



UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR
DECANATO DE ESTUDIOS DE POSTGRADO
COORDINACIÓN DE POSTGRADO EN FÍSICA
MAESTRÍA EN FÍSICA

TRABAJO DE GRADO

**CONTROL DE VIBRACIONES MECÁNICAS EN UN SISTEMA
INTERFEROMÉTRICO.**

por

Nicolás Veloz Savino

Abril 2012



UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR
DECANATO DE ESTUDIOS DE POSTGRADO
COORDINACIÓN DE POSTGRADO EN FÍSICA
MAESTRÍA EN FÍSICA

**CONTROL DE VIBRACIONES MECÁNICAS EN UN SISTEMA
INTERFEROMÉTRICO.**

Trabajo de Grado presentado a la Universidad Simón Bolívar por

Nicolás Veloz Savino

Como requisito parcial para optar al grado académico de

Magister en Física

Con la asesoría del profesor

Rafael Escalona

Abril 2012



UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR
DECANATO DE ESTUDIOS DE POSTGRADO
COORDINACIÓN DE POSTGRADO EN FÍSICA
MAESTRÍA EN FÍSICA

**CONTROL DE VIBRACIONES MECÁNICAS EN UN SISTEMA
INTERFEROMÉTRICO.**

Por: Veloz Savino, Nicolás
Carnet No.: 07-86143

Este Trabajo de Grado ha sido aprobado en nombre de la Universidad Simón Bolívar por el siguiente jurado examinador:

Presidente
Prof.

Miembro Principal
Prof.

Miembro Principal - Tutor
Prof. Rafael Escalona

XX de abril de 2012

AGRADECIMIENTOS



UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR
DECANATO DE ESTUDIOS DE POSTGRADO
COORDINACIÓN DE POSTGRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA BIOMÉDICA

CONTROL DE VIBRACIONES MECÁNICAS EN UN SISTEMA INTERFEROMÉTRICO.

Por: Veloz Savino, Nicolás
Carnet No.: 07-86143
Tutor: Prof. Rafael Escalona
Abril, 2012

RESUMEN

El presente trabajo consiste en el desarrollo de un sistema de control para compensar el efecto de las vibraciones mecánicas en la disminución del contraste en interferogramas. Para ello se desarrolló un simulador de interferometría en lenguaje C++ que toma en cuenta la integración que realiza la cámara durante el tiempo de exposición al tomar los interferogramas. Luego se diseñó un algoritmo de control que genera señales inicialmente aleatorias que serían inyectadas a través de un piezoeléctrico al interferómetro en forma de una fase arbitraria, para lograr compensar las componentes frecuenciales principales de vibraciones mecánicas presentes en el área de trabajo. El algoritmo de control se probó en el simulador tomando en cuenta las limitaciones experimentales que se tendrían al momento de la implementación. Los resultados obtenidos en la simulación indicaban que el algoritmo es capaz de aumentar el contraste de los interferogramas sujetos a vibraciones mecánicas con componentes frecuenciales múltiples de la frecuencia de integración de la cámara.

A partir de las pruebas de simulación, se desarrolló hardware y software en LabVIEW con el objeto de lograr implementar el algoritmo propuesto en un sistema real. Se analizaron los resultados de las pruebas de caracterización de los diferentes elementos de hardware desarrollado, posteriormente se realizaron las pruebas de implementación final en el sistema real. Del análisis de los resultados se obtuvo que el algoritmo de control logró compensar la disminución del contraste, inyectando señales al piezoeléctrico (que controla la fase arbitraria) que compensan las principales componentes frecuenciales de las vibraciones.

Se deja constancia de que el algoritmo propuesto no posee un tiempo de convergencia definido, por lo que no está asegurada dicha convergencia en un tiempo razonable.

Palabras claves: Interferometría, vibraciones, control

ÍNDICE GENERAL

	Pág.
APROBACIÓN DEL JURADO	II
AGRADECIMIENTOS	IV
RESUMEN.....	V
ÍNDICE GENERAL	VI
ÍNDICE DE FIGURAS.....	IX
ABREVIATURAS	XI
INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO I MARCO TEÓRICO.....	5
1.1. ÍNDICE DE REFRACCIÓN	5
1.2. CAMINO ÓPTICO	5
1.3. INTERFERENCIA DE LA LUZ.....	5
1.4. INTERFERÓMETRO	7
1.4.1. INTERFERÓMETRO DE MICHELSON	7
1.4.2. INTERFERÓMETRO DE MIRAU.....	8
1.5. TEORÍA DEL COLOR	9
1.5.1. ESPACIO DE COLOR RGB	10
1.5.2. ESPACIO DE COLOR HSL	10
1.6. DISPOSITIVOS DIGITALES DE DETECCIÓN DE IMÁGENES.....	11

1.6.1. CÁMARAS CCD	13
CAPÍTULO II SIMULADOR	15
2.1. MÓDULOS DEL SIMULADOR	15
2.1.1. MÓDULO DE ESPECTROS	15
2.1.2. MÓDULO DE MUESTRA	16
2.1.3. MÓDULO DE CÁMARA	17
2.1.4. MÓDULO DE LA FUENTE DE ILUMINACIÓN	17
2.1.5. MÓDULO DE RUIDO	18
2.1.6. MÓDULO DE INTERFEROMETRÍA	18
2.2. VALIDACIÓN DEL SIMULADOR	25
2.2.1. FRANJAS DE UN PLANO INCLINADO CON FUENTE PUNTUAL	26
2.2.2. FRANJAS DE UN PLANO INCLINADO EN LUZ BLANCA	27
2.2.3. REPLICACIÓN DE UN INTERFEROGRAMA REAL	30
2.3. CONCLUSIÓN	32
CAPITULO III ALGORITMO DE CONTROL	34
3.1. OBSERVACIONES INICIALES	35
3.2. SIMULACIÓN DE VIBRACIONES	37
3.3. ALGORITMO DE CONTROL	41
3.4. ALGORITMO DE CONTROL EN EL SIMULADOR	43
3.5. CONCLUSIONES	45
CAPITULO IV INSTRUMENTACIÓN	46
4.1. SISTEMA DE MICROSCOPÍA INTERFERENCIAL	46
4.2. INTERCONEXIÓN PC-PIEZOELÉCTRICO	47
4.2.1. ETAPA DE ALIMENTACIÓN	48

4.2.2. CONVERTIDOR FRECUENCIA-VOLTAGE.....	49
4.2.3. ETAPA DE FILTRAJE DE LA SEÑAL DC.....	50
4.2.4. ETAPA DE FILTRADO DE LA SEÑAL AC	51
4.2.5. ETAPA DE AMPLIFICACIÓN DE SALIDA	52
4.3. SOFTWARE DESARROLLADO	53
4.3.1. VIS ASOCIADOS AL FUNCIONAMIENTO DE LA CÁMARA Y MANEJO DE IMÁGENES.....	53
4.3.2. VIS ASOCIADOS CON LA TARJETA DE SONIDO	55
4.3.3. VIS ASOCIADOS CON LA TARJETA NI 6023E	56
4.3.4. VIS ASOCIADO AL CONTROL.....	57
4.4. CONCLUSIONES	58
CAPÍTULO V PRUEBAS Y RESULTADOS.....	60
5.1. LINEALIDAD DE LOS CIRCUITOS	60
5.1.1. CONVERTIDOR FRECUENCIA-VOLTAGE.....	60
5.1.2. ETAPA DE FILTRADO Y AMPLIFICACIÓN AC.....	61
5.2. RESPUESTA DEL SISTEMA ÓPTICO	63
5.2.1. SEÑAL DC	65
5.2.2. SEÑAL AC	67
5.3. PRUEBA FUNCIONAL DEL SISTEMA DE CONTROL.....	73
5.4. CONCLUSIONES	81
CAPITULO VI CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	82
REFERENCIAS.....	85

