos años por *Thomas Young* en su experimento clásico de doble haz. Tomó un frente de onda individual, recortó dos secciones coherentes del mismo e hizo que interfiriesen.

3.1 EL EXPERIMENTO DE YOUNG

En 1798 el doctor Thomas Young realizó investigaciones sobre la luz y sonido, lo cual le dio su punto de partida para su teoría de interferencia presentada varios años después. Empezó sus esfuerzos encaminados a establecer la naturaleza ondulatoria de la luz. Realizó el experimento de la doble rendija propuesto por Grimaldi pero, esta vez, la luz solar se hizo pasar a través de un agujero inicial que se convirtió en la fuente primaria (Figura 3.1).

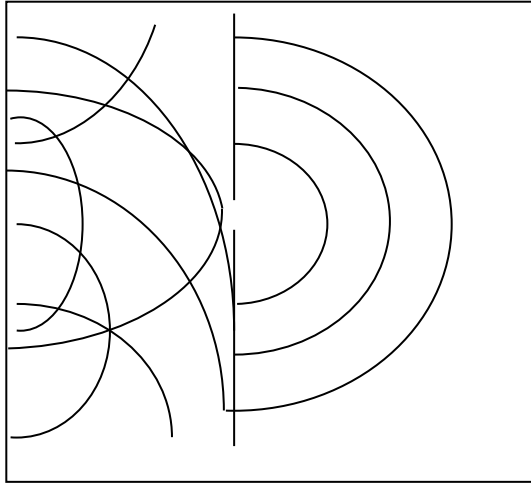


Figura. 3.1 El agujero diminuto difunde una onda que es espacialmente coherente, si bien o no lo es temporalmente

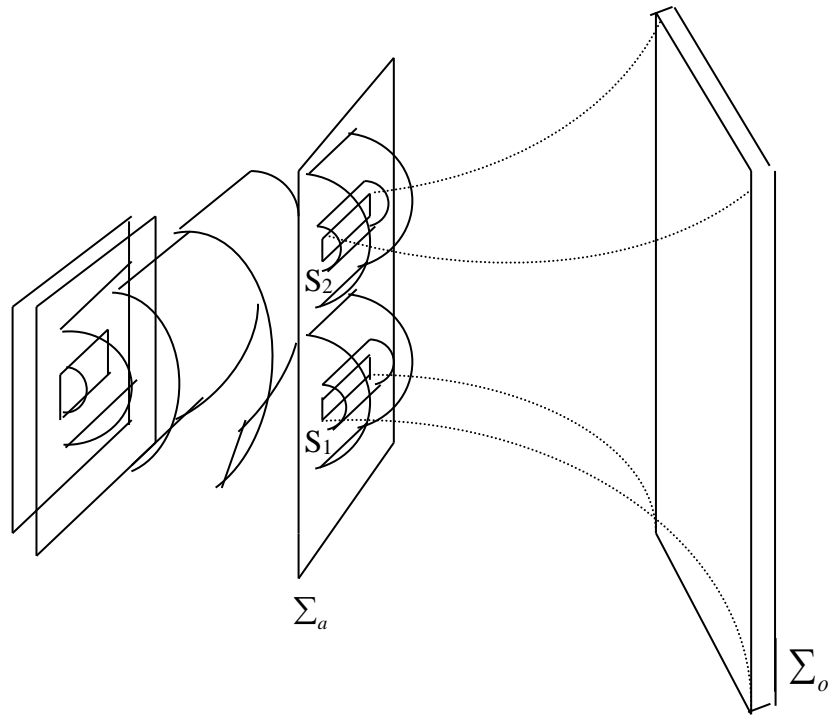


Figura 3.2a.

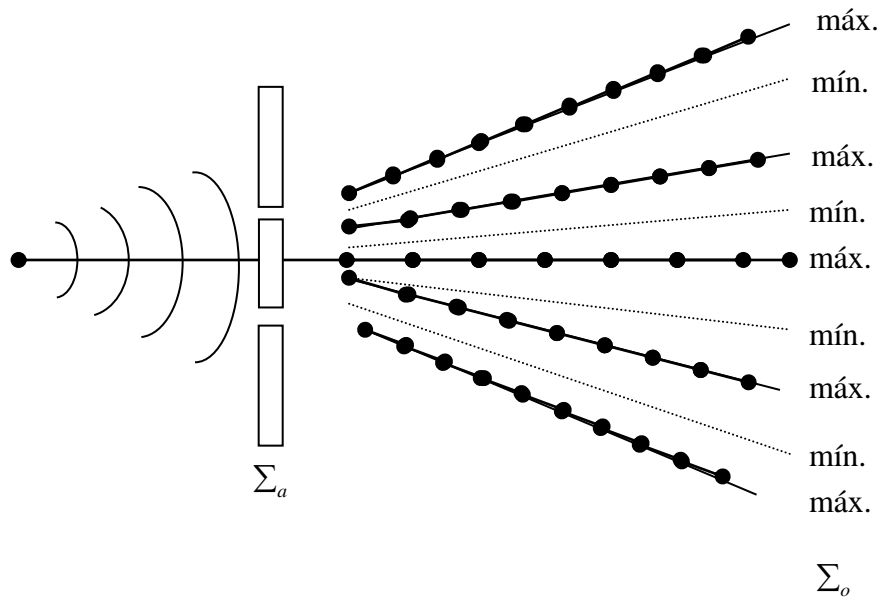


Figura 3.2b.

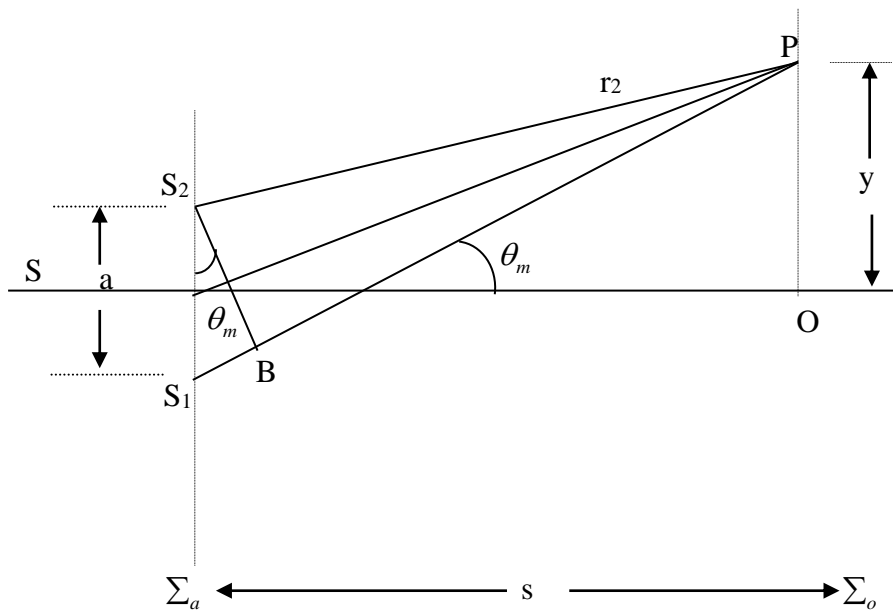


Figura 3.2c.

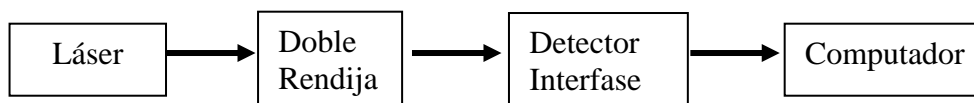


Figura 3.2d.

Figura 3.2. Experimento de Young. (a) Superposición de ondas cilíndricas en la pantalla. (b) Superposición de ondas mostrando picos y valles. (c) Geometría del experimento de Young. (d) Experimento de Young con un detector y un registrador X-Y. El detector se desplaza por medio de un motor y barre las franjas de interferencia.

De esta manera se obtiene un haz espacialmente coherente que puede iluminar de manera idéntica los dos agujeros. De esta forma, Young logró producir un sistema de franjas de interferencia. Hoy en día, para permitir el paso de una cantidad mayor de luz, se reemplaza los agujeros por dos rendijas estrechas (Figura 3.2).

Si se considera una onda plana monocromática que ilumina una rendija larga y estrecha. De esta rendija primaria, la luz se difractará con todos los ángulos hacia delante y emergerá una onda cilíndrica. Si se supone que esta onda, a su vez, incida en dos rendijas S_1 y S_2 muy juntas, estrechas y paralelas tal y como se muestra en la vista tridimensional de la Figura 3.2a. Cada una de las rendijas se comporta como una fuente puntual secundaria. En cualquier punto sobre la pantalla de observación, las contribuciones de las dos rendijas se superponen y aunque cada una debe ser esencialmente igual en amplitud, puede diferir significativamente en su fase. Como la misma onda primaria excita las fuentes secundarias en cada rendija, las ondas resultantes serán coherentes y por lo tanto debe haber interferencia siempre que la

diferencia de camino óptico sea menor que la longitud de coherencia, $c\Delta t_c$. Cuando existe simetría, los segmentos del frente de onda primario que llegan a las dos rendijas estarán exactamente en fase y las rendijas constituirán dos fuentes secundarias coherentes, [10].

Las Figuras 3.2a – 3.2c corresponden a la disposición clásica del experimento de *Young* si bien existen otras variantes. Hoy en día, no se hace necesario disponer de la primera pantalla y las ondas planas de un láser iluminan directamente la pantalla que posee las aberturas (Figura 3.2c). La distancia entre cada una de las pantallas (Σ_a y Σ_b) en la Figura 3.2c debe ser grande comparada con la distancia a entre las dos rendijas, y todas las franjas estarán bastante cerca del centro, O , de la pantalla. La diferencia de camino óptico entre los rayos a lo largo de $\overline{S_1P}$ y $\overline{S_2P}$ viene dada por

$$\overline{(S_1B)} = \overline{(S_1P)} - \overline{(S_2P)} \quad (3.1a)$$

o

$$\overline{(S_1B)} = r_1 - r_2 \quad (3.1b)$$

De la Figura 3.2c, se observa que $(r_1 - r_2) = a \sin \theta$ y por lo tanto

$$r_1 - r_2 \approx a\theta \quad (3.2)$$

puesto que $\theta \approx \text{sen}\theta$. Se observa que

$$\theta \approx \frac{y}{s} \quad (3.3)$$

por lo tanto,

$$r_1 - r_2 \approx \frac{a}{s} y \quad (3.4)$$

De acuerdo con la teoría de interferencia, la condición de interferencia constructiva exige que

$$r_1 - r_2 = m\lambda \quad (3.5)$$

Entonces, de las últimas relaciones obtenemos

$$y_m \approx \frac{s}{a} m\lambda \quad (3.6)$$

Esta relación proporciona la posición de la m-ésima franja brillante en la pantalla si consideramos el máximo en, θ , como la franja cero. Así mismo, la posición angular de la franja se obtiene sustituyendo la ecuación (3.6) en la ecuación (3.3) para obtener,

$$\theta_m = \frac{m\lambda}{a} \quad (3.7)$$

Para el máximo de interferencia de orden m -ésimo, m longitudes de onda enteras deberían caber dentro de la distancia $r_1 - r_2$. Por consiguiente, del triángulo S_1S_2B ,

$$a \sin \theta_m = m\lambda \quad (3.8)$$

De aquí se obtiene,

$$\theta_m \approx \frac{m\lambda}{a}$$

Que corresponde a la ecuación (3.7) obtenida directamente de la Figura 3.2c.

El espacio entre las franjas en la pantalla puede obtenerse fácilmente de la ecuación (3.6). La diferencia en las posiciones de dos máximos consecutivos es:

$$y_{m+1} - y_m \approx \frac{s}{a}(m+1)\lambda - \frac{s}{a}m\lambda \quad (3.9)$$

$$\Delta y \approx \frac{s}{a}\lambda \quad (3.10)$$

Ya que este patrón es equivalente al obtenido para dos ondas esféricas superpuestas (al menos en la región $r_1 \approx r_2$), es posible aplicar la ecuación de interferencia debida a dos aberturas por las cuales el flujo de energía es igual,

$$I = 2I_o(1 + \cos \delta) = 4I_o \cos^2 \frac{\delta}{2} \quad (3.11)$$

Considerando que la diferencia de fase esta dada por $\delta = k(r_1 - r_2)$, la ecuación (3.11) puede escribirse como

$$I = 4I_o \cos^2 \frac{k(r_1 - r_2)}{2} \quad (3.12)$$

Si los dos haces son coherentes y tienen iguales irradiancias, I_o , y haciendo uso de la ecuación (3.4), la irradiancia resultante se convierte en

$$I = 4I_o \cos^2 \frac{ya\pi}{s\lambda} \quad (3.13)$$

Esta ecuación corresponde a la intensidad resultante cuando dos haces coherentes y de irradiancias iguales interfieren, en el patrón de interferencia resultante, los máximos consecutivos están separados por el, Δy , proporcionado en la ecuación de (3.10) y cuyas posiciones angulares están dadas por la ecuación (3.7).

En la práctica los haces de interferencia tendrán solamente una longitud y un tiempo en el cual ellos pueden considerarse coherentes y se dice que ellos tienen una longitud y un tiempo de coherencia finitos.

3.2 LOS EFECTOS DE LA LONGITUD DE COHERENCIA FINITA

Si se observa la Figura 3.2c, P , se toma por encima o por debajo del eje, a medida que se hace esto, $\overline{S_1 B}$ (que es inferior o igual a $\overline{S_1 S_2}$) aumenta. Si la fuente primaria tiene una longitud de coherencia corta, a medida que la diferencia de camino óptico aumenta, los grupos de ondas perfectamente emparejados ya no podrán llegar al punto, P , exactamente juntos –habrá una cantidad creciente de superposición en partes de grupos de ondas sin correlación y el contraste de las franjas se degradará. Δl_c (longitud de coherencia) puede ser inferior a $\overline{S_1 B}$. En este caso, en lugar de tener dos porciones correlacionadas del mismo grupo de ondas que llegan a, P , habrá superposición tan sólo de unos segmentos de grupos de onda diferentes mientras que las franjas desaparecerán.

Cuando la diferencia de longitud de camino óptico es mayor que la longitud de coherencia, los grupos de onda E_1 y D_2 procedentes de S_1 y S_2 respectivamente llegarán casi de manera simultanea (Figura 3.3a). Si bien habrá interferencia, esta durará muy poco antes de que los desplazamientos del patrón bajo forma de grupo de onda, D , empiece a superponerse al grupo de onda, C_2 , puesto que las fases relativas son distintas. Si la longitud de coherencia es mas grande que la diferencia de camino, el grupo de onda, D_1 , interactuará más o menos con su grupo de onda clónico, D_2 , y así para cada par. Las fases estarían, por lo tanto, correlacionadas y la figura de interferencia sería estable (Figura 3.3b). Puesto que la longitud de coherencia de una

fuente de luz blanca será inferior a tres longitudes de onda, de la ecuación (3.6) se deduce que aproximadamente tan solo tres franjas se verán en ambos lados del máximo central.

Con luz blanca (o con iluminación de banda ancha). Todos los colores constitutivos llegarán a $y=0$ en fase, después de haber recorrido iguales distancias desde cada apertura. La franja de orden cero será esencialmente blanca, sin embargo, todos los demás máximos de orden superior exhibirán una gama de longitudes de onda, ya que y_m es función de λ , según la ecuación (3.6). Por lo tanto, para luz blanca se puede considerar el máximo m-ésimo como la banda de longitudes de onda de orden m-ésimo[11].