ÍNDICE DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1.1: Interferómetro de Michelson.....	8
Figura 1.2: Esquema de interferómetro de Mirau.....	9
Figura 1.3: Espacio de color HSL	11
Figura 2.1: Espectros de RGB de absorción de Canon 10D obtenidos por [22].....	26
Figura 2.2: Interferograma simulado de un plano inclinado iluminado por una fuente puntual a la longitud de onda de un laser de He-Ne	27
Figura 2.3: Espectro del iluminador estándar A de la CIE obtenido a partir de [23].....	28
Figura 2.4: Espectro absorbido por sensores RGB de una fuente del iluminador estándar A de la CIE	29
Figura 2.5: Interferograma simulado con fuente como iluminador estándar A de la CIE	30
Figura 2.6: Perfil del Pozo hecho con ablación iónica en una superficie de silicio clivado [24].....	31
Figura 2.7: Interferograma real [24]	32
Figura 2.8: Interferograma simulado.....	32
Figura 3.1: Espectro en frecuencia del ruido obtenido con micrófono.....	36
Figura 3.2: Ruido simulado según espectro obtenido.....	37
Figura 3.3: Espectro de la señal de ruido simulada	38
Figura 3.4: Señal promedio de la envolvente del ruido en los períodos de integración de la cámara.....	39
Figura 3.5: Señal de control repetida periódicamente	40
Figura 3.6: Ruido obtenido luego de la resta de la señal de control	40
Figura 3.7: Diagrama de flujo del algoritmo de control propuesto.....	43
Figura 3.8: Gráfica del contraste en el tiempo para la simulación del control.....	44
Figura 4.1: Esquema del sistema interferométrico [24].....	47
Figura 4.2 : Esquemático de la etapa de alimentación de la tarjeta de acondicionamiento	49
Figura 4.3 : Diagrama del LM2907-8 [31]	49
Figura 4.4: Esquemático del convertidor frecuencia voltaje	50
Figura 4.5: Esquemático de la etapa de filtrado de la señal DC	51
Figura 4.6: Esquemático de la etapa de filtrado de la señal AC	52
Figura 4.7: Esquemático de la etapa de amplificación de salida	53
Figura 4.8: Panel Frontal del VI de prueba de la cámara	55
Figura 4.9 : Panel Frontal del VI de prueba de la tarjeta de sonido.....	56
Figura 4.10: Panel frontal del VI de prueba de la tarjeta NI 6023E	57

Figura 4.11: Panel frontal del VI del control	58
Figura 5.1 : Gráfica de linealidad del convertidor Frecuencia – Voltaje para la señal DC.....	61
Figura 5.2 : Gráfica de linealidad de la etapa de filtrado y amplificación para la señal AC.....	62
Figura 5.3: Mapas de sitios de red para diferentes pasos de frecuencia.	66
Figura 5.4: Fase vs. Entrada de la señal DC	67
Figura 5.5: Sitios de red para la señal AC	68
Figura 5.6: Fase vs. Entrada de la señal AC	69
Figura 5.7: Simulación de sitios de red sin ruido	70
Figura 5.8: Simulación de los sitios de red con un ruido uniformemente distribuido con amplitudes equivalente a una fase entre -30° y 30°	71
Figura 5.9: Simulación de los sitios de red con un ruido uniformemente distribuido de amplitud equivalente a una fase entre -60° y $+60^\circ$	72
Figura 5.10: Evolución del contraste en el tiempo	74
Figura 5.11: Señal de control introducida al finalizar el proceso de ajuste	75
Figura 5.12: Fase introducida al interferograma a través de la señal de control.....	76
Figura 5.13: Patrón de interferencia de una lámpara con línea central de 546,1nm con ancho espectral de 10nm	77
Figura 5.14: Contraste respecto a la posición del piezoeléctrico.....	78
Figura 5.15: Mejora del contraste cuando ocurre un desplazamiento de 180° en dirección al cero	79
Figura 5.16: Espectro de la señal de control introducida.....	80
Figura 5.17: Espectro de la señal de control equivalente	81

ABREVIATURAS

INTRODUCCIÓN

La necesidad de realizar medidas en escalas de longitud muy pequeñas ha impulsado el desarrollo de técnicas de medición enfocadas en responder a esta necesidad. El fenómeno de interferencia de la luz ha sido aprovechado para realizar estas mediciones [1], sin embargo, se deben mantener ciertas condiciones para poder mejorar los límites de la resolución en la medida. La fase óptica lleva consigo información acerca de la medida de longitud deseada, sin embargo, existe un límite máximo de resolución en su determinación que viene dado por la cantidad de niveles de intensidad que se pueden tener en el interferograma a partir del cual es obtenida la fase.

$$\Delta\phi_{\min} = \frac{\pi}{N_{\text{int}}}$$

Donde $\Delta\phi_{\min}$ es la resolución mínima de la fase que se puede obtener con los N_{int} niveles de intensidad que puedan ser medidos. Si la imagen se toma en escala de grises, entonces estos niveles serán los niveles de grises entre un máximo y un mínimo de intensidad, por lo tanto, si se logra incrementar la cantidad de niveles de intensidad o niveles de grises en los interferogramas, la resolución del sistema se verá mejorada.

La cantidad de niveles de intensidad o niveles de grises está estrechamente relacionada con el contraste de la imagen, por lo tanto, si se tienen imágenes de interferogramas con bajo contraste, la resolución del sistema será menor a la que pudiese tenerse con un contraste mayor.

Otros límites que afectan las mediciones con métodos interferenciales son inherentes al mismo método, por ejemplo en una medición utilizando desplazamiento de fase o *Phase Shifting Interferometry* (PSI) es necesario obtener interferogramas con incrementos constantes

de una fase arbitraria, esta fase es afectada entre otras cosas por las perturbaciones mecánicas en el sistema, por lo tanto estas perturbaciones tendrán efectos negativos en las mediciones realizadas [2]. Diversas propuestas y soluciones se han hecho para tratar de solventar el efecto de las vibraciones mecánicas sobre la fase arbitraria en los sistemas de interferometría.

En 2002 Michael B. North-Morris y colaboradores, proponen la resolución del problema de las vibraciones en un sistema de desplazamiento de fase al hacer que tanto el haz de muestra como el haz de referencia del interferómetro compartan el mismo trayecto, así las vibraciones afectarán a ambos de manera similar y prácticamente se cancelarían, la dificultad en su planteamiento radica en separar los haces, para esto se utiliza una placa de dispersión birrefringente que polariza ortogonalmente los haces y luego con un modulador electro-óptico o un cristal líquido introducen la fase arbitraria.[3, 4]

En otros casos se utiliza un sistema de control a lazo cerrado para estabilizar la fase a un valor constante y anular las vibraciones mecánicas. En 1995 A. A. Freschi y J. Frejlich [5] utilizaron un piezoeléctrico para modular la fase arbitraria del interferómetro y luego con un fotodiodo se midió la intensidad para cada valor de la fase modulada. Los armónicos resultantes de la modulación, son separados y procesados para obtener una señal de error del lazo de control. En 2004 por H. Iwai y colaboradores [6] utilizaron el mismo esquema pero incluyeron un diodo súper luminiscente (SLD) y una cámara CCD para obtener los interferogramas mientras que con un laser y un fotodiodo realizan el control de la fase a lazo cerrado.