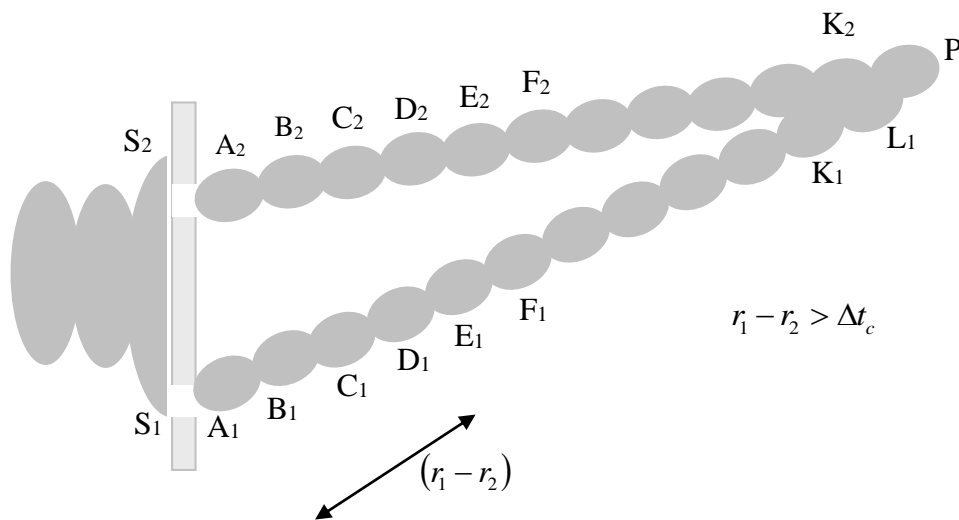


Figura 3.3a.

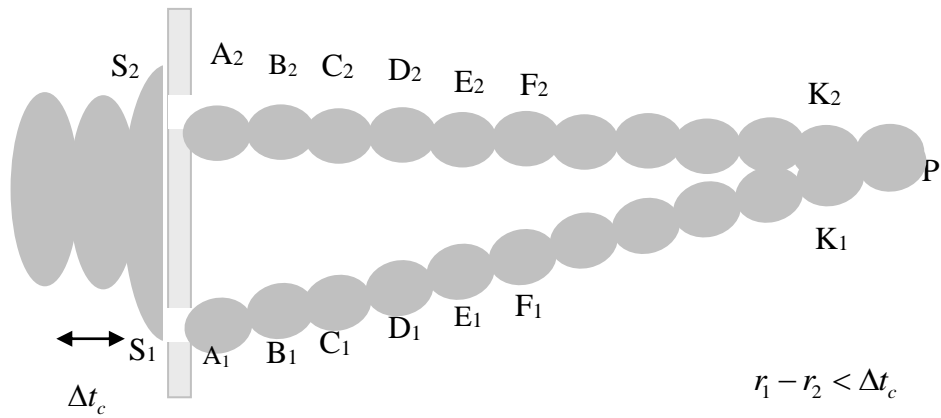


Figura 3.3b.

Figura. 3.3 Interferencia producida por dos haces de luz, (cada uno de ellos representado por una secuencia de grupos de ondas con una determinada longitud de coherencia), cuando (a) la diferencia de longitud de camino es superior a la longitud de coherencia, y (b) cuando la diferencia de longitud de camino es inferior a la longitud de coherencia

4. IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE MEDIDA

4.1 FUNDAMENTOS DEL SISTEMA DE MEDIDA

El procesamiento de datos experimentales asociados a variables físicas en un computador, tales como temperatura, intensidad de luz, humedad, velocidad, posición, etc., es el campo donde se han obtenido resultados de mayor precisión. Cualquier variable física puede llevarse al interior del computador y procesarse con mucha facilidad y eficiencia a través del puerto paralelo o puerto de la impresora del computador. Antiguamente, cada punto de medición exigía un circuito independiente. Hoy, se puede utilizar un computador para medir y controlar simultáneamente centenares de sensores para medir este tipo de variables. Además, una vez se tenga el valor de las medidas en el computador, se puede realizar toda clase de cálculos para implementar control, el análisis estadístico, el análisis gráfico, etc.

La mayoría de los fenómenos naturales, de los cuales formamos parte, son de naturaleza análoga o, en otras palabras, de variación continua en el tiempo. El computador digital procesa información compuesta solamente por dos niveles: alto y bajo. Para llevar las variables físicas al lenguaje de un computador, se necesita realizar un proceso de conversión previa de los datos del formato análogo al formato

digital de unos y ceros o niveles de voltaje. A esta sección se la llama conversión análoga-digital.

Se entiende por adquisición de datos a la acción de medir variables, convertirlas a formato digital, almacenarlas en un computador para su posterior análisis. Este proceso necesita de una interfase entre el mundo físico y el computador que se suele denominar tarjeta de adquisición de datos, [12].

El proceso de adquisición de datos del mundo físico conlleva a los siguientes pasos fundamentales:

1. Utilización de un sensor / transductor adecuado para la variable que se desea medir, el cual permite detectar y convertir la variable física a una señal análoga de voltaje o corriente eléctrica.
2. Amplificación de la señal de voltaje o corriente eléctrica, cuando es necesario.
3. Traducción de esta señal analógica al lenguaje propio del computador: el lenguaje digital. Este proceso se conoce técnicamente como conversión análoga / digital (A/D).
4. Adquisición propiamente dicha de los datos que, en forma digital, podrán ser almacenados en la memoria del PC y llevarlos luego a pantalla o a otro periférico del computador.

Todo el proceso de adquisición de datos, va acompañado de un software que permitirá al usuario tener el control de todo el sistema. Así mismo al computador le permite mantenerse en continua comunicación con el medio externo, (parte electrónica), y con el usuario, por medio de instrucciones impartidas previamente.

Para el caso particular de este trabajo, el proceso de captura de la información consta de dos partes bien diferenciadas pero operativamente relacionadas, la primera de ellas consiste en la encargada del desplazamiento adecuado del sensor de luz, (fotorresistencia), sobre la zona donde aparecen las franjas de interferencia producidas por el sistema interferométrico y a partir de las cuales se determinará el grado de coherencia de la fuente de luz láser que las genera. Y la segunda de ellas es la que permitirá adquirir los valores de voltaje suministrados por el sensor para almacenarlos en el computador para posteriormente realizar el análisis de los mismos.

4.2 IMPLEMENTACIÓN DEL HARDWARE

4.2.1. MOTOR DE PASO

Los motores paso a paso son ideales para la construcción de mecanismos en donde se requieren movimientos muy precisos. La característica principal de estos motores es el hecho de poder moverlos un paso a la vez por cada pulso que se le aplique. Este paso puede variar desde 90° hasta pequeños movimientos de tan solo $1,8^\circ$, es decir, que se necesitarán 4 pasos en el primer caso, (90°), y 200 para el segundo caso, ($1,8^\circ$), para completar un giro completo de 360° , así mismo se puede implementar

rutinas que permitan una resolución aún mayor, como por ejemplo 0,9 grados por paso. De esta manera el motor necesitaría de 400 pasos para completar un giro completo de 360°.

Estos motores poseen la habilidad de poder quedar enclavados en una posición o bien totalmente libres. Si una o más de sus bobinas está energizada, el motor estará enclavado en la posición correspondiente y por el contrario quedará completamente libre si no circula corriente por ninguna de sus bobinas, [13].

4.2.1.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Un motor paso a paso es un dispositivo electromecánico que se usa para convertir pulsos eléctricos en movimientos de giro; es posible hacer girar al motor en el sentido deseado con el número de grados de giro que se necesite. El motor *PaP*, también llamado *motor de paso* o *stepper motor*, está constituido esencialmente por dos partes: a) Una fija llamada "estator", cuya construcción se basa en cavidades en las que van depositadas las bobinas que excitadas convenientemente formarán los polos norte-sur de forma que se cree un campo magnético giratorio. b) Una móvil, llamada "rotor" construida mediante un imán permanente, con el mismo número de pares de polos, que el contenido en una sección de la bobina del estator; este conjunto va montado sobre un eje soportado por dos cojinetes que le permiten girar libremente, [14].

En la Figura 4.1, se describe el funcionamiento básico de un motor *PaP* ideal de cuatro polos en el estator y dos en el rotor. Cuando se hace circular una corriente por uno de los bobinados del estator se establece un campo magnético que atrae a uno de los polos del rotor, haciendo que éste gire y quede enfrente al bobinado excitador, (Figura 4.1a). Si se desactiva dicho bobinado y se polariza el siguiente, el rotor girará 90° hasta alinearse con el nuevo campo creado, (Figura 4.1b). Se dice entonces que el motor ha girado un *paso*. Alimentando el bobinado 3 el rotor avanzará otro paso, (Figura 4.1c) y, por último, activando el bobinado 4 el motor habrá girado una vuelta completa, (Figura 4.1d). De esta forma, polarizando consecutivamente y en secuencia cada uno de los arrollamientos del estator conseguimos que el eje del motor gire continuamente avanzando un paso cada vez. A este modo se le conoce como funcionamiento en *paso completo*. La secuencia de activación de los bobinados es la que se observa en la Tabla 4.1.

Este es básicamente su principio de funcionamiento, pero cabe anotar que el motor descrito en la Figura 4.1, es un caso ideal.

En la práctica, para mejorar la resolución de un paso se aumenta el número de *polos* del estator. Esto se consigue mecanizando, tanto el rotor como el estator, con una serie de dientes, tal y como se observa en la Figura 4.2. En ella se muestra el motor *PaP* constituido por dos devanados excitadores en forma de anillo, en la que se aprecia la estructura dentada del rotor y del estator. Cuando se polariza una de las bobinas el rotor gira hasta que sus polos norte y sur se alineen con los polos sur y

norte, respectivamente, del bobinado del estator que ha sido alimentado. Por cada cambio de polaridad de los devanados el rotor girará un cuarto del paso entre polos. De este modo un motor *PaP* que tenga 2 bobinados con 12 pares de polos por cada devanado, avanzará un total de 48 pasos por vuelta, o lo que es lo mismo, 7.5° por paso, [15].

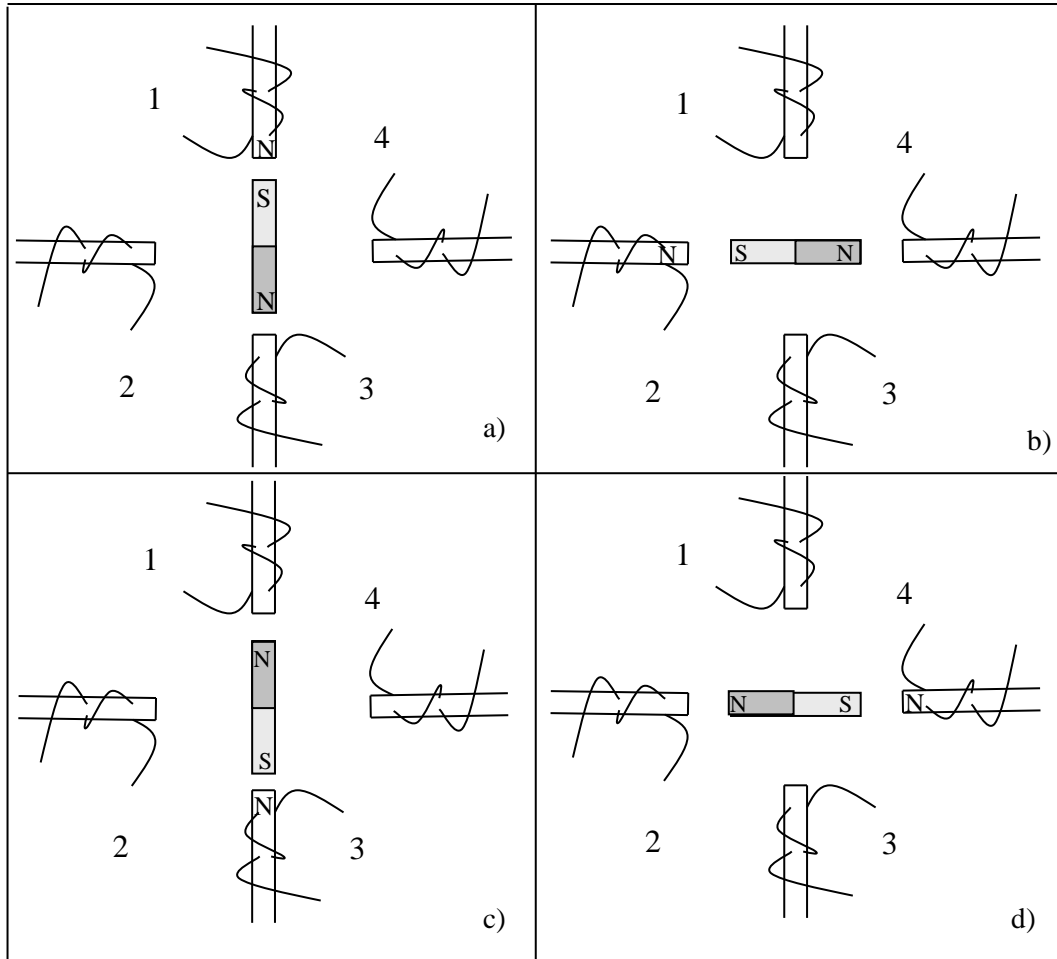


Figura 4.1. Principio de funcionamiento de un motor de paso ideal, en la secuencia se muestra la polarización de cada enrollamiento del estator para giros de 90° por cada paso.

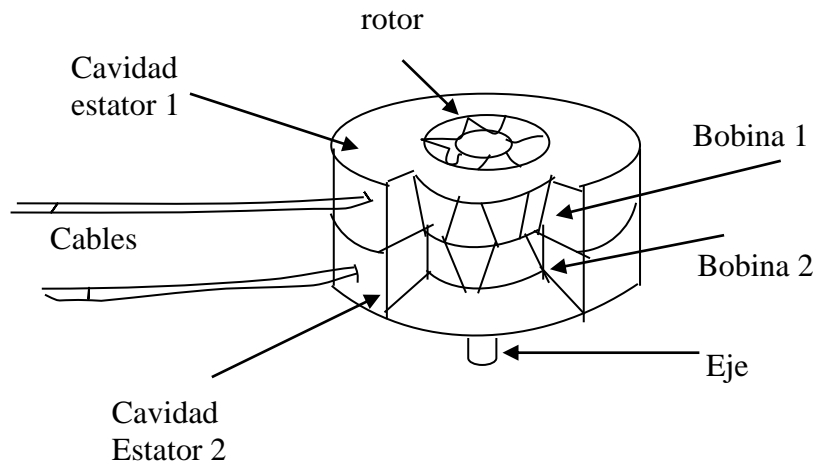


Figura 4.2. Motor paso a paso, constituido por dos devanados excitadores en forma de anillo donde el rotor y el estator tienen estructura dentada

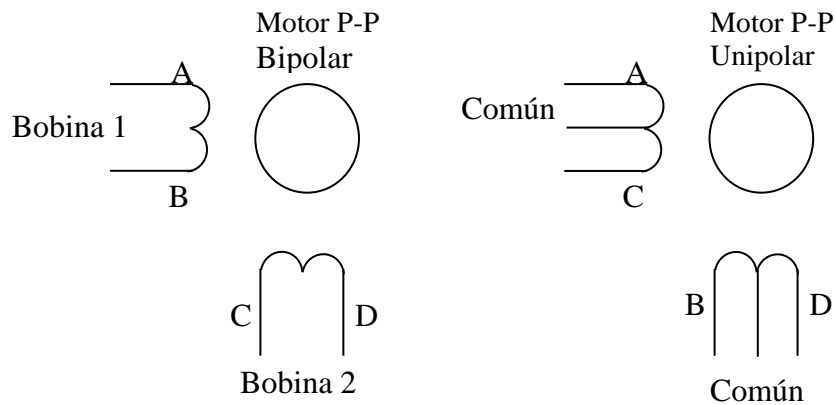


Figura 4.3. Tipos de motores de paso de imán permanente

Existen métodos adicionales en los cuales no se altera la estructura física de los motores *PaP*, por ejemplo los digitales, utilizados para aumentar más su resolución. Uno de ellos, es el llamado funcionamiento en *semipaso*, este consiste en polarizar alternativamente uno y dos bobinados de forma consecutiva, de esta manera el rotor sólo avanza la mitad de un paso cada vez. Cuando se polariza sólo un bobinado, el

rotor se alinea con éste, pero cuando se activan dos a la vez se queda a mitad de camino entre ambos devanados, es decir, recorre *medio paso*.

Existen dos tipos de motores paso a paso de imán permanente, Figura 4.3:

a) Bipolar: Estos tienen generalmente cuatro cables de salida. Necesitan ciertos trucos para ser controlados, debido a que requieren del cambio de dirección del flujo de corriente a través de las bobinas en la secuencia apropiada para realizar un movimiento. El control de estos motores es posible mediante el uso de un puente en H (H-Bridge). Para esto, será necesario un H-Bridge por cada bobina del motor, es decir que para controlar un motor Paso a Paso de 4 cables (dos bobinas), necesitaremos usar dos H-Bridges iguales al de la Figura 4.4. El circuito de la Figura 4.4 es a modo ilustrativo y no corresponde con exactitud a un H-Bridge. En general es recomendable el uso de H-Bridge integrados como son los casos del circuito integrado Lb1649, [16].

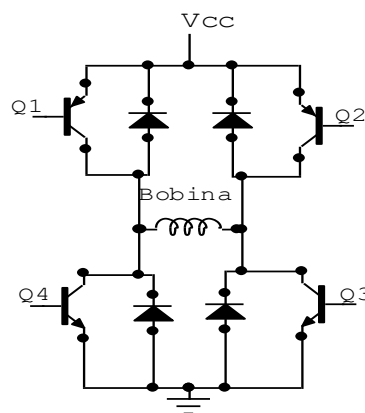


Figura 4.4. Puente H-Bridges, útil para el control de motores paso a paso bipolares

b) Unipolar: Estos motores suelen tener 6 o 5 cables de salida, dependiendo de su conexionado interno, (ver Figura 4.1). Este tipo se caracteriza por ser más simple de controlar. En la Figura 4.3 se aprecia un diagrama esquemático de un motor paso a paso unipolar, los cuales se pueden controlar mediante el uso de un arreglo de 8 transistores tipo Darlington capaces de manejar cargas de hasta 500mA. Las entradas de activación pueden ser directamente activadas por un microcontrolador, [17].

Debido a que en nuestro trabajo se utiliza un motor de paso bipolar, la teoría introducida estará centrada solamente en el tipo de motor utilizado.

4.2.1.2 SECUENCIA PARA MANEJAR MOTORES PASOS A PASO BIPOLARES

Estos motores necesitan la inversión de la corriente que circula por sus bobinas en una secuencia determinada. Cada inversión de la polaridad provoca el movimiento del eje en un paso, cuyo sentido de giro está determinado por la secuencia seguida.

La Tabla 4.1 muestra la secuencia necesaria para controlar motores paso a paso del tipo Bipolares en modo paso completo:

PASO	TERMINALES			
	A	B	C	D
1	1	0	1	0
2	1	0	0	1
3	0	1	0	1
4	0	1	1	0

Tabla 4.1. Secuencia necesaria para controlar motores de paso bipolares en modo completo

La Tabla 4.2 muestra la secuencia necesaria para controlar motores de paso bipolares en modo de medio paso:

PASO	TERMINALES			
	A	B	C	D
1	1	0	1	0
2	0	0	1	0
3	0	1	1	0
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	0	0	1
7	1	0	0	1
8	0	1	0	0

Tabla 4.2. Secuencia necesaria para controlar motores de paso bipolares en modo medio paso

Cabe destacar que debido a que los motores de paso son dispositivos mecánicos y como tal deben vencer ciertas inercias, el tiempo de duración y la frecuencia de los pulsos aplicados es un punto muy importante a tener en cuenta. En tal sentido el motor debe alcanzar el paso antes que la próxima secuencia de pulsos comience. Si la frecuencia de pulsos es muy elevada, el motor puede reaccionar en alguna de las siguientes formas:

- Puede que no realice ningún movimiento en absoluto.
- Puede comenzar a vibrar pero sin llegar a girar.
- Puede girar erráticamente.
- O puede llegar a girar en sentido opuesto.

Para obtener un arranque suave y preciso, es recomendable comenzar con una frecuencia de pulso baja y gradualmente ir aumentándola hasta la velocidad deseada

sin superar la máxima tolerada. El giro en reversa debería también ser realizado previamente bajando la velocidad de giro y luego cambiar el sentido de rotación.

4.2.1.3 COMO IDENTIFICAR LOS CABLES EN MOTORES P-P BIPOLARES

Para el caso de motores paso a paso bipolares, (generalmente de 4 cables de salida), la identificación es más sencilla. Simplemente tomando un multímetro en modo ohmetro, (para medir resistencias), es posible hallar los pares de cables que corresponden a cada bobina, debido a que entre ellos deberá haber continuidad, (en realidad una resistencia muy baja). Luego solo deberemos averiguar la polaridad de la misma, la cual se obtiene fácilmente probando. Es decir, si conectado de una manera no funciona, simplemente damos vuelta los cables de una de las bobinas y entonces ya debería funcionar correctamente. Si el sentido de giro es inverso a lo esperado, simplemente se deben invertir las conexiones de ambas bobinas y el H-Bridge.

4.2.2 ADQUISICIÓN DE DATOS

Como se mencionó anteriormente, en el proceso de adquisición de datos están envueltas una serie de características importantes que se deben tener en cuenta en el momento de realizar la respectiva tarjeta de Adquisición. Entre ellos vale la pena recordar:

1). Uso de un sensor adecuado para la variable física que se desea medir, que en este caso será la Intensidad de luz. Para ello se debe utilizar un sensor apropiado que dependiendo de sus características puede ser: Fotorresistencia, fotodiodo, fototransistor o una fotocelda, la escogencia de uno u otro sensor debe ir de acuerdo a la intensidad de luz que se desea sensar y de la respuesta espectral del sensor. El sensor es un transductor que convierte la variable física a medir, (en este caso es luz), a una señal análoga de voltaje o corriente. Cabe destacar que se debe buscar el sensor cuya respuesta sea lo mas lineal posible, ejemplo de ello son los fototransistores cuyo rango lineal es significativo en comparación a los fotodiodos, aunque la respuesta de los segundos es mucho mas rápida, (del orden de nm), mientras que la velocidad de respuesta en los primeros es un poco menor, (del orden de los microsegundos).

2). En muchos casos que se trabaja con sensores, y en especial con sensores de luz, la respuesta eléctrica suministrada por el transductor es de pequeña magnitud por lo que se hace necesario de una adecuación. Esta adecuación consiste principalmente en la amplificación de la señal y calibración del cero, la cual hace referencia que a iluminación nula, el registro suministrado por el sensor debe ser cero. Para esto, se hace necesario de una etapa amplificadora que será la encargada de amplificar la señal de entrada y de una segunda etapa amplificadora encargada de ajustar el cero. Las características y parámetros de diseño de dichas etapas deben estar sujetas a la respuesta espectral proporcionada por el fabricante del foto detector utilizado, en este caso en particular las características de la fotorresistencia.

Para el diseño planteado, el sensor utilizado es una fotorresistencia la cual permite medir intensidades relativamente grandes, del orden de 20 mW con iluminación frontal. Para medir intensidades pequeñas es posible realizar un diseño electrónico donde el sensor a utilizar es un fototransistor, (por ejemplo *Til 81*). El circuito de polarización es similar al de una fotorresistencia salvo por la resistencia de polarización que es considerablemente mayor.

Algunas de las características de un fototransistor son las siguientes:

Como su nombre lo indica el fototransistor es un transistor sensible a la luz. La superficie sensible esta situada en la base del transistor. La cantidad de luz que incide sobre la base determina la aparición de pequeñas y proporcionales intensidades de corriente entre la base y emisor. Por el efecto transistor, estas señales, se ven altamente amplificadas, entre el colector y emisor.

En este caso, no se conecta nada en la patilla de base, ello equivale a pensar que por ella se introduce la señal eléctrica proporcional a la intensidad de luz que recibe. Al suministrar una diferencia de potencial entre las patillas colector y emisora, $V_c - V_e$, la señal de base puede recogerse amplificada en el emisor. A efectos de comprensión, podemos imaginar que las variaciones luminosas en la base varían ampliamente la conductividad entre el colector y emisor.

Para alimentar el fototransistor, es decir, para establecer la tensión $V_c - V_e$ se conecta el colector a +5Vcc y el emisor a GND, (0Vcc), por medio de una resistencia de

protección en serie que puede estar en el rango de 1.0 - 4.7 k Ω , uniendo uno de sus extremos a la patilla emisora. De paso se obtiene un apropiado divisor de tensión. En consecuencia, la conexión apropiada del fototransistor, (Q_1), se realiza como se especifica en la Figura 4.5.

De igual manera, es posible medir intensidades aún mayores con la ayuda de una fotorresistencia. Las Fotorresistencias se componen de un material semiconductor cuya resistencia varia en función de la iluminación. reduciendo su valor resistivo en presencia de rayos luminosos. Es por ello por lo que también se le llama resistencias dependientes de luz (*light dependent resistors*), fotoconductores o células fotoconductoras.

Cuando incide la luz en el material fotoconductor se generan pares electrón - hueco. Al haber un mayor número de portadores, el valor de la resistencia disminuye. De este modo, la fotorresistencia iluminada tiene un valor de resistencia bajo.

Si se deja de iluminar, los portadores fotogenerados se recombinan hasta volver hasta sus valores iniciales. Por lo tanto el número de portadores disminuye y el valor de la resistencia será mayor. El material mas utilizado como sensor es el CdS, aunque también puede utilizarse Silicio, GaAsP y GaP, [18]. El circuito de polarización para

una fotorresistencia es similar al de un fototransistor mostrado en la Figura 4.5. La diferencia radica en la resistencia de polarización conformada en este caso por la suma de $R_T = R_I + R_{var}$. Cuando se utiliza un fototransistor como sensor, R_T se recomienda debe ser máxima (en este caso $2.6\text{ K}\Omega$), de otro modo, la resistencia se gradúa de acuerdo a la intensidad a medir.

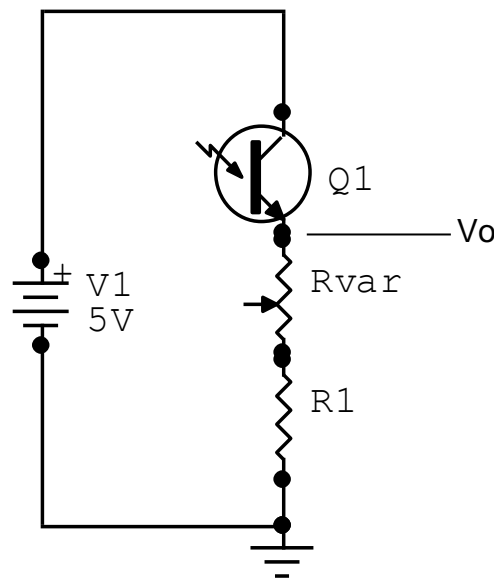


Figura 4.5. La señal luminosa sensed en la base es amplificada en el emisor y recogida para su evaluación, la resistencia fija R_I de $100\ \Omega$ y el potenciómetro de $2.5\text{ K}\Omega$ cierran el circuito a tierra.

3). La respuesta entregada por el foto detector es un Voltaje que varía de manera lineal con la luz que incide sobre la superficie del foto detector. Esta respuesta es un voltaje análogo de manera que se hace necesario de una conversión análoga-digital antes de enviar la información al computador debido a que el computador solamente “entiende” en un lenguaje común para él, el binario.

Para esta etapa se sugiere consultar el apéndice A, donde se hace referencia a la distribución de los pines del puerto paralelo del computador, y a las instrucciones necesarias para adquirir datos a través del mismo.

A continuación se muestra una descripción breve acerca de la construcción e implementación de una tarjeta de adquisición de datos que trabaje por el puerto paralelo en forma unidireccional y por tanto compatible con la gran mayoría de computadores. Para la construcción de la tarjeta, se inició con una distribución adecuada de los pines del puerto paralelo de manera que se puedan implementar todas las funciones necesarias. Las funciones a implementar son:

1. Control de un motor de paso bipolar
2. Adquisición de palabras de ocho bits, donde cada una corresponde a una lectura entregada por la etapa de conversión analógica-digital.
3. El computador envía las señales de control a la etapa conversora.

La tarjeta de adquisición consta de un conversor análogo-digital, un circuito controlador de motor de paso, motor de paso bipolar acoplado a un sistema de engranajes útil para el desplazar el sensor de luz, dos circuitos micro switches. La principal característica del circuito es su entrada análoga, para lo cual se ha utilizado un *ADC0809*, el cual es un integrado que convierte señales analógicas en señales digitales; esto lo hacemos con el fin de tener un manejo digital sobre la señal de entrada, el cual se hace a través del software.

Se implementó, al *ADC0809*, un reloj externo con una frecuencia menor de 500 KHz. el cual se elaboró con un circuito oscilador utilizando un circuito integrado *LM555*. La salida de este circuito se conectó al *pin* del *clock* del *ADC0809*, correspondiente al *pin* 10 del circuito integrado. En la Figura 4.6 se muestra el circuito diseñado para generar la señal de reloj. La frecuencia para la señal de reloj, se calculó de la siguiente forma,

$$f = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C1} < 500\text{Khz} \quad (4.1)$$

El *ADC0809* Presenta 8 entradas análogas de las cuales sólo se implementó una correspondiente a la variable de interés.

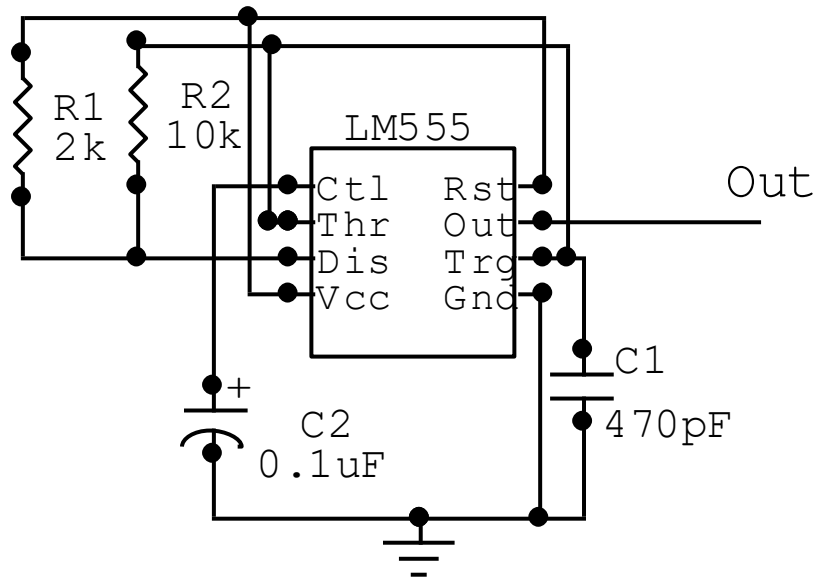


Figura 4.6. Diagrama del circuito generador de la señal de reloj necesario para el conversor A/D.

Las entradas se controlan por las líneas *ADDA*, *ADDB*. y *DAC*, con pines 25 24 y 23 del *ADC* respectivamente. Para fijar únicamente un canal, se conectaron a tierra las líneas de control antes mencionadas, las demás, fueron dispuestas de la siguiente forma:

Las líneas *START* y *ALE*, de iniciación de la conversión, con Pines 6 y 22, respectivamente, se conectaron al *pin* 4 del puerto paralelo, (*bit* 3 del registro de datos).

El pin 9 de la línea *OE*, que habilita las salidas digitales del *ADC* para el bus de datos, se conectó, en forma permanente a un voltaje de 5 V, con el fin de habilitar la salida de datos.