En 2001, C. Zhao y J. H. Burge [7] utilizaron un sistema anidado de medición de fase por desplazamiento de fase para medir perfiles de superficies, un sistema a alta velocidad utilizaba un fotodiodo para calcular la fase actual a una velocidad de $4kHz$ utilizando el algoritmo de desplazamiento de fase. Si se detectaban variaciones de la fase con respecto a la fase de referencia debido a las vibraciones, se genera una señal de error y está es utilizada para compensar. Adicionalmente utiliza una cámara para realizar el algoritmo de desplazamiento de fase pero con la imagen para realizar las mediciones del perfil de la superficie.

Otro método de reducir el efecto de las vibraciones, pero esta vez para mantener una fase constante entre los pasos del algoritmo de desplazamiento de fase, es obtener las 4 imágenes

simultáneamente utilizando, ya sean 4 cámaras [4, 8] o utilizando una misma cámara y registrando las 4 imágenes espacialmente separadas en una imagen mas grande a través de un elemento holográfico [4]. Si se utilizan 4 cámaras se debe asegurar una calibración y alineación muy precisa de las cámaras para obtener buenos resultados. Ambas técnicas requieren que los tiempos de exposición sean muy cortos para que las vibraciones parezcan detenidas en el tiempo y no afecten a la imagen.

Comentario [v1]: Párrafo no relevante?

Todas las técnicas y soluciones anteriormente presentadas poseen altos grados de complejidad y costo. La mayoría se implementa para mediciones a través del algoritmo de desplazamiento de fase.

El presente trabajo esta basado en la hipótesis de que se puede desarrollar un esquema de control de vibraciones en un sistema interferométrico en el cual se utilice como único sensor la misma cámara que se utilizará para obtener los interferogramas, este esquema de control buscará maximizar el contraste de las imágenes que se pueden ver disminuidos por el efecto de las vibraciones mecánicas presentes. Al lograr una mejora del contraste, se lograría aumentar la resolución de fase que puede ser obtenida. No se limitará el control al el uso de un método de reconstrucción de fase en particular, sin embargo, debido a que el presente trabajo se realizó en el Laboratorio de Óptica e Interferometría de la Universidad Simón Bolívar, donde se tiene a disposición un sistema de microscopía interferencial para desplazamiento de fase, el trabajo se hizo pensando en la aplicación del esquema de control para ser utilizado con este método. Se plantea el uso de un piezoeléctrico como el actuador del sistema de control.

El objetivo principal de este trabajo es desarrollar un esquema de control para la mejora del contraste en interferogramas obtenidos en presencia de vibraciones mecánicas utilizando como único sensor la misma cámara que obtiene las imágenes de los interferogramas.

Para cumplir con este objetivo el trabajo se enfocó en cumplir los siguientes objetivos específicos:

- Estudiar el modelo matemático del fenómeno de interferencia y analizar la influencia de las vibraciones mecánicas en el contraste de los interferogramas

- Desarrollar un esquema y un algoritmo de control que permita compensar el efecto de las vibraciones mecánicas en la disminución del contraste de los interferogramas
- Implementar el control en el sistema real y verificar su funcionamiento.

El presente trabajo está dividido en cinco capítulos. En el primer capítulo se encuentra un breve pasaje por algunas bases teóricas que fundamentan el trabajo. En el segundo capítulo se introduce un simulador de interferometría que fue desarrollado para hacer todas las pruebas y esquemas de control previo a la implementación en el sistema real, en este capítulo se encuentra el desarrollo matemático del fenómeno de interferencia el cual fue implementado dentro del simulador. El tercer capítulo explica el algoritmo de control desarrollado y algunos resultados de éste en el simulador antes mencionado. Luego, en el capítulo cuatro se explica toda la instrumentación en hardware y software desarrollada para lograr la implementación. En el capítulo cinco, se describen y analizan todas las pruebas y resultados de la caracterización de la instrumentación y de la implementación del algoritmo de control en el sistema real. Finalmente en el último capítulo se muestran las conclusiones y recomendaciones obtenidas durante el desarrollo del trabajo.

CAPITULO I

MARCO TEÓRICO

1.1. Índice de refracción

Equation Chapter (Next) Section 1El índice de refracción está definido como la proporción entre la velocidad de la luz en el vacío y la velocidad de la luz en un medio [9].

$$n = \frac{c}{v} \quad (1.0)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el vacío, v es la velocidad de la luz en el medio y n es el índice de refracción.

1.2. Camino óptico

El camino óptico Δ se define como la distancia recorrida por un haz de luz multiplicada por el índice de refracción del medio en el cual se propaga [9].

$$\Delta = n \cdot d \quad (1.0)$$

1.3. Interferencia de la Luz

Una onda de luz que se propaga en la dirección z se puede escribir con la siguiente función de onda

$$\psi(z, t) = U \cos \left(2\pi \left(\frac{z}{\lambda} - \nu t \right) + \delta \right) \quad (1.0)$$

Donde:

- λ es la longitud de onda
- ν es la frecuencia (número de ondas por unidad de tiempo)
- U es la amplitud
- $k = 2\pi / \lambda$ es el número de onda
- δ es un término de fase que depende de la fuente del campo, que supondremos constante

La fase de la onda es el argumento del coseno, $\phi = 2\pi \left(\frac{z}{\lambda} - \nu t \right) + \delta$, escrito de otra forma tenemos que

$$\phi = kz - 2\pi\nu t + \delta \quad (1.0)$$

En dos puntos distintos, z_1 y z_2 , a lo largo de la dirección de propagación de la onda, las fases serán $\phi_1 = kz_1 - 2\pi\nu t + \delta$ y $\phi_2 = kz_2 - 2\pi\nu t + \delta$.

$$\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2 = k(z_1 - z_2) = k\Delta z \quad (1.0)$$

La diferencia de fase entre estos puntos será igual a la diferencia de caminos ópticos multiplicada por el número de onda.[10]

Si tenemos dos ondas planas que inciden en un mismo detector y se escriben los campos eléctricos en notación compleja tal que

$$\begin{aligned} E_1 &= U_1 e^{i\phi_1} \\ E_2 &= U_2 e^{i\phi_2} \end{aligned}$$

La intensidad obtenida será igual al cuadrado de la suma de los campos eléctricos.

$$\begin{aligned} I_d &= (E_1 + E_2)^2 = U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos(\phi_1 - \phi_2) \\ I_d &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1I_2} \cos(\Delta\phi) \end{aligned} \quad (1.0)$$

Dónde $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$. De la ecuación (1.0) se puede observar que la intensidad en el receptor no es simplemente la suma de las intensidades de cada onda incidente, sino que posee un término de interferencia que viene modulado por la diferencia de caminos ópticos. [10]

1.4. Interferómetro

Un interferómetro es un dispositivo que hace coincidir en un volumen de espacio, dos haces de luz que recorren caminos ópticos diferentes. Dependiendo de la diferencia de caminos ópticos entre los haces, diferencia que puede tener una funcionalidad espacial y temporal, existirá interferencia constructiva o destructiva. El patrón de interferencia generado y visualizado en un plano de observación es llamado interferograma.

1.4.1. Interferómetro de Michelson

Uno de los más comunes y simples dispositivos para producir interferencia controlada, es el interferómetro de Michelson; consta de un divisor de haz, dos espejos y una fuente de luz (Figura 1.1). El divisor de haz divide el haz que proviene de la fuente en dos. Uno de los haces se toma como referencia, el otro se le llama haz de muestra porque interactúa directamente con el sistema a estudiar.

El haz de referencia rebota en un espejo y vuelve a chocar con el divisor del haz que divide el haz nuevamente, uno que atraviesa el divisor y otro que se desvía hacia un campo donde se formará el interferograma.

Si las distancias entre el divisor de haz y los espejos son diferentes, cada haz habrá viajado longitudes distintas.

El interferómetro de Michelson se puede utilizar como un interferómetro de transmisión, ya que si entre uno de los haces, por ejemplo el de muestra se atraviesa un objeto, el haz atravesará el objeto y si éste tiene un índice de refracción distinto al aire, el camino óptico de éste haz habrá cambiado y esto se reflejará en el interferograma.

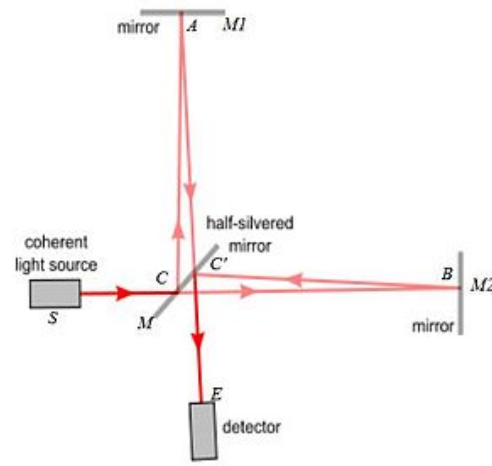


Figura 1.1: Interferómetro de Michelson

1.4.2. Interferómetro de Mirau

El interferómetro de Mirau es un tipo de dispositivo interferencial, en donde el haz de referencia y el de muestra son colineales, de tal manera que es susceptible de ser ubicado dentro de un objetivo de microscopio.

En la Figura 1.2 se muestra un esquema de un interferómetro de Mirau. Un haz incidente atraviesa el objetivo del microscopio (1), luego pasa por un espejo semitransparente (2) que funciona como un divisor de haz, un haz continúa su camino hacia el objeto de muestra (7) que refleja (3) y nuevamente atraviesa el espejo semitransparente hacia el lente del microscopio; el otro haz, que se puede llamar haz de referencia es el que se refleja en el espejo semitransparente (5) hacia un espejo de referencia (4), que lo devuelve hacia el espejo semitransparente para que vuelva a ser reflejado (6) hacia el objetivo del microscopio.

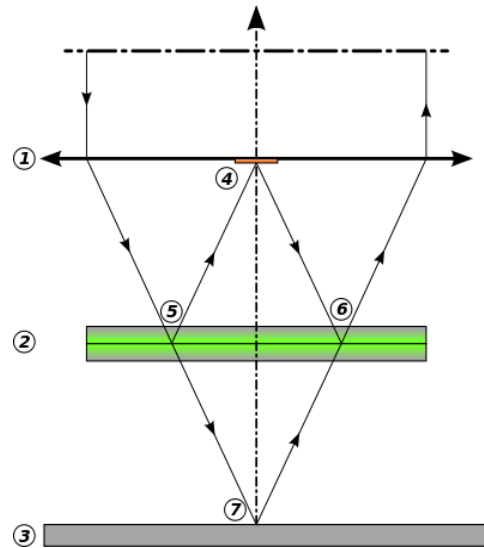


Figura 1.2: Esquema de interferómetro de Mirau

1.5. Teoría del Color

El sistema visual humano (HVS) es sensible a una parte del espectro electromagnético, aproximadamente entre $300nm$ y $830nm$; como no es posible ver cada “color” por separado, el ser humano tiende a zonas espectrales en colores.

Los espacios de color son una notación que se utiliza para especificar los colores. Los espacios de colores se pueden dividir en los siguientes tipos [11]:

- **Espacios basados en HVS:** son los espacios que se basan en las propiedades del HVS, entre estos está el espacio de colores RGB, HSI, HSV, entre otros.
- **Espacios específicos de aplicaciones:** son los desarrollados o adoptados para aplicaciones como la televisión, los sistemas fotográficos y los sistemas de impresión. Entre estos se encuentran el espacio CMY(K), el Kodak Photo YCC, el YUV, YIQ, etc [11].
- **Espacios de colores CIE:** Son espacios propuestos por la Comisión Internacional en Iluminación (CIE por sus siglas en francés) y tienen propiedades que los hacen independientes a los dispositivos. Entre estos están el CIE XYZ [12], Lab y Luv [13].

1.5.1. Espacio de color RGB

La idea se basa en representar el espectro visible de forma que simule el método de recepción del ojo humano, de modo que se posea toda la información necesaria para almacenar, procesar y generar un espectro equivalente [11].

Según la teoría tricromática propuesta por Thomas Young y Hermann von Helmholtz en 1802, se postula que existen tres tipos de células foto-detectoras en el ojo humano, sensibles aproximadamente al rojo, verde y azul, de hecho hay tres tipos de conos en el ojo, L, M y S, cada uno responde a una parte del espectro: el cono L responde a las longitudes de onda más largas (Long), el M responde a las longitudes de onda medias (Medium) y el S responde a las longitudes de onda corta (Short) [14]

La mayoría de los dispositivos que capturan imágenes tienen sensores RGB que funcionan de una forma similar a los conos L, M y S. El color es descrito en tres componentes, rojo (R), verde (G) y azul (B). Cada una de estas componentes viene dada por:

$$\begin{aligned} R &= \int_{300nm}^{830nm} S(\lambda) R(\lambda) d\lambda \\ G &= \int_{300nm}^{830nm} S(\lambda) G(\lambda) d\lambda \\ B &= \int_{300nm}^{830nm} S(\lambda) B(\lambda) d\lambda \end{aligned} \quad (1.0)$$

Donde $S(\lambda)$ es el espectro de la luz. $R(\lambda)$, $G(\lambda)$ y $B(\lambda)$ son las funciones de sensibilidad de los sensores R, G y B respectivamente.

El uso del espacio de colores RGB permite una transformación del espectro a un vector tridimensional que puede ser utilizado para dispositivos de pantallas o impresiones.

1.5.2. Espacio de color HSL

El espacio de color HSL (Hue – Saturation – Lightness) es una transformación de coordenadas del sistema RGB.

Este espacio de color trata de organizar los colores de una forma similar al cerebro humano [11]. Esta organización se hace en base a 3 parámetros:

- Matiz (Hue): es lo que dice que color es, rojo, verde, amarillo, azul, etc...
- Saturación: es un nivel de pureza del color, un color muy saturado es un color puro y vivo, tiene un espectro muy fino, mientras que un color no saturado tiene mucho blanco agregado.
- Luminancia (Lightness): es el nivel de brillo del color.

En la Figura 1.3 se puede observar un cilindro donde se observa como varían los colores de acuerdo a cada uno de estos parámetros.

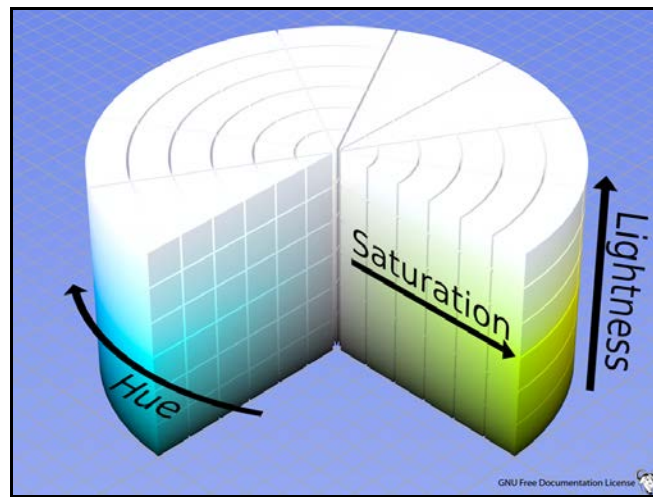


Figura 1.3: Espacio de color HSL

1.6. Dispositivos digitales de detección de imágenes

Los dispositivos digitales de detección de imágenes se basan en convertir los fotones incidentes en cargas eléctricas; existen diversos dispositivos que realizan esta tarea, estos dispositivos son llamados foto-detectores.