El motor de paso necesita cuatro pines del puerto paralelo, utilizados para enviar la secuencia al motor de paso a través de cuatro terminales de salida del puerto. De acuerdo a esta distribución de pines, el control se hizo a través de las cuatro líneas del registro de control del puerto paralelo. Para realizar las lecturas entregadas por el conversor análogo-digital se dispuso de cuatro de las cinco líneas del registro de estado del puerto paralelo, las cuales son de lectura, correspondientes a los bits 3, 4, 5 y 6 del mismo.

Además, existen los pines de control para el conversor análogo-digital, cuyas señales se envían a partir de los pines 2 y 4 del puerto paralelo que corresponden a los *bits* 1 y 3 del registro de datos del puerto.

En definitiva, se tiene cuatro pines de salida necesarios para controlar el motor de paso, cuatro pines para leer datos y tres pines para el conversor análogo-digital.

Para leer la palabra, (8 *bits*), suministrada por el conversor análogo-digital a través de las cuatro líneas del registro de estado del puerto paralelo, es necesario dividir la palabra en dos, cada una de cuatro *bits*, correspondientes a cuatro mas significativos y a cuatro menos significativos, para luego adquirir la palabra en dos etapas, primero se leen los cuatro *bits* mas significativos y posteriormente los cuatro menos significativos. Para ello se utiliza dos micro switches. Cada uno de ellos con cuatro líneas de entrada, cuatro líneas de salida y cuatro líneas de control, cada trío de líneas están relacionadas entre sí.

Cuando sobre una línea de control de uno de estos micro switches aparece un uno lógico, (5 voltios), la señal que aparece en la entrada será transmitida a su correspondiente salida. Así, para nuestro caso, basta con enviar los cuatro *bits* mas significativos a uno de estos micro switches, y los cuatro bits menos significativos a otro micro switche. Si se conectan entre sí las cuatro líneas de control, y se envía un uno lógico a sus terminales, los cuatro *bits* que aparecen a sus entradas serán transmitidos a sus respectivas salidas. Teniendo en cuenta lo anterior, se hace necesario otra línea de control para estos dos dispositivos, que permita la entrada pausada de la palabra, para que una vez introducidos los dos paquetes de bits, se arme por software la palabra que corresponderá a una lectura dada.

4.2.2.1 PROCESO DE CONVERSIÓN

Para iniciar la conversión de la señal de cualquiera de los ocho canales, se procede de la siguiente manera:

1. El computador emite el código de selección de canal por el pin 5 de salida del puerto paralelo.
2. El computador genera la señal de *ALE*, (selección de canal correcta), y de *START* para iniciar el proceso de aproximaciones sucesivas que dura 100 microsegundos.
3. Al cabo de este tiempo, el proceso termina y el convertidor *A/D* lo indica colocando en alto la señal de *EOC*, (fin de la conversión). La palabra digital de 8 bits aparece en el registro de salida si la entrada *OE*, (Salida habilitada), está activa en nivel alto.
4. Para leer desde el computador los cuatro bits más significativos, se debe colocar en el *pin 2* del puerto paralelo, un nivel alto. De esta manera, se cierran los cuatro interruptores del micro switch correspondiente, (los del otro micro switch están abiertos), para comunicar al computador por los pines 7, 8, 9 y 10 del mismo puerto, el valor de los bits.

- Para leer desde el computador los cuatro *bits* inferiores, se coloca el *pin* 2 del puerto en cero. Así el interruptor del micro switch se cierra, (los del otro micro switch se abren), y quienes pasan a los pines 7, 8, 9 y 10 del puerto son los cuatro *bits* inferiores de la palabra convertida.

De esta manera, se realiza la adquisición de datos correspondientes a las intensidades de las franjas oscuras y brillantes realizando un muestreo a lo largo de toda la pantalla. Como ya se dijo, es de notar que la adquisición de datos no se realiza de manera continua, se realiza de manera discreta, leyendo en aquellos puntos en donde el motor ubica el fotodetector durante un instante de tiempo pequeño. En la Figura 4.7 se presenta el diagrama del circuito final, diseñado para la implementación del sistema de medida de intensidad luminosa.

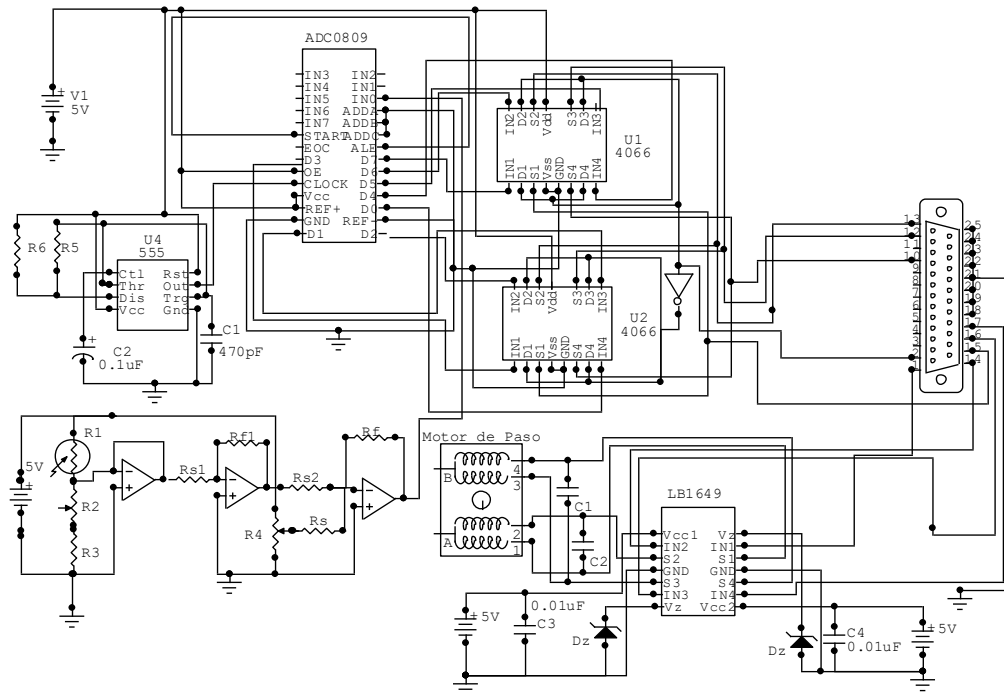


Figura 4.7. Diagrama total del circuito implementado

4.3 IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE

Anteriormente se realizó una descripción de lo que consiste el diseño e implementación hardware de una tarjeta de adquisición de datos y de un controlador de motor de paso bipolar. Hecho esto, se hace necesario diseñar un software que servirá de interfaz entre el computador y el usuario, de manera que éste le permita interactuar al mismo tiempo con el computador y con el hardware implementado, pero la función principal del software es permitir que el circuito realice las funciones para las cuales se diseñó. Esto se logra estableciendo una comunicación entre los distintos dispositivos que conforman la tarjeta de adquisición y el controlador de motor de paso.

El lenguaje de programación seleccionado para el diseño del software es *LabVIEW*. Este es un lenguaje gráfico, cuya interacción con el usuario se realiza a través de pequeños iconos que a manera de subrutinas realizan una función predeterminada.

Estas “subrutinas” reciben el nombre de “*Vis*”, y entre sus principales características esta que ellos tienen terminales de entrada y de salida, para los cuales se les debe asignar ciertos valores que pueden ser por ejemplo reales o boléanos, o simplemente sobre estos terminales se conectarán salidas de otros *Vis*, y sus salidas serán aquellos valores transformados por el *Vi* y que deberán fluir a otros *Vis* o simplemente pueden tener otro destino, como por ejemplo ser mostrados en la pantalla o impresos. La forma general de programación en este lenguaje, consiste en vincular varios de estos

Vis, los cuales van conectados por cables que indican el flujo de los datos e instrucciones. De la forma en que se utilicen los *Vis* depende la función o funciones que ejecuta el programa.

Ahora bien, utilizando las herramientas que este paquete provee, es posible implementar el software deseado, con el fin de satisfacer las condiciones de diseño especificadas.

De esta manera, el software esta básicamente dividido en dos fases. La primera de ellas será la encargada de realizar el control adecuado de la etapa controladora del motor de paso y la segunda será aquella que realizará el control de la tarjeta de adquisición de datos.

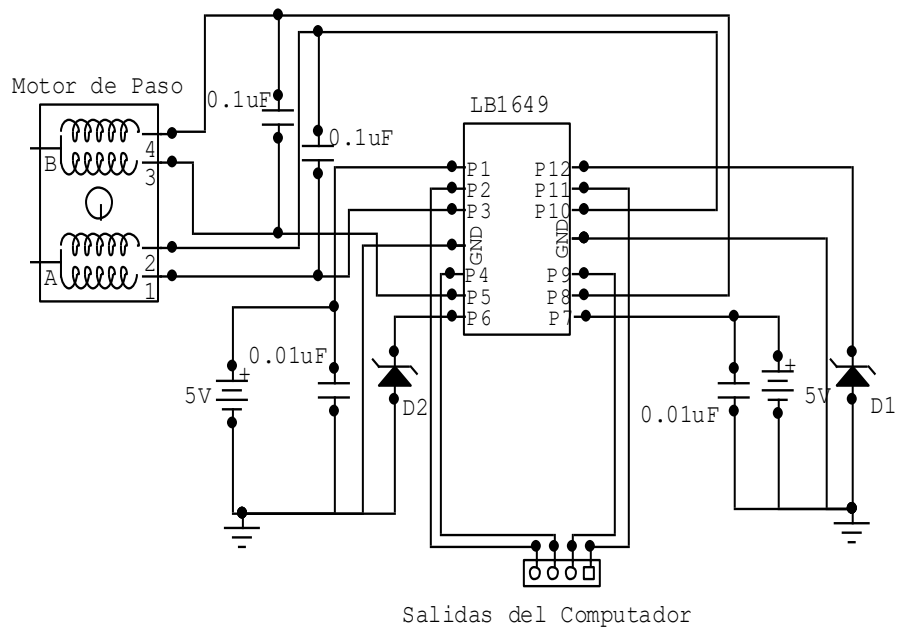


Figura 4.8. Diagrama de la etapa controladora del motor de paso

Para implementar la primera fase, se hace necesario enviar a la etapa controladora del motor, según la Figura 4.8, la secuencia indicada para permitir que el motor gire a una resolución de $0,9^\circ$ por paso o de $0,45^\circ$ por paso. Esta secuencia se muestra en la Tabla 4.1 y la Tabla 4.2 respectivamente. Para ello se utiliza un *Vi* llamado “*outport*”, el cual permite enviar datos desde el computador a cualquier dispositivo externo utilizando el puerto paralelo del computador, llamado también puerto de la impresora.

En el apéndice, A, se hace una descripción de los diferentes registros que conforman el puerto paralelo. Entonces, el control del motor de paso se realizó a través del registro de control del puerto paralelo, cuya dirección de memoria es 37Ah, donde h significa sistema hexadecimal.

Debido a que los *bits* C0, C1 y C3 son activos en bajo, la secuencia de la que se había hablado anteriormente para el control del motor, tendrá que ser modificada, teniendo finalmente los resultados mostrados en la Tabla 4.3 y en la Tabla 4.4 para una resolución de $0,9^\circ$ por paso y $0,45^\circ$ por paso respectivamente.

PASO	TERMINALES			
	A	B	C	D
1	0	0	0	1
2	1	1	0	1
3	1	1	1	0
4	0	0	1	0

Tabla 4.3. Secuencia necesaria para controlar motores de paso bipolares en modo completo, utilizando el puerto de control

PASO	TERMINALES			
	A	B	C	D
1	0	0	0	1
2	0	0	1	1
3	0	0	1	0
4	1	0	1	0
5	1	1	1	0
6	1	1	1	1
7	1	1	0	1
8	1	0	0	1

Tabla 4.4. Secuencia necesaria para controlar motores de paso bipolares en modo medio paso utilizando el puerto de control

La lectura de los datos se realiza a través del registro de estado del puerto paralelo cuya dirección de memoria es 379h, esto se realiza utilizando el Vi “inport” la palabra que aparece en el registro establecido del puerto paralelo; registro que se establece suministrando la dirección que se desea leer, en este caso 379h. Este registro posee cinco pines de entrada de datos, de los cuales se utilizan solamente cuatro. De esta manera se divide la palabra de ocho bits en dos de cuatro bits, y se adquiere estas dos palabras de cuatro bits a través de los pines establecidos del registro de estado.

El proceso de adquisición consiste en configurar el conversor A/D a través de ciertas señales de control. Esto es, sobre el *pin* de *STAR* y *ALE*, debe aparecer un pulso o sea un 0 - 1 - 0, entonces se envía un uno lógico por el *bit* 1 del registro de datos y un cero por el *bit* 3 del puerto paralelo equivalente a la palabra 1, el cual configura los micro switches para adquirir los cuatro *bits* mas significativos. De esta manera sobre el *pin* de *STAR* y *ALE* aparecerá un cero lógico, posteriormente, se envía un uno

lógico por el *bit* 3 y por el *bit* uno del registro de datos del puerto paralelo que corresponde a la palabra 5. Finalmente se envía nuevamente un uno lógico por el *bit* 1 y un cero lógico por el *bit* 3 del registro de datos del puerto paralelo. De esta forma se ha enviado un pulso al *pin* de control del conversor A/D y se procede a realizar la adquisición del primer dato suministrado por la etapa receptora de luz.

En la primera adquisición, que se hace por el registro de estado y que corresponde a los cuatro *bits* mas significativos, se adquiere la siguiente palabra:

XXXD₄D₅D₆D₇X

La palabra es filtrada, esto es, los datos que existen en los *bits* X₀, X₁, X₂ y X₇ deben ser eliminados, y ellos almacenan el valor de cero. Para hacer esto, se intercepta la palabra adquirida con el valor 120 decimal que equivale a 1111000, utilizando el *Vi*, “*And*”, cuya función es similar a la de una compuerta lógica *AND*. Como se observa, para organizar la palabra se requiere desplazarla un *bit* hacia la derecha, esto se hace utilizando el *Vi* “*Rotate 1D array*”. El cual desplaza a la izquierda ó a la derecha los elementos del arreglo del número de espacios indicados (n), si n es positivo el desplazamiento se realiza hacia la derecha, de otro modo si n es negativo el desplazamiento es hacia la izquierda.

Una vez realizada esta operación, la primera palabra adquirida será:

XXXXD₄D₅D₆D₇

Esta palabra se la almacena temporalmente en una variable local, de la cual dispondremos posteriormente. Ahora, se envía un cero por el *bit* uno del registro de datos (*pin* 2 del puerto paralelo) y se procede a adquirir los cuatro *bits* menos significativos. Entonces, la palabra adquirida es:

XXXD₀D₁D₂D₃X

Para este caso, el desplazamiento de los elementos es tres *bits* hacia la izquierda, y la palabra se convierte en,

D₀D₁D₂D₃XXXX

Nuevamente esta palabra es almacenada en una variable local. Una vez que se tiene las dos palabras, procedemos a formar una sola. Esto se hace uniendo las dos palabras almacenadas en las variables locales citadas anteriormente utilizando el *Vi*, “*Or*” el cual cumple la misma función de una compuerta lógica, *Or*. De esta manera la palabra final adquirida y que corresponde a un dato adquirido será:

D₀D₁D₂D₃D₄D₅D₆D₇

Una vez formada, se debe realizar la conversión al valor decimal correspondiente. Para hacer esto, la palabra formada será interceptada con la palabra 255 que corresponde a 11111111, ahora esta será multiplicada por el valor máximo del voltaje que puede ser adquirido, para nuestro caso 5 voltios. Posteriormente se realiza la

división entre 255. En cierta manera, lo que se hace al final es acondicionar los datos de acuerdo a la escala utilizada.