Entre los foto-detectores mas utilizados se encuentran los que están contruidos a base de silicio, los mas populares son los fotodiodos, fototransistores y foto-compuertas. La operación básica de los foto-detectores se basa en: (a) generación de pares electrón-hueco debido a la luz

incidente; (b) separación y recolección de los electrones y huecos; y (c) producción de señales electrónicas [15].

Cuando la luz incide sobre un semiconductor, parte de la potencia luminosa incidente es reflejada y otra parte es absorbida por el material. La potencia óptica que viaja a través de un semiconductor decae exponencialmente de la forma:

$$P_{ph}(x) = P_{ph}(0)e^{-\alpha x} \quad (1.0)$$

Donde α es el coeficiente de absorción del material y $P_{ph}(0)$ es la potencia óptica en la superficie. [15]

El número de fotones absorbidos a una distancia L es

$$N = \frac{P_{ph}(0)}{\hbar\omega} (1 - e^{-\alpha L}) \quad (1.0)$$

Entre los dispositivos digitales de detección de imágenes se encuentran el CCD (*Charge-Coupled Device*) y los APS (*Active Pixel Sensor*) basado en la tecnología CMOS.

La principal diferencia radica que en las cámaras CCD se tiene un arreglo muy unido de estructuras MOS que captan los fotones y generan pares electrón-hueco, estas cargas luego son transferidas a través de todo el arreglo hasta un conversor análogo digital que se encarga de convertir las cargas en señales digitales. Por su parte las cámaras basadas en tecnología CMOS tienen una matriz de foto-detectores que poseen una circuitería que amplifica y sirve como buffer para transmitir la información a través de la matriz.

Ya sea en las cámaras CCD o en las CMOS, la imagen está espacialmente muestreada por pixeles, cada pixel se puede concebir como un pozo que capta fotones, el tamaño de cada pixel está entre los diez micrones [16], la cantidad de fotones en cada pixel será traducida a cargas y luego a voltajes, para finalmente pasar a una señal digital a través de un convertidor analógico-digital (ADC).

1.6.1. Cámaras CCD

Una cámara CCD (*Charge-Coupled Device*) es básicamente un detector de fotones [17].

Un CCD tiene tres funciones básicas: coleccionar carga, transferir carga y convertir la carga a un voltaje medible.

La estructura básica de un CCD es un capacitor MOS (Metal – Oxido – Semiconductor). Esta estructura es capaz de absorber un fotón y crear un par electrón-hueco, los cuales pueden ser recolectados y transferidos. Usualmente los portadores de carga son llamados fotoelectrones. [17, 18]

Un registro CCD está conformado por una serie de compuertas en una estructura MOS. Si se manipula en una forma sistemática los voltajes entre las compuertas se puede lograr transferir la carga de los distintos pozos como una cinta transportadora. [18]

Un pixel está conformado por una o más compuertas que permiten el almacenamiento y transferencia de la carga almacenada en el pozo sin interferir con los demás pixeles adyacentes.

Las cámaras CCD se pueden clasificar dependiendo de la forma como se transfiere y se lee la información almacenada en cada pixel.

1.6.1.1. Full-Frame CCD

En una cámara CCD full-frame, se tiene un arreglo de pixeles que conforman el registro paralelo que es la superficie que acumula y guarda los fotoelectrones, un registro serial capaz de almacenar una fila del registro paralelo y un convertidor análogo-digital (ADC).

Durante el tiempo de exposición el registro paralelo está acumulando fotoelectrones, luego de este tiempo el obturador de la cámara se cierra para evitar que sigan llegando fotones a la superficie del CCD, y se aplica una secuencia de voltaje a las compuertas de los pixeles para transferir una fila a la vez; la carga almacenada en cada pozo hacia el registro serial el cual transferirá cada pixel al ADC para digitalizar la información de cada pixel. [17]

1.6.1.2. Frame-Transfer CCD

Este tipo de cámaras son rápidas porque la exposición y la lectura ocurren simultáneamente. La mitad del CCD rectangular está tapada con una cubierta opaca que sirve como buffer de almacenamiento, mientras que la otra mitad es la que está expuesta (área de imagen).

Durante el tiempo de exposición el área de imagen recibe los fotones, luego por una transferencia paralela todos los píxeles de éste área son transferidos al buffer de almacenamiento donde es transferido a un registro serial y al ADC de igual manera que las cámaras Full-Frame. Mientras esta lectura del buffer de almacenamiento está ocurriendo el área de imagen está recibiendo los nuevos fotoelectrones de la nueva imagen.

La ventaja de este tipo de cámaras es que no necesitan un obturador electromecánico, sin embargo solo la mitad del sensor es utilizado para obtener imagen.[17]

1.6.1.3. Interline transfer CCD

En las cámaras CCD de transferencia interlineada se alternan filas de píxeles de imagen con filas de píxeles de almacenamiento, lo que resulta un patrón de tiras en todo el CCD.

Luego de una exposición todos los píxeles de todas las tiras de imagen, son transferidos de un solo paso hacia las tiras de almacenamiento, las cuales van a ser leídas mientras que las tiras de imagen vuelven a estar disponibles para exponerse a los fotones.

Para este tipo de cámaras se utiliza un pixel muy pequeño y micro lentes que cubren los píxeles de almacenamiento e imagen para que los fotones incidentes en el pixel de almacenamiento sean redirigidos hacia el pixel de imagen. [17]

CAPÍTULO II

SIMULADOR

Equation Chapter (Next) Section 1

Se realizó un simulador en lenguaje C++ para obtener un entorno o sistema teórico donde se pudiesen ejecutar pruebas de una manera eficiente antes de implementar el algoritmo propuesto en el sistema real.

2.1. Módulos del simulador

El simulador desarrollado consta de varios módulos que simulan los distintos componentes de un sistema interferométrico. Durante el proceso de creación se realizó el modelo matemático teniendo en cuenta varios parámetros de interés: las ecuaciones de interferencia de la luz con fuentes de espectros no puntuales, las ecuaciones de tiempos de respuesta de las cámaras junto a sus respectivos espectros de absorción, los espectros de las fuentes de luz, así como la presencia de ruido que se generó a partir de espectros en frecuencia medidos experimentalmente. Finalmente se integraron todos los módulos en un sistema generador de imágenes y videos tal como lo haría una cámara conectada a un interferómetro.

2.1.1. Módulo de espectros

Para manejar todo lo relacionado con espectros de absorción o de emisión se desarrolló un módulo que permite manejar espectros tanto en frecuencia como en longitud de onda. Permite generar espectros puntuales, espectros gaussianos o cualquier otro tipo de espectro. Adicionalmente ofrece la posibilidad de realizar operaciones algebraicas sobre estos.

El módulo permite la creación de espectros en longitud de onda en arreglos unidimensionales con longitudes de onda iniciales y finales de un tamaño especificado, pero

para el sistema interferométrico es posible convertirlos en arreglos unidimensionales en frecuencia, de tamaño: $N = 1 + A \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}}$ donde A es un factor de proporcionalidad a elegir dependiendo del costo computacional..

Para construir el arreglo en frecuencia, la frecuencia inicial es igual a cero y la frecuencia final es igual a: $f_{\max} = \frac{c}{\lambda_{\min}}$, por lo tanto la resolución en frecuencia será igual a:

$$\Delta f = \frac{f_{\max}}{N-1} = \frac{c \cdot \lambda_{\min}}{A \cdot \lambda_{\max}}$$

Para evaluar cada punto de frecuencia $f_i = i \cdot \frac{f_{\max}}{N-1}$ $i = 0, 1 \dots N-1$ se calcula el valor de longitud de onda que corresponde a esa frecuencia $\lambda_i = \frac{c}{f_i}$ y se realiza una interpolación de los valores del espectro en longitud de onda que estén más cercanos para introducirlo en el arreglo de frecuencia.

2.1.2. Módulo de muestra

En este módulo se especifican las características de la muestra que será observada en el sistema. Entre los parámetros que pueden ser cargados a la muestra, está la dimensión en pixeles y la relación entre el tamaño en pixeles y el tamaño real de la muestra; también se puede cargar desde un archivo de texto o una imagen en escala de grises la información del mapa topográfico de la muestra, asignándole valores de altura al rango de grises de la imagen, esto permite generar una matriz con información con un valor de altura para cada punto $z(x, y)$.

De la misma forma como se carga el mapa topográfico, es posible cargar la información de la reflectividad de la muestra, esta vez la matriz tendrá la información de cuán reflectiva es la muestra en cada punto $r_s(x, y)$

2.1.3. Módulo de cámara

Este módulo tiene la capacidad de simular algunas de las principales características de una cámara y de su funcionamiento.

Principalmente este módulo proporciona la información de los espectros de absorción de los sensores, ya sea el del sensor monocromático o de los sensores RGB según el tipo de cámara que se escoja, monocromática o a color. Es posible especificar el tiempo de exposición o la cantidad de cuadros por segundo (FPS: frame per seconds) que puede adquirir la cámara. Si se establece el tiempo de exposición, entonces el módulo calculará el máximo FPS posible de acuerdo a los tiempos de transporte, el tiempo de conversión AD y el tamaño de la imagen. Si se establece en cambio el FPS, el módulo calculará, en base a las propiedades antes mencionadas, el tiempo de exposición de la cámara.

La información del tiempo de exposición es la que influye en cómo se observarán las imágenes en presencia de perturbaciones.

Entre los parámetros de configuración de este módulo se encuentran, el tipo de cámara, el tiempo de exposición o el FPS, los espectros de los sensores, que pueden ser cargados a través de archivos de texto y las dimensiones en pixeles de la imagen. También es posible seleccionar dinámicamente ganancias y offset tanto generales como específicos para cada sensor RGB

2.1.4. Módulo de la fuente de iluminación

Este módulo simplemente se encarga de manejar los parámetros de la fuente, en este caso solo se requiere el espectro de emisión de la fuente, que se puede establecer a través de funciones del módulo de espectros, se pueden generar espectros puntuales o gaussianos. Adicionalmente se pueden generar fuentes con espectros equivalentes a radiación de cuerpo negro a temperaturas arbitrarias para simular distintas lámparas incandescentes o simplemente se puede cargar la información del espectro a través de archivos de texto.

Con este módulo entonces es posible simular desde fuentes puntuales como láseres, fuentes de luz blanca o fuentes con espectros más complejos que contengan diversas líneas espectrales.

2.1.5. Módulo de ruido

Las vibraciones mecánicas son manejadas por este módulo; puede recibir un espectro de las vibraciones y luego transformarlo a un arreglo en tiempo de las mismas. Así mismo, puede generar ruido blanco aditivo o un ruido uniformemente distribuido.

Este módulo devuelve la amplitud del ruido para cada intervalo de tiempo en el que es llamado, de modo que se puede utilizar para sumar esta amplitud del ruido al camino óptico en el módulo de interferometría para simular una perturbación mecánica que afecte al interferómetro.

2.1.6. Módulo de interferometría

Este módulo es el que unifica la información de todos los demás módulos y genera una imagen donde se observa la interferencia producida por la diferencia de caminos ópticos al incidir los haces sobre la muestra.

La ecuación (1.0) muestra la interferencia de la luz con espectro puntual, sin embargo, lo natural es conseguir fuentes de luz que poseen espectros con varias líneas espectrales, con líneas que poseen un ensanchamiento o fuentes incandescentes con amplios espectros, en estos casos, la longitud de coherencia del sistema entra en juego para observar los patrones de interferencia.

En este módulo es posible seleccionar el tipo de interferómetro, las opciones son: o un interferómetro de Michelson o un interferómetro de Mirau, cuya única diferencia para el desarrollo de las ecuaciones para el simulador es el efecto que produce el divisor de haz a los haces de muestra y de referencia. En un interferómetro de Michelson, ambos haces, el de referencia y el de muestra pasan en transmisión y reflexión por el divisor de haz. En un interferómetro de Mirau, el haz de referencia refleja dos veces en el divisor de haz mientras

que el haz de muestra atraviesa dos veces. Esto implica que los coeficientes de atenuación de los caminos de los haces, r_s y r_r , dependen del tipo de interferómetro.

Para el caso de fuentes con espectros puntuales, la intensidad recibida por un detector en un punto $I_D(x, y)$ luego de interferir los dos haces viene dada por la ecuación

$$I_D = I_F \left[(r_s + r_r) + 2\sqrt{r_s \cdot r_r} \cos\left(\frac{2\pi\nu}{c} \cdot 2d\right) \right] \quad (2.0)$$

Con I_F la intensidad de la fuente de luz, d como la distancia que hay entre el plano de imagen y la muestra, y ν la frecuencia de la luz. Tanto en un interferómetro de Michelson como en un interferómetro de Mirau, la diferencia de camino óptico es el doble de la distancia d

r_s y r_r son los coeficientes de atenuación del haz de muestra y el haz de referencia respectivamente. Para un interferómetro de Michelson se tiene que:

$$\begin{aligned} r_s &= T_{BS} \cdot R_S \cdot R_{BS} \\ r_r &= R_{BS} \cdot R_{RM} \cdot T_{BS} \end{aligned}$$

Donde $T_{BS} = 1 - R_{BS}$ es el coeficiente de transmisión del divisor de haz y R_{BS} el coeficiente de reflexión; R_S es la reflectividad de la muestra mientras que R_{RM} es el coeficiente de reflexión del espejo de referencia.

Para un interferómetro de Mirau se tiene que:

$$\begin{aligned} r_s &= T_{BS} \cdot R_S \cdot T_{BS} = T_{BS}^2 \cdot R_S \\ r_r &= R_{BS} \cdot R_{RM} \cdot R_{BS} = R_{BS}^2 \cdot R_{RM} \end{aligned}$$

Si se considera una fuente con un espectro no puntual, se tiene que la intensidad en el receptor será la suma de todas las componentes frecuenciales de la fuente interfiriendo, por lo tanto la ecuación (2.0) quedará de la siguiente forma:

$$I_D = \int_{-\infty}^{\infty} G(\nu) \cdot \Gamma(\nu) \left[(r_s + r_r) + 2\sqrt{r_s \cdot r_r} \cos\left(\frac{2\pi\nu}{c} \Delta z\right) \right] d\nu$$

Donde $G(\nu)$ es el espectro de potencia de la fuente en frecuencia, $\Delta z = 2 \cdot d$ es la diferencia de camino óptico entre los haces y $\Gamma(\nu)$ el espectro de absorción del detector.