Una vez obtenido el dato suministrado por el conversor, se prosigue a su almacenamiento y visualización gráfica, para ello, *LabVIEW* posee un *Vi* “*Waveform Charts*” el cual es tipo especial de indicador numérico que despliega uno o mas esquemas. De esta manera el programa graficará el valor leído en función del número de muestras tomadas. Cabe anotar que cada muestra equivale a un paso en el software diseñado. Así mismo, para almacenar los datos leídos y graficados, se convierte el valor leído a formato, *E*, (notación exponencial), para esto se hace uso del *Vi* “*To exponential*” , hecho esto, es necesario del *Vi* “*Concatenate Strings*”, precisamente para concatenar cada valor leído al número de muestra tomada, y posteriormente almacenar el valor final por medio del *Vi* “*Write Characters To File*”, el cual escribe una cadena de caracteres como una cadena de *bytes* en un archivo nuevo cuyo nombre es suministrado por el usuario, pero por defecto el software crea el archivo en la unidad, *C*, del computador con el nombre ejemplo.txt. El *Vi* abre o crea el archivo antes de escribir y lo cierra cuando termina. Como resultado final, se tendrá una gráfica de la intensidad leída en función del número de muestras, cuyo límite es fijado por el usuario mediante el número de pasos que se desea que realice. Además, al usuario le queda disponible el archivo que contiene todos los datos tomados en la práctica experimental, el formato del archivo es txt, lo cual le permite utilizar cualquier programa de cálculo, como por ejemplo “*Microcal Origin*” para realizar posteriormente el respectivo análisis.

Es de importancia notar, que al comenzar la captura de los datos, el software los almacena en el archivo, cuyo nombre puede ser suministrado por el usuario, si el archivo existe, el software prácticamente lo reemplazará, así que si desea guardar todas las prácticas, se debe suministrar un nuevo nombre para cada archivo.

Como funciones auxiliares, el software posee un par de botones los cuales le permiten al usuario variar tanto el sentido de desplazamiento del sensor, la resolución de trabajo (cuarto / medio paso) y la velocidad de desplazamiento del sensor.

La Figura 4.9 muestra el código del software diseñado para controlar la tarjeta de adquisición diseñada y la etapa de control del motor de paso.

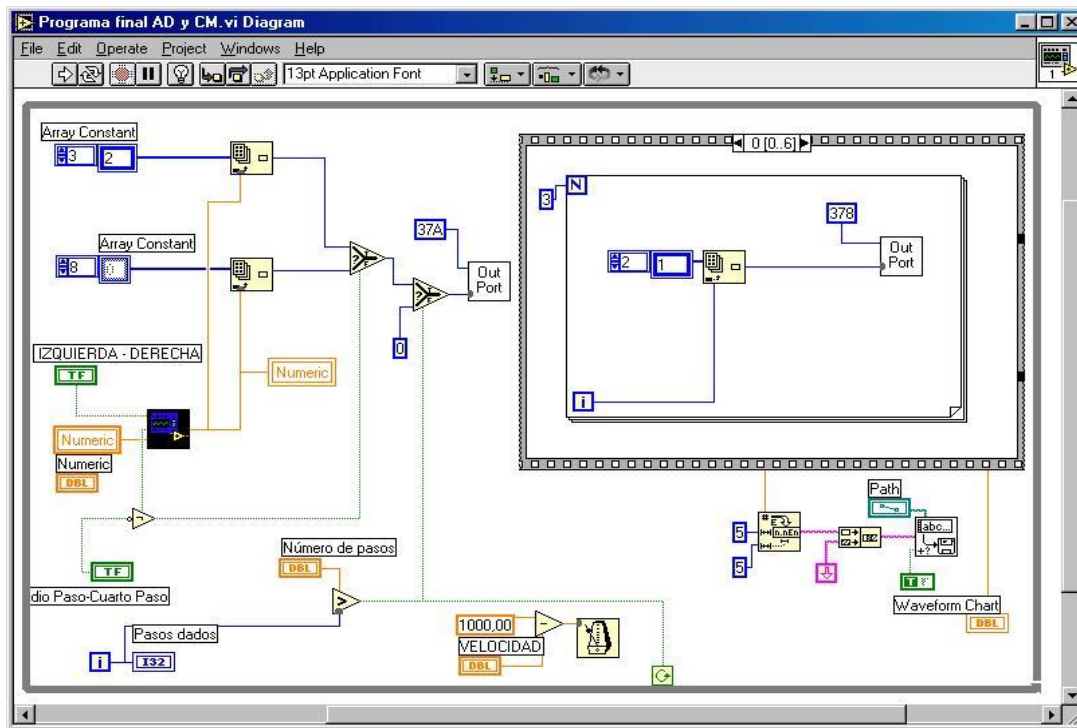
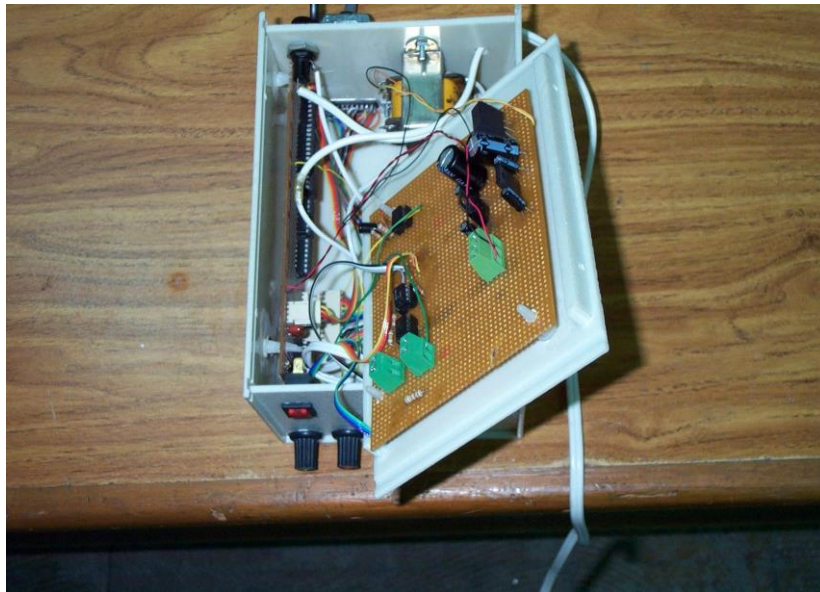


Figura 4.9. Código fuente del software de control diseñado para el sistema de medida

5. RESULTADOS EXPERIMENTALES Y ANÁLISIS

La Fotografía 5.1 muestra en detalle el sistema de medida implementado, para su descripción en detalle, se puede empezar mencionando que se utilizó una fotorresistencia como sensor de luz, la cual presenta una respuesta espectral favorable para el rango visible. Esta fotorresistencia se conectó por medio de una etapa de acople de impedancia, utilizando una configuración seguidor de tensión, a través de un operacional LM741.



Fotografía 5.1. Fotografía del sistema de medida construido

La primera etapa diseñada tiene una ganancia unitaria, de esta manera si se tiene una señal cuya amplitud de entrada es muy pequeña, la señal de salida no tendrá la

amplitud deseada para su procesamiento. Por tal razón, se hace necesario diseñar otra etapa amplificadora utilizando el operacional LF353, el cual posee en su estructura dos amplificadores operacionales de instrumentación, uno de ellos es utilizado para amplificar la señal de entrada por un factor de 1,65 y el otro, tiene una configuración “*Sumador*”, así, por medio de esta etapa se puede amplificar, (la ganancia máxima es 6,06), aún más la señal de entrada, (de esta manera la ganancia total máxima es igual a 10) y además calibrar el *cero* de la medida, requerido en cualquier experimento de medición.

Para el sistema de adquisición y registro de datos en un computador se construyó una tarjeta con un integrado ADC0809, el cual es un conversor A/D de 8 *bits*, 8 canales de entrada y una precisión de $\pm 0,5$ LSB. Como se explicó en el capítulo IV, de acuerdo a las necesidades del usuario, el software le permite trabajar en dos niveles diferentes de resolución. Cuando se requieren medidas más precisas sobre un evento que cambia notoriamente de punto a punto, el software le permite trabajar a una resolución de $7,75 \pm 0,005$ μm por paso, de otro modo, la resolución será de $15,5 \pm 0,005$ μm por paso. El motor utilizado para desplazar el sensor de luz, es un motor de paso cuya resolución es de $1,8^\circ$ por paso, sin embargo esta fue aumentada a $0,45^\circ$, equivalente a una resolución de $7,75$ μm por paso, para realizar un mejor barrido de la región iluminada y obtener de esta forma medidas más precisas. La velocidad de envío de la secuencia al puerto paralelo para manejar el motor de paso fue de 800 lo cual indica que en cada paso dado por el motor, el se demorará 200 ms antes de volver a dar otro paso, este tiempo es aproximadamente el tiempo necesario para que

el sensor responda ante un posible cambio de intensidad. Este tiempo se puede calcular de la siguiente forma: En el diseño del software para variar la velocidad de ejecución de la secuencia, se utilizó el “*Vi*” “*Wait Until Next ms Múltiple*” el cual espera hasta que un tiempo dado en milisegundos sea múltiplo del tiempo determinado por el usuario. El usuario introduce este tiempo al variar la perilla de velocidad, de acuerdo al diseño dado el valor final introducido esta dado por la ecuación (5.1).

$$t = 1000 - V \quad (5.1)$$

donde 1000 es una constante dada de acuerdo al diseño del software y V es el valor de velocidad introducido por el usuario. De la anterior ecuación se observa que $1 \leq t \leq 999$ ms.

La magnitud de la velocidad de barrido, dada por la ecuación (5.2), es entonces igual al número de pasos dados dividido entre el tiempo necesario para dar esa cantidad de pasos. Para convertir esta magnitud a metros por segundo, se debe tener en cuenta la resolución de trabajo, (7,75 $\mu\text{m/paso}$ o 15,00 $\mu\text{m/paso}$), para realizar la conversión apropiada. Para la captura de los datos experimentales se trabajó a una velocidad de 5×10^{-3} pasos/ms, lo cual equivale a trabajar a una velocidad de barrido de 3,8 m/s y 7,5 m/s para una resolución de 7,75 $\mu\text{m/paso}$ y 15 $\mu\text{m/paso}$ respectivamente.

$$V_b = \frac{\# \text{ pasos}}{\text{tiempo}}, \quad [V_b] = \text{pasos/ms} \quad (5.2)$$

5.1 CARACTERIZACIÓN DEL SENSOR DE LUZ

Para determinar la respuesta del sensor en función de la velocidad de barrido, se midió la cintura del haz, Δw , y el pico máximo de intensidad luminosa, $I_{\text{máx}}$, de un haz láser de He-Ne ubicando el sensor de luz a una distancia fija de 60 cm de la salida del láser. Trabajando a una resolución de $15\mu\text{m}$ por paso se obtuvo los resultados experimentales mostrados en la Tabla 5.1, así mismo, en la Figura 5.1 se muestra el perfil de intensidad para una “velocidad” igual a 800 correspondiente a un tiempo de espera de 200 ms entre la toma de un dato y otro.

Velocidad	$I_{\text{máx}}$	Δw	Tiempo Calculado (ms)
100	4,04	101,55	900
200	3,96	101,56	800
300	4,07	104,55	700
400	4,03	102,08	600
600	4,02	102,65	400
700	4,04	102,62	300
800	4,07	102,62	200
900	4,01	102,61	100
950	4,07	102,81	50
1000	3,91	103,14	1

Tabla 5.1. Respuesta del sensor de luz en función de la velocidad de barrido

Las unidades de medida de velocidad hacen referencia al valor aplicado por el usuario en la perilla de control del software diseñado. Como se explicó anteriormente, ese valor indica el tiempo de espera entre la captura consecutiva de los datos, por lo tanto sus unidades de medida son milisegundos, y el tiempo real de espera se calcula mediante la ecuación (5.1).

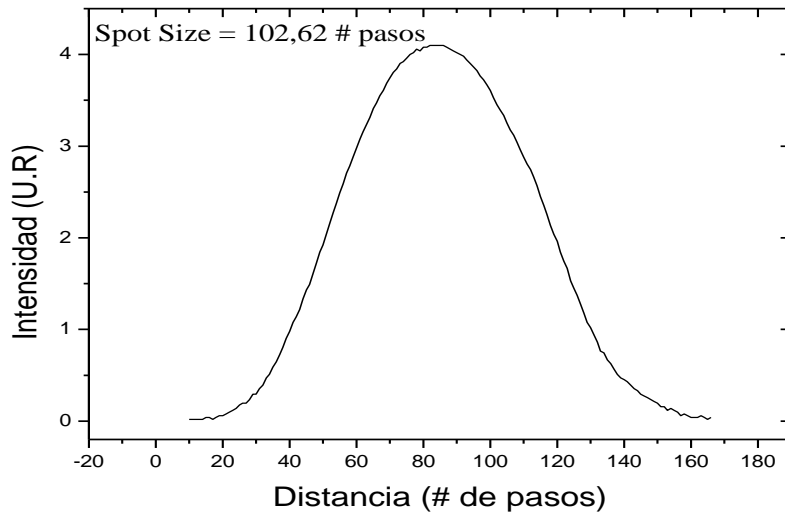


Figura 5.1. Perfil de intensidad de un haz láser de He-Ne @ 632,8nm y 1 mW de potencia, obtenido a una distancia de 60 cm de la salida del láser, y a una “velocidad” igual a 800.

Los resultados experimentales muestran que el sensor responde apropiadamente en el rango de velocidad disponible i.e. en el tiempo de espera de 1 – 999 ms, debido a que la cintura del haz varia muy poco en función de la velocidad, este valor es prácticamente constante, $102,62 \pm 0,002$ pasos. Teniendo en cuenta la resolución de trabajo, $15 \mu\text{m} / \text{paso}$, la cintura del haz es igual a $1593,3 \pm 0,03 \mu\text{m}$.

Para determinar la respuesta espectral del sensor de luz, se realizó el mismo montaje experimental que en caso anterior, salvo que ahora se sintoniza el láser de Argón en cualquiera de sus cuatro longitudes de onda, (5mW de potencia Óptica), para las cuales se lee el valor de Intensidad suministrado por la tarjeta de adquisición. El quinto valor de Intensidad se obtiene para una fuente láser de He-Ne de 5 mW @632,8 nm. Los resultados experimentales obtenidos son los que se muestran en la

Tabla 5.2 y en la Figura 5.2 se muestra la distribución de intensidad en función de la longitud de onda, en ella es posible observar que la máxima respuesta se logra para una longitud de onda de 577 nm aproximadamente, [20].

Longitud de onda (nm)	Intensidad (U.R)
457,9	0,59
476,5	0,63
496,5	0,84
514,5	2,75
632,8	3,75

Tabla 5.2. Respuesta espectral del sensor de luz

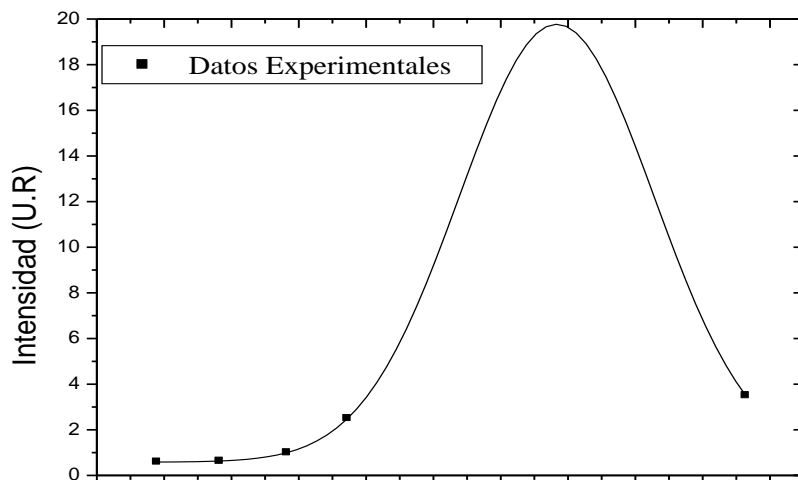


Figura 5.2. Respuesta espectral del sensor de luz para una potencia óptica de 5 mW

De manera similar y para completar la caracterización parcial del sensor, es necesario conocer la respuesta del sensor de luz en función de la potencia óptica del láser de Argón sintonizado a 514.5 nm. Se ubicó el detector en una posición fija frente al haz y cambiando lentamente la potencia óptica del láser, se registró los valores de voltaje

de salida del sensor. Los resultados experimentales obtenidos se muestran en la Tabla 5.3 y en la Figura 5.3 se presenta la gráfica de la Intensidad luminosa relativa en función de la potencia óptica.

Potencia de la fuente (mW)	Intensidad (U.R)
3	$1,60 \pm 0,005$
7	$1,76 \pm 0,005$
12	$1,98 \pm 0,005$
17	$2,33 \pm 0,005$
22	$2,57 \pm 0,005$
27	$2,76 \pm 0,005$
32	$2,90 \pm 0,005$
37	$3,08 \pm 0,005$

Tabla 5.3. Datos experimentales de Intensidad luminosa correspondientes a la potencia óptica del láser.

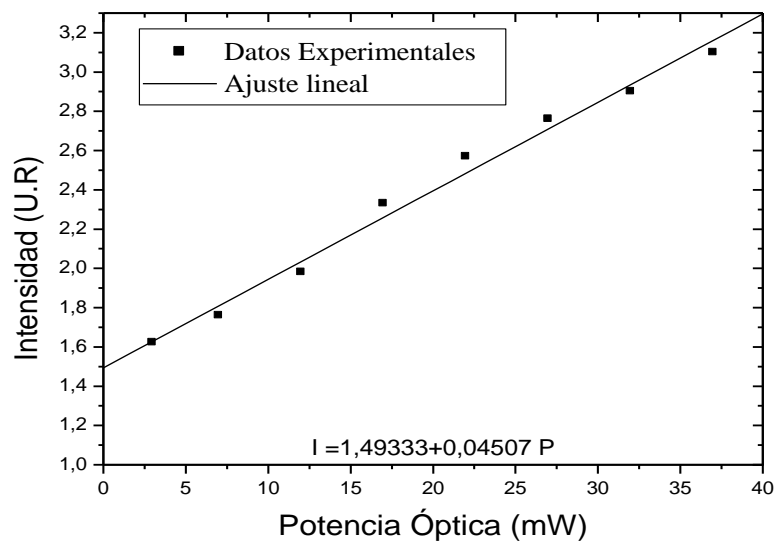


Figura 5.3. Intensidad relativa vs. Potencia Óptica suministrada por la fuente

Los resultados fueron obtenidos para valores de potencia óptica superior a 3mW, sin embargo el sensor de luz responde para valores de potencia óptica inferiores pero sus valores de Intensidad luminosa fueron omitidos debido a que no se tiene una escala de potencia óptica que permita determinar el valor de potencia óptica de la luz emitida por el láser, aún así cabe anotar que el valor de intensidad luminosa umbral para el sensor de luz es de $0,18 \pm 0,005$ (U.A). En esta gráfica se observa el comportamiento proporcional de la intensidad luminosa con la potencia óptica. Este resultado es una buena referencia del sistema de medida en el momento que sea utilizado en la caracterización de otros láseres que funcionen en el visible.

5.2 MONTAJE EXPERIMENTAL

Como fuente de luz cuasimonocromática, se utilizó un láser de Argón de mediana potencia, y se utilizó un filtro de 510 nm ubicado a una distancia de 4 cm de la salida del láser para cortar el plasma del tubo de descarga. A una distancia de 6 cm del filtro se ubicó la placa metálica con dos orificios para formar las franjas de interferencia. El tamaño de los orificios utilizados y la respectiva distancia entre ellos se muestran en la Tabla 5.4.

Separación de los orificios (mm)	Diámetro de los orificios (mm)
$0,44 \pm 0,0016$	$0,53 \pm 0,03$
$0,80 \pm 0,0016$	$0,35 \pm 0,04$
$1,47 \pm 0,0016$	$0,43 \pm 0,08$
$1,97 \pm 0,0016$	$0,45 \pm 0,08$

Tabla 5.4. Diámetro y separación de los orificios utilizados para formar las franjas de interferencia.

El movimiento horizontal de la fotorresistencia ubicada a una distancia de 168 cm de los orificios, atraviesa la sección transversal de la región iluminada por las franjas de interferencia, mediante un motor de paso.

El láser fue sintonizado en la longitud de onda de 514,5 nm y con una potencia de salida de 50 mW. El registro de los datos se realizó para diferentes distancias de separación entre los agujeros, (diferentes valores de a), tomando en cada distancia varias medidas.

La primera medida fue tomada a una distancia de 1,97 mm y la última a 0,44 mm respecto al centro de los orificios, al mismo tiempo, un computador registra los datos y construye la grafica de la intensidad relativa en función del desplazamiento horizontal, cuyas unidades de medida son el número de pasos dados por el motor que de acuerdo a la configuración de trabajo utilizada, estas unidades se convierten a cm.

Figura 5.4.

La radiación emitida fue colimada con una abertura de radio $0,15 \pm 0,004$ mm con el fin de limitar la entrada de luz y mejorar de esta manera la resolución de la medida.

La radiación es sensada por una fotorresistencia montada sobre una etapa controladora del motor de paso que desplaza el sensor en forma lineal.

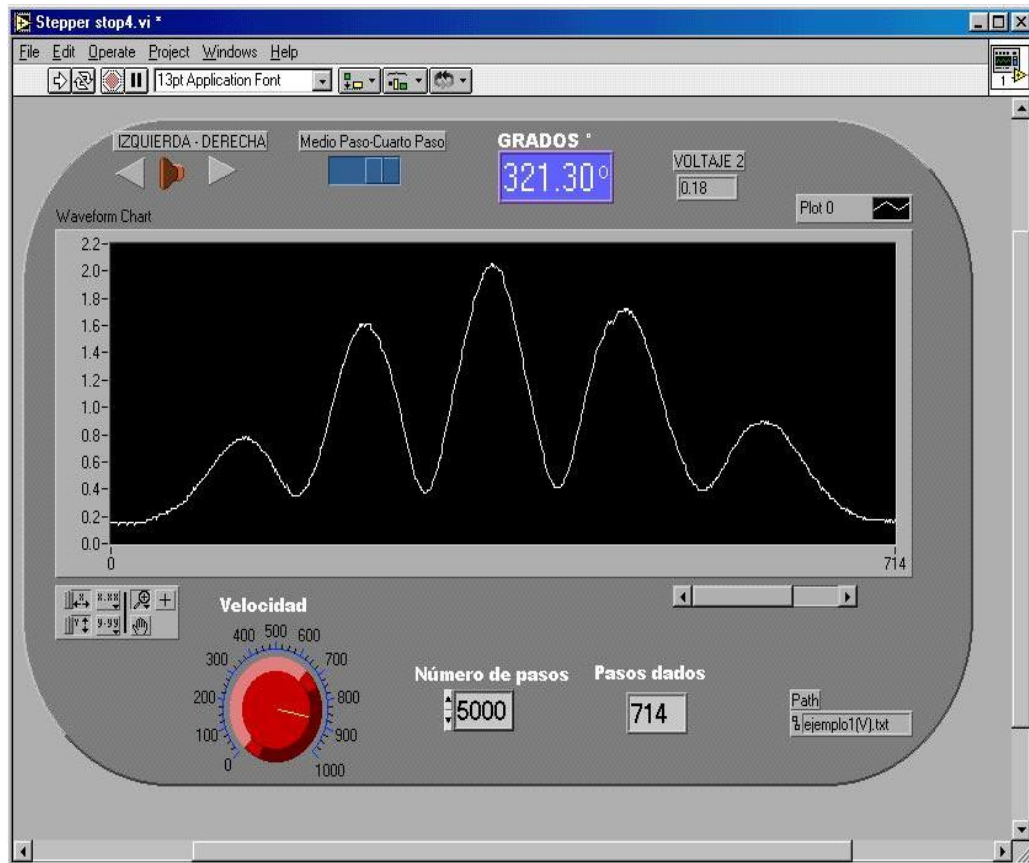


Figura 5.4. Registro en “tiempo real” de la distribución de intensidad de las franjas de interferencia en función del desplazamiento horizontal del sensor. $a = 1\text{ mm}$, velocidad de barrido = $5,96 \times 10^{-5}\text{ m/s}$.

5.3 DATOS EXPERIMENTALES

La Figura 5.5 muestra un diagrama esquemático del montaje de un interferómetro de Young realizado para la adquisición y registro de datos, así mismo, en las Fotografías 5.2 se muestra en detalle el montaje experimental realizado. Se ubicó el sensor de luz, una fotorresistencia, en la región de interferencia con el objetivo de medir las intensidades de las franjas en función de su posición.

El sistema de medida permite almacenar directamente los datos en el ordenador y con base en las gráficas de intensidad en función del desplazamiento se determinó, para diferentes separaciones del par de orificios utilizados en el interferómetro de Young, la visibilidad, cuyos datos se presentan en la Tabla 5.5. Estos resultados se obtuvieron a partir de cálculos del promedio de varias medidas realizadas en idénticas condiciones experimentales.

La ganancia se determinó tomando el cociente entre la señal de salida y la señal de entrada para un valor de intensidad luminosa constante, tomando como referencia el máximo de la franja central.

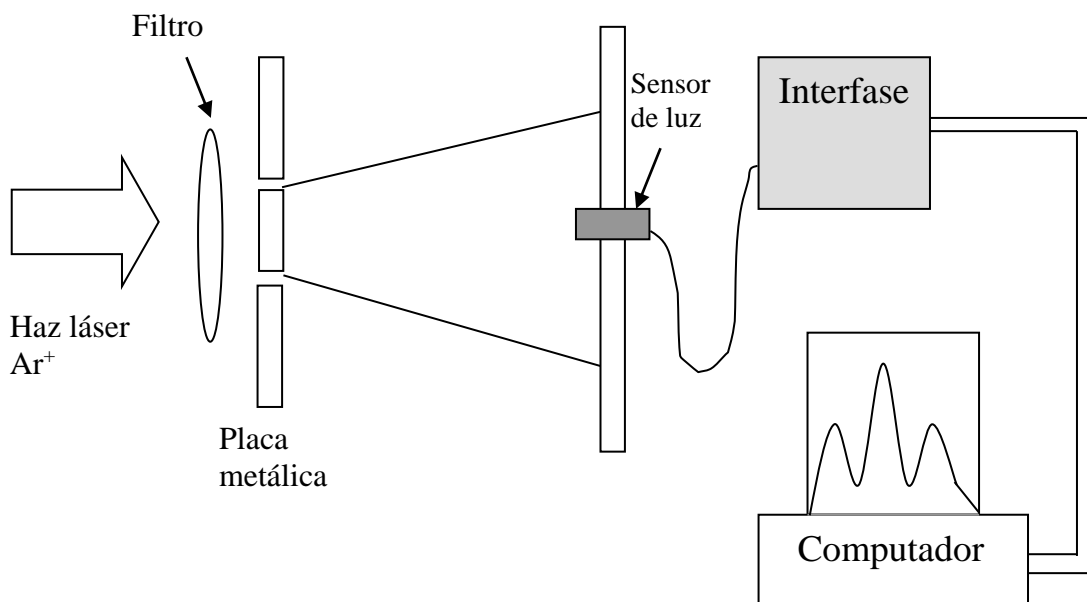
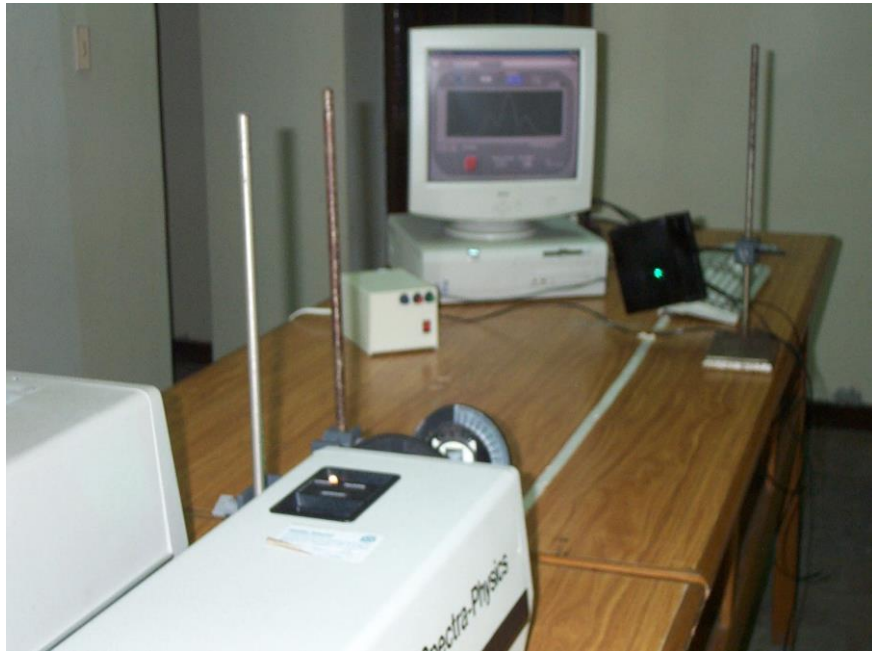


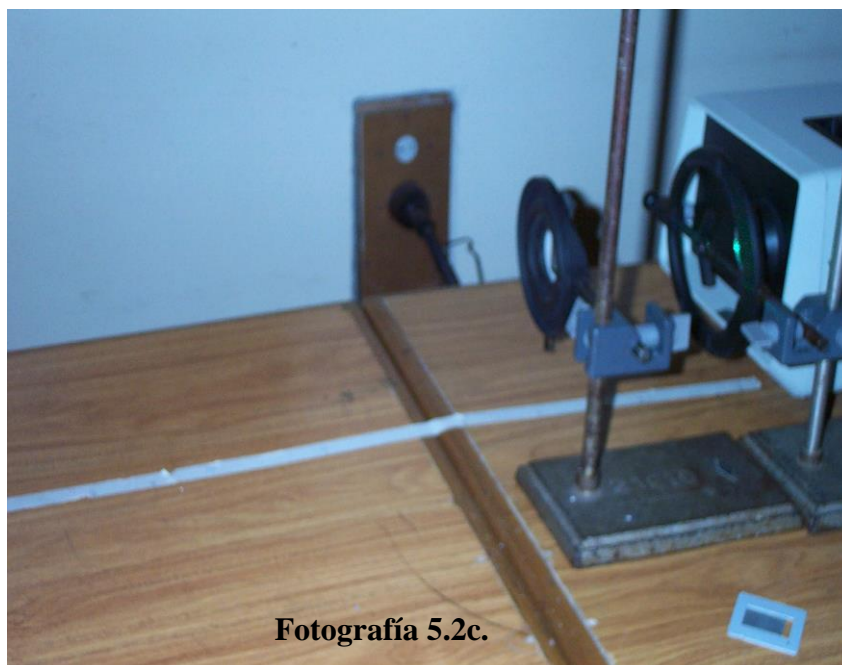
Figura 5.5. Montaje de un interferómetro de *Young* realizado para la adquisición y registro de datos.



Fotografia 5.2a.



Fotografia 5.2b.



Fotografía 5.2. Montaje experimental del Interferómetro de *Young*, utilizado para la adquisición y registro de los datos

Separación "a" (mm)	Visibilidad	Ganancia
1,97±0,0016	0,25±0,0020	9,83±0,005
1,47±0,0016	0,36±0,0013	9,78±0,005
0,80±0,0016	0,68±0,0024	9,68±0,005
0,44±0,0016	0,70±0,0020	5,08±0,005

Tabla 5.5. Resultados experimentales de la visibilidad en función de la separación de los orificios en el experimento de Young.