Asumiendo que r_s y r_r no dependen de la frecuencia de la luz se obtiene:

$$\begin{aligned} I_D &= (r_s + r_r) \int_{-\infty}^{\infty} G(\nu) \cdot \Gamma(\nu) d\nu + 2\sqrt{r_s \cdot r_r} \int_{-\infty}^{\infty} G(\nu) \cdot \Gamma(\nu) \cos\left(\frac{2\pi\nu}{c} \Delta z\right) d\nu \\ I_D &= (r_s + r_r) I_{FD} + 2\sqrt{r_s \cdot r_r} \int_{-\infty}^{\infty} G(\nu) \cdot \Gamma(\nu) \cos\left(\frac{2\pi\nu}{c} \Delta z\right) d\nu \end{aligned}$$

Donde I_{FD} es la intensidad de la luz que pudiese ser recibida por el detector. Como los espectros de potencia son pares, los límites de la integral pueden ser sustituidos desde 0 hasta ∞

$$I_D = I_{FD} (r_s + r_r) + \sqrt{r_s \cdot r_r} \int_0^{\infty} G(\nu) \cdot \Gamma(\nu) \cos\left(2\pi\nu \frac{\Delta z}{c}\right) d\nu$$

Si se piensa que $\frac{\Delta z}{c}$ como el intervalo de tiempo Δt en que la luz atraviesa una distancia Δz , se puede escribir el término de la integral como la parte real de la transformada inversa de Fourier del espectro de la fuente absorbido por el detector.

$$I_D = I_{FD} (r_s + r_r) + \sqrt{r_s \cdot r_r} \cdot \text{Re}\left\{F^{-1}\left[G(\nu)\Gamma(\nu)\right](t)\right\} \quad (2.0)$$

El espectro de potencia es igual al modulo al cuadrado del espectro

$$\begin{aligned}
G(\nu) &= |g(\nu)|^2 = g(\nu) \cdot \bar{g}(\nu) \\
\Gamma(\nu) &= |\gamma(\nu)|^2 = \gamma(\nu) \cdot \bar{\gamma}(\nu) \\
\psi(\nu) &= g(\nu) \cdot \gamma(\nu) \\
\bar{\psi}(\nu) &= \bar{g}(\nu) \cdot \bar{\gamma}(\nu) \\
G(\nu) \cdot \Gamma(\nu) &= g(\nu) \cdot \gamma(\nu) \cdot \bar{g}(\nu) \cdot \bar{\gamma}(\nu) \\
G(\nu) \cdot \Gamma(\nu) &= \psi(\nu) \cdot \bar{\psi}(\nu) = |\psi(\nu)|^2
\end{aligned}$$

La transformada inversa de Fourier de una función en frecuencia multiplicada por otra está definida como la convolución de ambas funciones en el espacio de tiempo, además si una función es la conjugada de la otra, entonces la convolución está definida como la autocorrelación. En base a esto la información de la interferencia está contenida en el patrón de autocorrelación del espectro de la fuente absorbido por el detector en el espacio temporal.

$$F^{-1}[\psi(\nu) \cdot \bar{\psi}(\nu)] = Y(\tau) * \bar{Y}(\tau) = R_{YY}(\tau)$$

Por lo tanto la intensidad obtenida por el detector será igual a:

$$I_D = I_{FD}(r_s + r_r) + \sqrt{r_s \cdot r_r} \cdot \text{Re} \left\{ R_{YY} \left(\frac{\Delta z}{c} \right) \right\} \quad (2.0)$$

Con esta ecuación solo hace falta calcular la autocorrelación del espectro de la fuente absorbido por el detector y evaluarlo a las distintas diferencias de camino óptico que puedan existir en la muestra.

El modulo de interferometría del simulador recibe los parámetros de la cámara (espectros de absorción de los sensores R, G y B) y la información del espectro de la fuente de iluminación. Con esta información reconstruye la función de autocorrelación para cada sensor y luego con la información del mapa topográfico $z(x, y)$ obtiene la diferencia de camino óptico $\Delta z(x, y)$ y evalúa la autocorrelación $R_{YY} \left(\frac{\Delta z}{c} \right)$ para este valor, luego con la información de la reflectividad de la muestra para cada punto (x, y) calcula un estimado de r_s

y finalmente obtiene la intensidad $I_{Di}(x, y)$ para cada punto de la imagen y sensor de la cámara.

Cómo se considera que la altura de la muestra $z(x, y)$ no cambia con el tiempo, la diferencia del camino óptico $\Delta z(x, y)$ variará con el tiempo de forma constante debido a las vibraciones mecánicas.

$$\Delta z(x, y, t) = 2[\alpha + z(x, y) + \delta(t)] \quad (2.0)$$

Donde α es una distancia arbitraria que se puede introducir al camino óptico, este α se puede ver como la separación del plano de imagen al origen de la muestra en un interferómetro de Mirau; $\delta(t)$ indica las vibraciones mecánicas existentes en el sistema.

El sistema permite simular la integración de la cámara, esto podría realizarse generando imágenes cada intervalo de tiempo dt que sea definido y luego sumarlos y dividirlos entre la cantidad de imágenes obtenidas. Sin embargo el costo computacional y el tiempo de procesamiento serían muy altos. Debido a esto se realiza la integración en el término correspondiente a la autocorrelación.

El término de autocorrelación contiene toda la información del interferograma para cualquier diferencia de camino óptico para cualquier punto de la imagen, las vibraciones mecánicas afectaran, en principio, por igual a todos los puntos, por lo tanto la integración puede realizarse integrando la autocorrelación desplazada por la vibración mecánica y luego evaluar la función resultante en cada punto de la muestra.

$$R_{YY}(l) = R_{YY}\left(\frac{\Delta z}{c}\right) \quad l = \frac{\Delta z}{c}$$

$$R'_{YY}(l, n) = \int_{t_i(n-1)}^{t_i n} R_{YY}(l + \delta(t)) dt \quad (2.0)$$

Donde $n = 1, 2, \dots, N$ es el número de la imagen obtenida por la cámara y t_i es el tiempo de integración o tiempo de exposición de la cámara.

En la implementación en C++, el arreglo donde se aloja la autocorrelación es un arreglo unidimensional de tamaño L . Las imágenes producidas por la cámara tendrán un ancho W y un alto H , por lo tanto se necesita un arreglo bidimensional de tamaño $W \times H$. Para la obtención de una imagen se tienen M intervalos de tiempo.

Si se utiliza el primer método es necesario:

1. Evaluar la suma de la vibración mecánica más la altura de los $W \times H$ puntos en la autocorrelación para cada uno de los M intervalos de tiempo y generar M imágenes temporales de tamaño $W \times H$
2. Promediar las M imágenes temporales, para esto se debe sumar cada uno de los $W \times H$ puntos de las M imágenes temporales y dividirlos entre M

En el segundo método se debe realizar los siguientes pasos:

1. Generar una copia desplazada en el tamaño de la perturbación del arreglo de autocorrelación para cada uno de los M intervalos de tiempo.
2. Promediar las M copias desplazadas de la autocorrelación
3. Evaluar la altura de los $W \times H$ puntos de la muestra en la autocorrelación promediada.

Asumiendo que cualquier operación tarde un tiempo t_e , el tiempo que tardaría el primer método vendría dado por:

- $M \cdot (W \times H) \cdot t_e$ para evaluar las alturas y generar las M imágenes temporales
- $M \cdot (W \times H) \cdot t_e$ para sumar las M imágenes temporales
- $(W \times H) \cdot t_e$ para dividir la imagen final entre M

El tiempo total de procesamiento sería: $(W \times H) \cdot (2M + 1) \cdot t_e$

Para el segundo método se tardaría:

- $(M \cdot L) \cdot t_e$ para generar las M copias desplazadas de la autocorrelación
- $(M \cdot L) \cdot t_e$ para sumar las M copias desplazadas

- $L \cdot t_e$ para dividir la suma de las copias desplazadas entre M
- $(W \times H) \cdot t_e$ para evaluar las alturas de la muestra en la nueva función de autocorrelación

El tiempo total de procesamiento para el segundo método sería:

$$\left[L \cdot (2M + 1) + (W \times H) \right] \cdot t_e$$

Comparando los tiempos de procesamiento para ambos métodos obtenemos que:

$$\left[L \cdot (2M + 1) + (W \times H) \right] \cdot t_e < (W \times H) \cdot (2M + 1) \cdot t_e$$

Por lo tanto para que exista un ahorro computacional el tamaño del arreglo del patrón de autocorrelación debe cumplir la siguiente inecuación (2.1):

$$L < \frac{2M}{2M + 1} (W \times H) \quad (2.1)$$

Se utilizó la librería de OpenCV para el manejo de las matrices y las transformadas, esta librería realiza eficientemente operaciones como suma, resta, multiplicación y hasta transformadas de Fourier sobre arreglos multidimensionales lo cual acelera el tiempo de procesamiento [19, 20].