Las Figuras 5.6 muestran las distribuciones de intensidad de las franjas de interferencia obtenidas para diferentes distancias de separación entre los agujeros, trabajando con el láser de Argón @ 514,5 nm y 50 mW. En estas gráficas se puede comparar los comportamientos del patrón de interferencia, dependiendo de la separación entre el par de agujeros.

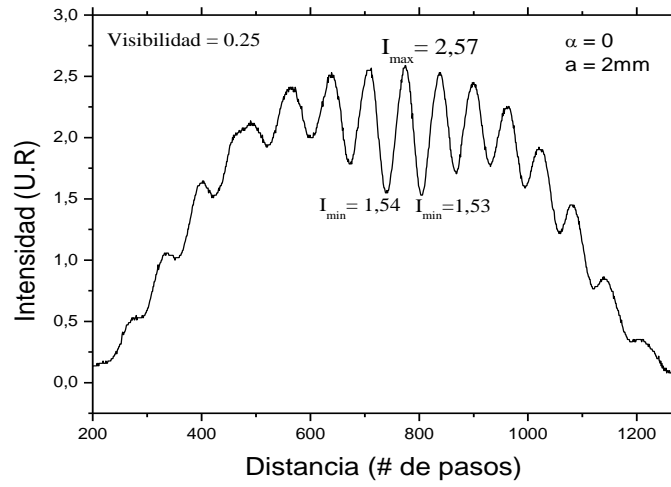


Figura 5.6a. Distribución de intensidad para un patrón de interferencia formado por dos agujeros separados 2 mm con respecto a sus centros.

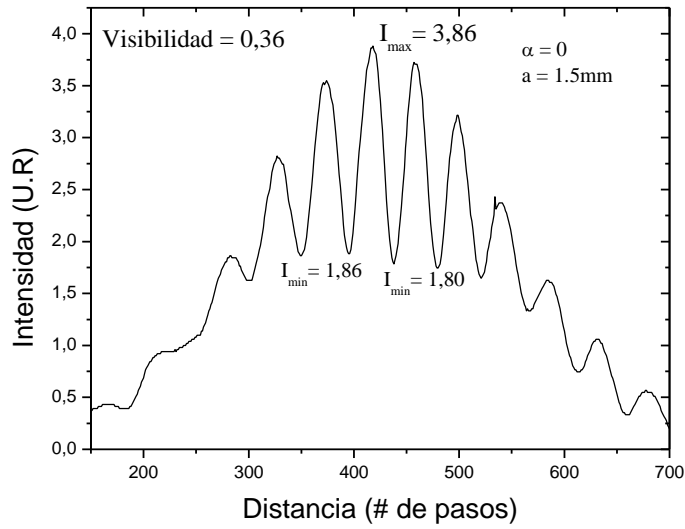


Figura 5.6b. Distribución de intensidad para un patrón de interferencia formado por dos agujeros separados 1,5 mm con respecto a sus centros.

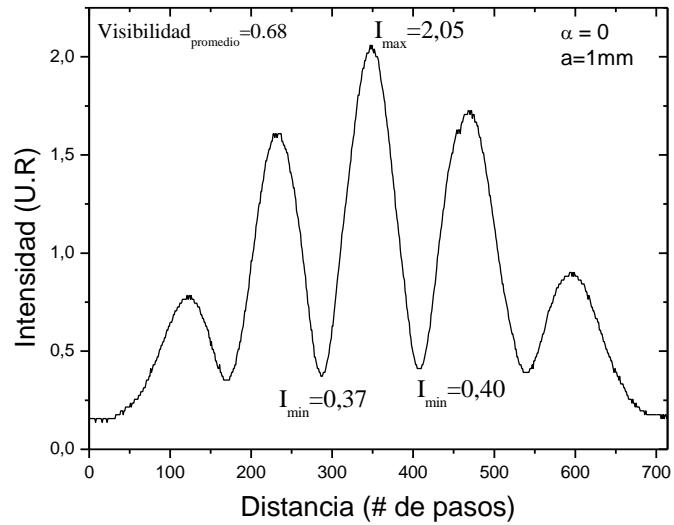


Figura 5.6c. Distribución de intensidad para un patrón de interferencia formado por dos agujeros separados 1 mm con respecto a sus centros.

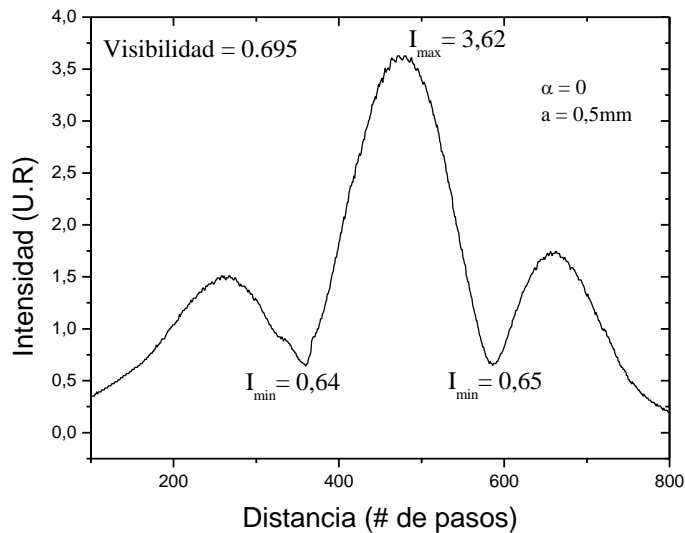


Figura 5.6d. Distribución de intensidad para un patrón de interferencia formado por dos agujeros separados 0,5 mm con respecto a sus centros.

En el eje vertical se registran los valores de intensidad relativa leída por el fotodetector, así mismo, sobre el eje horizontal se ubican los valores de la distancia de barrido del sensor cuando este intercepta la región de las franjas de interferencia.

Para complementar este análisis, en la Figura 5.7, se presenta la gráfica de los diferentes valores de la visibilidad en función de la separación de los agujeros. Aquí se nota claramente que a medida que la separación de los orificios aumenta, el valor de la visibilidad del patrón de franjas disminuye.

Teniendo en cuenta el ensanchamiento del haz láser, es decir, el tamaño de la cintura del haz a la distancia elegida, respecto a la salida del láser, para ubicar los orificios y la resolución de las franjas de interferencia obtenidas para diferentes separaciones entre los agujeros, se logró obtener franjas tenuemente distinguibles para un valor máximo de $1,97 \pm 0,0016$ mm de separación y se obtuvo una alta distinguibilidad para un valor mínimo de $0,44 \pm 0,0016$ mm. Además, estos valores máximo y mínimo de las separaciones entre los agujeros se tomaron como límites, para este caso particular, teniendo en cuenta las dificultades para realizar las perforaciones.

También, en esta gráfica, se observa la tendencia de la visibilidad a un valor próximo a $0,70 \pm 0,0020$, valor que puede ser característico del grado de coherencia del láser utilizado.

De acuerdo a la ecuación (2.26a), si los rayos de interferencia poseen igual intensidad, la visibilidad de las franjas es igual a la magnitud del grado de coherencia.

Así, de la Tabla 5,5, se obtiene el valor del grado de coherencia en función de la separación de los orificios sobre la placa metálica.

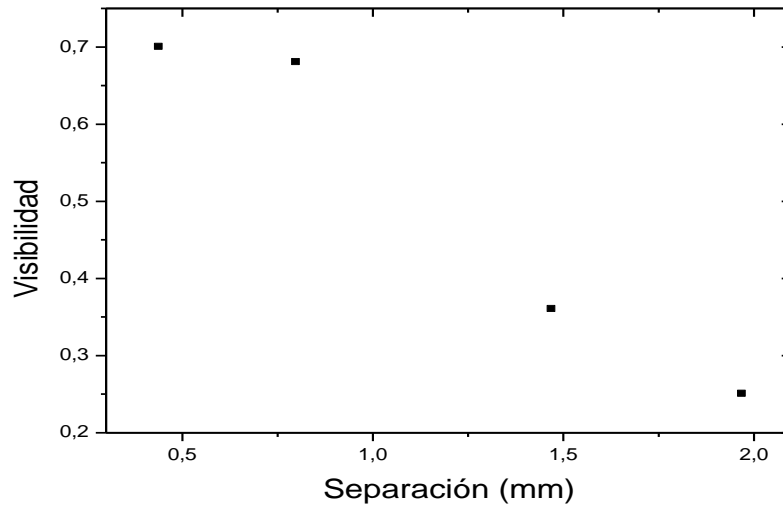


Figura 5.7. Gráfica del grado de coherencia en función de la separación de los orificios.

De acuerdo a la condición (2.17), el límite superior para el grado de coherencia es igual a la unidad. De acuerdo a los resultados obtenidos de la Tabla 5.5, se observa que el láser de Argón, posee una coherencia de 0,70. Este valor indica que el láser trabaja en condiciones aceptables y que es confiable para involucrarse en aplicaciones de alta precisión.

5.4 OTRAS APLICACIONES DEL SISTEMA DE MEDIDA

Teniendo en cuenta la versatilidad del sistema de medida, es posible utilizarlo para medir otras variables ópticas características de un láser, como el perfil del láser de Ion Argón (Ar^+), para lo cual, se realizó el montaje experimental mostrado en la Figura 5.8.

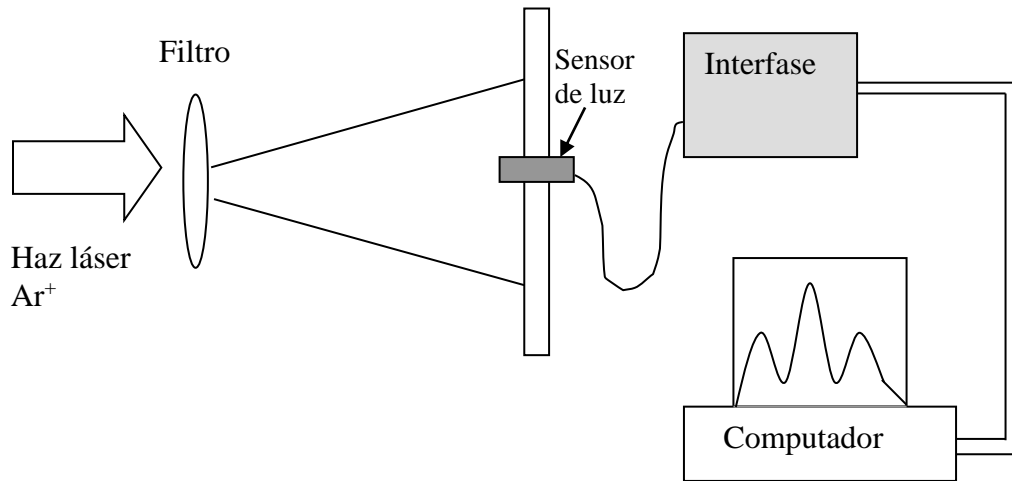


Figura 5.8. Montaje experimental utilizado para la medida de la cintura del haz láser de Ion Argón.

El sensor de luz se mueve horizontalmente atravesando la sección transversal del haz láser. El láser fue sintonizado en 514,5 nm y trabajando a 10 mW de potencia. En estas condiciones y teniendo en cuenta que el área del sensor iluminada, (circulo de radio igual a 0,15 mm) la cantidad de energía recibida por el sensor por unidad de superficie es igual a 1400 [J / cm² s]. El registro de los datos se realiza ubicando el sensor a diferentes distancias, z, de la salida del láser. A partir de la medida del perfil de haz láser, se determinó el valor de la cintura y ángulo de divergencia del haz láser. En la Tabla 5.6 se muestran los datos obtenidos, de igual modo, La Figura 5.9 muestra la grafica del ancho de mancha en función de la distancia z, y por medio de la linealización de la ecuación que describe la gráfica, es posible determinar la cintura mínima del haz láser conocida como cintura del haz láser. Los resultados de la cintura y ángulo de divergencia para el haz láser de Argón finalmente fueron $W_0 = 2,61 \pm 0,41$ mm, $\theta = 0,15$ mrad respectivamente, en el modo de operación de línea

múltiple. Este valor indica la baja divergencia del rayo láser. El método necesario para calcular estas cantidades se muestra en el anexo A, en donde se utilizó como fuente luminosa un láser de He-Ne @632,8nm y 1 mW, y como sensor, un fototransistor Til 81 cuya respuesta espectral cubre la región del visible. Los resultados de este trabajo fueron presentados en el VIII Encuentro Nacional de Óptica.

W (z) (μm)	z (m)
2678,04 \pm 0,005	0,9 \pm 0,005
2693,52 \pm 0,005	1,2 \pm 0,005
2709,0 \pm 0,005	1,4 \pm 0,005
2801,88 \pm 0,005	1,5 \pm 0,005
2739,96 \pm 0,005	1,7 \pm 0,005
2755,44 \pm 0,005	1,8 \pm 0,005
2801,88 \pm 0,005	1,9 \pm 0,005
2848,32 \pm 0,005	2,0 \pm 0,005

Tabla 5.6. Datos obtenidos del Spot W(z), en función de la distancia z, para P = 4 mW.

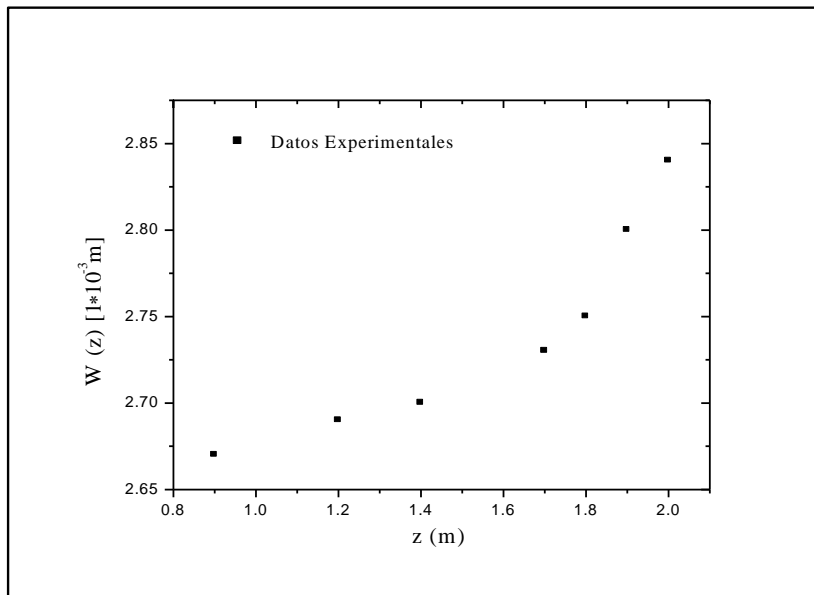


Figura 5.9. Curva experimental del ancho de mancha en función de la distancia z.

6. CONCLUSIONES

Es importante resaltar que en el experimento de Young, si las densidades de flujo de las dos perturbaciones se ajustan para ser iguales, la amplitud y la fase del grado de coherencia complejo de los haces de luz cuasimonocromática pueden determinarse de la medida de la visibilidad y de la posición de las franjas de interferencia respectivamente

La medida del grado de coherencia complejo de una fuente de luz láser, permite determinar la calidad de la radiación, lo cual es definitivo en el momento de involucrar tareas de alta precisión, por ejemplo en metrología, interferometría, control óptico de calidad, cirugía láser, etc. Es importante tener en cuenta que el grado de coherencia complejo tiene un límite superior igual a la unidad para todos los valores de τ y para cualquier par de puntos espaciales. Además, tampoco puede existir en el espacio libre un campo de radiación no nulo para el cual la magnitud del grado de coherencia complejo sea igual a cero para todos los valores de τ y para cualquier par de puntos espaciales.

El resultado obtenido para la coherencia espacial del láser de Argón utilizado, es un buen indicativo, por una parte, del buen estado de funcionamiento de dicho láser y que es una herramienta confiable para realizar tareas que requieran precisión, y por otra, la eficiencia del sistema de medida construido para tal fin.

En la implementación del sistema de medida se hizo uso de un circuito controlador de motores de paso para la construcción de su etapa controladora, la cual permite el desplazamiento punto a punto del sensor de luz, a través de una región de interés. Así mismo el sistema dispone de un arreglo de amplificadores operacionales que en conjunto proporcionan un acople de impedancia y una ganancia máxima igual a 10. Para realizar la adquisición de datos se recomienda calibrar, en el sistema de medida, la sensibilidad, el cero y la ganancia para obtener una medida en el rango de 0 – 4,3 V. Estos ajustes se realizan utilizando las respectivas perillas ubicadas en la parte frontal superior del sistema de medida, y con la ayuda de un voltímetro cuyos terminales se conectan a los dos terminales de salida del sistema, también ubicados en la parte frontal. El software diseñado permite tener control sobre el sentido, velocidad y distancia de barrido por el sensor. De igual forma, el sistema almacena los datos para analizarlos posteriormente, con posibilidad de utilizar diferentes programas de Windows.

El sistema de medida implementado resulta tener buena resolución y precisión en la medida de la Intensidad luminosa, de allí su utilización en la medida del grado de coherencia complejo. De manera similar, utilizando el mismo equipo, es posible medir otras características de interés de fuentes de luz, sobre todo fuentes láser, como por ejemplo, cintura del haz, ángulo de divergencia, medida de campo lejano, etc.. El sistema de medida tiene una configuración que permite volverlo en un futuro aún más versátil y compacto, de manera que permita utilizar diferentes tipos de sensores para cubrir otros rangos del espectro electromagnético. Incluso sensores térmicos, sensores de humedad, etc., ó simplemente controlar cualquier variable física medible.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] M. Born and B. Wolf, Principles of Optics, Pergamon Press, Oxford, 1987, pp. 554.
- [2] HECHT Eugene. Óptica, tercera edición, Addison Wesley, Madrid, 2000, pp. 554 – 556.
- [3] GOODMAN J.W. Introduction to Fourier Optics, McGRAW-HILL, 1968.
- [4] VEST C. Holographic Interferometry, JOHN WILEY & SONS, 1979.
- [5] VIÉNOT J.C, SMIGIELSKI P, ROYER H. Holographie Optique, Dunod, Paris, 1971
- [6] S.A. Comastri and J.M. Simon, “Two beam interferometer illuminated by a non-monochromatic incoherent periodic source: 2. Wollaston prism”. SPIE, Vol 4419, 2001, pp. 235-238.
- [7] J.M. Simon and S.A. Comastri, “Two-beam interferometer illuminated by a non-monochromatic incoherent periodic source: 1. Young’s Interferometer”. SPIE, Vol 4419, 2001, pp. 231-234.
- [8] M. Born and B. Wolf, Principles of Optics, Pergamon Press, Oxford, 1987, pp. 562 - 566.

- [9] KESTENBAUM A. Laser in Industry, Van Nostrand Reinhold Company, 1972, pp. 29 – 32,
- [10] HECHT Eugene. Óptica, tercera edición, Addison Wesley, Madrid, 2000, pp.392.
- [11] JENKINS Francis A. and White Harvey E, Fundamentals of Optics, Fourt Edition, McGraw – Hill, 1981, pp. 270 – 282.
- [12] GÓMEZ G. Alberto, CALDAS M. Jaime., Adquisición de datos por el puerto paralelo de un PC, Electrónica y Computadores, CEKIT, pp. 50 – 54.
- [13]<http://www.todorobot.com.ar/informacion/tutorial%20stepper/stepper-utorial.htm>
- [14] <http://www.netcom.es/celes/page3.html>
- [15] <http://www.550m.com/usuarios>
- [16] SANYO ELECTRIC CO. LTD, LB1649, Dual Bidirectional Motor Driver.
- [17]<http://www.todorobot.com.ar/informacion/tutorial%20stepper/stepper-utorial.htm>
- [18] <http://www.cienciasmisticas.com.ar/electrónica/semi/optoelectronica.htm>
- [19] PEREZ Javier, Puerto Paralelo, pp. 1 – 10, Diciembre, 2002.
- [20] DITCHBURN R. W. Óptica, Reverté S.A, 1982, pp. 393 – 402.

APÉNDICE A.

DESCRIPCIÓN GENERAL DEL PUERTO PARALELO

Desde el punto de vista del software, el puerto paralelo son tres registros de 8 bits cada uno, ocupando tres direcciones de I/O consecutivas de la arquitectura x86. Desde el punto de vista hardware, el puerto es un conector hembra *DB25* con doce salidas latcheadas (que tienen memoria / buffer intermedio) y cinco entradas, con 8 líneas de masa. La función normal es transferir datos a una impresora a través de las 8 líneas de datos, usando las señales restantes como control de flujo.

Tabla de puertos paralelo

El puerto paralelo se identifica por su dirección de I/O base y se identifica ante sistemas *DOS* por el número *LPT*. Cuando arranca la máquina, la *BIOS* chequea direcciones específicas de I/O en busca de puertos paralelos y construye una tabla de las direcciones halladas en la posición de memoria 40h:8h, (o 0h:0408h). Esta tabla contiene hasta tres palabras de 16 bits. Cada palabra es la dirección de I/O base del puerto paralelo. La primera palabra corresponde a *LPT1*, la segunda a *LPT2* y la tercera a *LPT3*. Hay que agregar que en *DOS* tenemos el dispositivo *PRN* que es un alias a uno de los dispositivos *LPT*, (generalmente es *LPT1*, pero se puede cambiar

con la orden *MODE*). Las direcciones estándar para los puertos paralelos son 03BCh, 0378h y 0278h, (chequeadas en este orden).

Acceso directo al puerto

El puerto, como se mencionó antes, consiste de tres registros de 8 bits ubicados en direcciones adyacentes del espacio de I/O del computador. Los registros se definen relativos a la dirección de I/O base, (variable IOBase) y son:

IO Base+0 : registro de datos

IO Base+1 : registro de estado

IOBase+2 : registro de control

Registro de datos (D)

Se puede leer y escribir. La forma de leer y escribir puertos con lenguajes de programación estándares se puede ver en la sección Acceso a los puertos. Escribiendo un dato al registro, causa que el mismo aparezca en los pines 2 a 9 del conector del puerto. Leyendo el registro, se lee el último dato escrito, (no lee el estado de los pines;, para ello hay que usar un puerto bidireccional).

Cuando se indica Alto o Bajo se refiere a la tensión de salida (~5V para el 1 físico y ~0V para el 0 físico, respectivamente). Esto es porque la lógica puede ser positiva (un 1 lógico equivale a Alto o 5V) o negada (un 0 lógico equivale a Bajo o 0V). Con

respecto a esto debemos decir que para negar algo le antepone el carácter / (representando la barra que se coloca encima).

No. Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	Descripción
	x	D7 (pin 9), 1-Alto, 0-Bajo
	.	x	D6 (pin 8) 1-Alto, 0-Bajo
	.	.	x	D5 (pin 7) 1-Alto, 0-Bajo
	.	.	.	x	D4 (pin 6) 1-Alto, 0-Bajo
	x	.	.	.	D3 (pin 5) 1-Alto, 0-Bajo
	x	.	.	D2 (pin 4) 1-Alto, 0-Bajo
	x	.	D1 (pin 3) 1-Alto, 0-Bajo
	x	D0 (pin 4) 1-Alto, 0-Bajo

Tabla 1. Distribución de pines del puerto de datos

El estándar es que las salidas sean *LS TTL* (*low schottky TTL*), aunque las hay que son de tipo *OC*, (colector abierto). La corriente que pueden entregar es de 2,6 mA máximo y pueden absorber un máximo de 24 mA. En el puerto original de “*IBM*” hay condensadores de 2,2 nF a masa. Las tensiones para el nivel bajo son entre 0 y 0,8V y el nivel alto entre 2,4V y 5V.

Registro de estado (S)

El registro de estado está en IO Base+1. Es de sólo lectura (las escrituras serán ignoradas). La lectura da el estado de los cinco pines de entrada al momento de la lectura. En la tabla siguiente los nombres de los pines se dejaron en inglés porque es como generalmente se identifican. La línea *Busy* tiene, generalmente, una resistencia de *pull-up* interna. El estándar es que sean entradas tipo *LS TTL*.

No. Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	Descripción
	x	S7 : Busy (pin 11), 0-Alto, 1-Bajo
	.	x	S6 : Ack (pin 10) 1-Alto, 0-Bajo
	.	.	x	S5 : No paper (pin 12) 1-Alto, 0-Bajo
	.	.	.	x	S4 :Selected (pin 13) 1-Alto, 0-Bajo
	x	.	.	.	S3 : Error (pin 15) 1-Alto, 0-Bajo
	x	x	x	Sin definir

Tabla 2.Distribución de pines del puerto de estado

Registro de control (C)

El registro de control se encuentra en IO Base+2. Es de lectura / escritura.

No. Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	Descripción
	X	x	Sin usar
	.	.	x	C5 : Control bidireccional
	.	.	.	x	C4 : Interrupt control, 1- Enable, 0 - Disable
	x	.	.	.	C3 : Select (pin 17) 1-Bajo, 0-Alto
	x	.	.	C2 : Initialize (pin 16) 1-Alto, 0-Bajo
	X	.	C1 : Auto feed (pin 14) 1-Bajo, 0-Alto
	x	C0 : Strobe (pin 01) 1-Bajo, 0-Alto

Tabla 3. Distribución de pines del puerto de control

Los cuatro bits inferiores son salidas. La lectura devuelve lo último que se escribió a dichos bits. Son *TTL* a colector abierto con resistencias de *pull-up* de 4700Ω , por lo que un dispositivo externo puede forzar el estado de los pines sin dañar el driver. Esto permite utilizar estas cuatro líneas como entradas. Para ello, ponemos en alto las cuatro salidas, (escribiendo 0000100b en IOBase+2), lo que hace que las salidas

“floten”. Ahora, un dispositivo externo puede forzar a bajo alguna de las salidas con lo que, leyendo el puerto, sabemos si esto sucedió o no. Es posible realizar esta técnica en salidas tótem-pole, (como *D0-D7*), pero no recomendamos su uso porque habría que tener un conocimiento preciso de la corriente ya que se puede sobrecargar los transistores de salida, dañando el driver, (especialmente en puertos integrados *LSI*).

Bit de puerto bidireccional (compatible PS/2)

El bit, *C5*, está disponible sólo si se trata de un puerto bidireccional; en los puertos comunes actúa como los bits *C6* y *C7*. Si *C5=1*, el buffer de los datos de salida se pone en alta impedancia, “desconectando” dicho buffer de los pines 2 a 9 del conector del puerto (*D0* a *D7*). Si se escribe al registro de datos, se escribe al buffer pero no a la salida. Esto permite que al leer el puerto, se lea el estado de las entradas y no lo que hay en buffer.

En las computadoras *IBM PS/2*, para habilitar el puerto paralelo bidireccional, además de lo antes descrito, se debe poner a 1 el bit 7 del registro del puerto 102h, (opciones de configuración).

En computadoras que no tengan puerto paralelo bidireccional compatible *PS/2* hay que modificar uno o más bits de algún puerto específico correspondiente al *chipset* de la placa. A veces se habilita por *setup* o por jumper en la placa del puerto.

Bit de interrupción

En trabajos normales de impresión ni el *BIOS* ni el *DOS* hacen uso de la interrupción. El hecho de poseer una línea de interrupción que está conectada directamente al *PIC*, (*Programmable Interrupt Controller*), lo hace muy útil para experimentación en *data-loggers* por ejemplo. El bit de interrupción está conectado al control de un buffer de tres estados. Cuando $C4=1$, se activa el buffer y su entrada, *S6*, se conecta a la línea *IRQ*, (en general es *IRQ7* o *IRQ5*). La lectura del bit, nos devuelve el estado del mismo, (es decir si el buffer está en alta impedancia o no). Se producirá una interrupción, cuando haya un flanco descendente en el pin correspondiente a, *S6*.

Acceso a los puertos

A continuación se darán las funciones a utilizar para leer y escribir puertos en algunos lenguajes de programación. En *Ms-Dos* no tenemos ningún tipo de restricción de acceder a los puertos. En *Windows 3.x*, *9x* y *Me* tampoco hay restricciones, (a no ser que el puerto esté bajo el control de un controlador de dispositivo virtual). En *Windows NT*, el sistema operativo tiene control total sobre la máquina por lo que hay que pedir un permiso que se hace mediante un driver.

En lenguaje *C* Se utilizan las funciones *outportb()* e *inportb()*.

El *LabVIEW* se utilizan los “*Vis*” *Outport* e *Inport*.

Descripción del conector físico

Como se mencionó anteriormente, la conexión del puerto paralelo al mundo externo se realiza por un conector hembra *DB25*. Viendo el conector al frente y con la parte que tiene más pines hacia arriba, se numera de menor a mayor de derecha a izquierda en ambas filas de pines (1 a 13 arriba y 14 a 25 abajo).

En las tablas vistas en las secciones correspondientes a cada registro se vio que cada bit tiene un nombre característico. Estos nombres son las funciones que cumplen los bits en una conexión con una impresora. Además de la lógica que posee cada señal, (que es un aspecto físico del conector), tenemos que la impresora tiene su propia lógica para con los nombres de los pines. Por eso no hay que confundirse si el nombre de la señal establece una lógica contraria a la lógica real del puerto; son cosas distintas. Por ejemplo, la expresión */Ack*, donde *Ack* viene de Reconocido o Aceptado, nos indica que una aceptación, (*Ack* = Alto = Verdadero), la tenemos que reconocer porque la impresora nos envía un Bajo, que por la característica de, *S6*, equivale a un, *0*, lógico. En la columna de entrada / salida (I/O) se refiere al lado de la PC.

En la columna *Cent pin*, se indica el pin correspondiente al conector *Centronics* usado en las impresoras. Algunos nombres no se corresponden con los de las tablas anteriores. Es a propósito para indicar los posibles nombres que puede tener una señal.

I/O	DB25 pin	Cent pin	Bit Reg.	Señal	Descripción
0	1	1	/CO	/Strobe	A bajo por mas de 0.5 μ s para indicar que a la impresora se enviarán datos
0	2	2	D0	Data 0	Bit menos significativo de Data
0	3	3	D1	Data 1	
0	4	4	D2	Data 2	
0	5	5	D3	Data 3	
0	6	6	D4	Data 4	
0	7	7	D5	Data 5	
0	8	8	D6	Data 6	
0	9	9	D7	Data 7	Bit más significativo de Data
I	10	10	S6	/Ack	Pulso bajo de -0.5μ s, indica que se recibieron datos en la impresora.
I	11	11	/S7	Busy	En alto indica que la impresora está ocupada
I	12	12	S5	PaperEnd	En alto indica que no hay papel
I	13	13	S4	Select In	En alto para impresora seleccionada
0	14	14	/C1	/AutoFd	Si ponemos en bajo, el papel se mueve una línea después de la impresión
I	15	32	S3	/Error	En bajo indica error (no hay papel, esta fuera de línea, error no det.)
0	16	31	C2	/Unit	Si enviamos un pulso en bajo mayor que 50 μ s la impresora se resetea
0	17	36	C3	/Select	En bajo seleccionamos impresora (En general no se usa, ya que Select In se fija en alto)
-	18-25	19-30 y 33		Masa	Masa retorno de par trenzado
	18-25	16		Masa	Masa lógica
	18-25	17		Masa	Masa chasis

Tabla 4. Distribución de pines del puerto paralelo

ANEXO A

ARTÍCULO PRESENTADO EN EL VIII ENCUENTRO NACIONAL DE ÓPTICA