Debido a que la autocorrelación es una transformada inversa discreta de Fourier, utilizando la función de transformada inversa de Fourier de librería de OpenCV, el tamaño del arreglo resultante será igual al tamaño del arreglo al que se le aplicó la transformada inversa de Fourier [20]. Por lo tanto el tamaño del arreglo del patrón de autocorrelación L será igual al tamaño del arreglo del espectro en frecuencia de la fuente N . La mínima resolución en el arreglo de autocorrelación vendrá dado por la máxima frecuencia f_{\max} del espectro de la fuente de la siguiente forma $l_{\min} = \frac{N-1}{N} \lambda_{\min}$ y el valor máximo dependerá del tamaño del arreglo. Por lo tanto si el arreglo es de tamaño N , el valor máximo será

$$I_{\max} = \frac{(N-1)^2}{N} \lambda_{\min}$$

Pero la transformada inversa de Fourier dará un resultado simétrico respecto al origen, por lo tanto el arreglo irá desde $\frac{-I_{\max}}{2}$ hasta $\frac{+I_{\max}}{2}$

Con la generación de imágenes simulando el sistema solo resta la inclusión del algoritmo de control y la grabación de imágenes en secuencia.

2.2. Validación del simulador

A continuación se presentan distintas pruebas realizadas al simulador para validar el correcto funcionamiento del sistema.

Para todas las pruebas se simuló la cámara con espectros de absorción RGB de una cámara Canon 10D [21], el tiempo de integración elegido fue de $33,33ms$. Los espectros de absorción se muestran en la Figura 2.1.

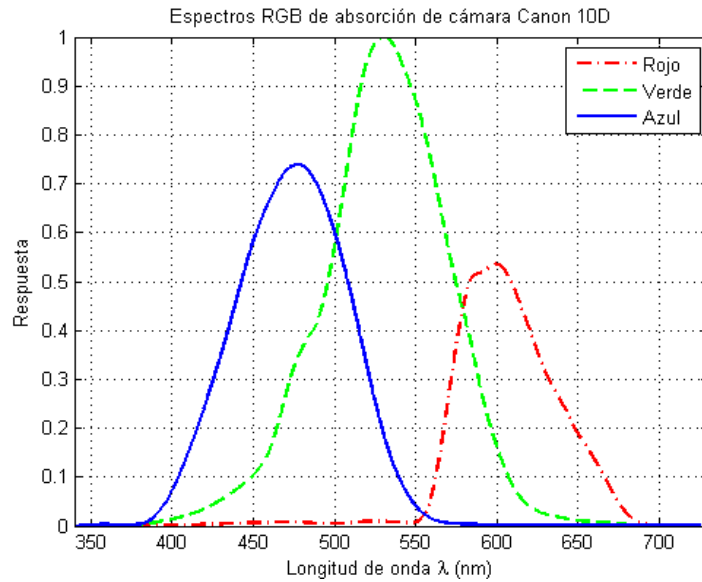


Figura 2.1: Espectros de RGB de absorción de Canon 10D obtenidos por [21]

El tipo de interferómetro utilizado fue un interferómetro de Mirau ideal, con el divisor de haz al 50% y el espejo de referencia con reflectividad del 100%

2.2.1. Franjas de un plano inclinado con fuente puntual

Esta prueba consistió en replicar las franjas que aparecerían sobre un plano inclinado utilizando un laser de Helio-Neón funcionando a una longitud de onda es de $\lambda = 632,8nm$.

El plano simulado tiene una reflectividad del 100% y fue inclinado de tal forma que en el extremo izquierdo la altura de la muestra fuese de $z_{iz} = -\lambda = -632,8nm$, en el centro fuese $0nm$ y en el extremo derecho $z_{de} = +\lambda = 632,8nm$. Esta inclinación debería generar un total de 5 franjas claras y 4 franjas oscuras a lo largo del eje X, ya que el cambio entre cada franja es de una diferencia de camino óptico de $\frac{\lambda}{4}$.



Figura 2.2: Interferograma simulado de un plano inclinado iluminado por una fuente puntual a la longitud de onda de un laser de He-Ne

Se puede observar que el simulador logra emular el interferograma del plano inclinado obteniendo 5 franjas rojas y 4 franjas oscuras, esto demuestra que para una fuente puntual, el simulador se comporta correctamente. Adicionalmente el color obtenido corresponde al producido por un laser de He-Ne en su transición de $\lambda = 632,8nm$.

2.2.2. Franjas de un plano inclinado en luz blanca

En esta prueba se comprobará el comportamiento del simulador en presencia de una fuente con espectro continuo. En este caso se simulará una lámpara de filamento de tungsteno, la cual tiene un espectro de radiación correspondiente a un cuerpo negro a $T = 2855.54K$ como se muestra en la Figura 2.3 y que corresponde al iluminador estándar A de la CIE [22].

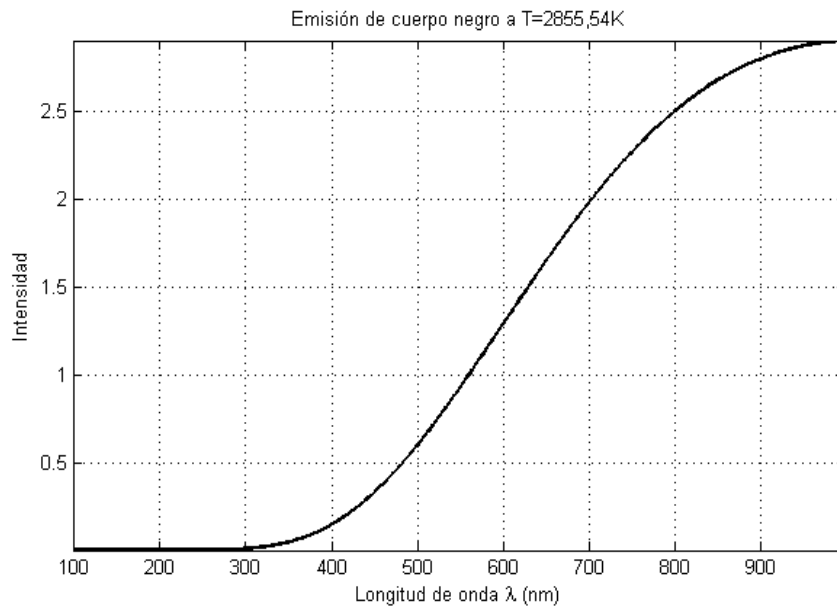


Figura 2.3: Espectro del iluminador estándar A de la CIE obtenido a partir de [22]

Utilizando una fuente de este tipo, el interferómetro que se debe obtener es un patrón de franjas de colores, que deben ir desvaneciéndose si la diferencia de caminos ópticos se acerca a la longitud de coherencia de la fuente. Sin embargo, la longitud de coherencia que afectará a cada sensor RGB será aproximadamente igual a la velocidad de la luz dividida entre el ancho de banda del espectro que absorbería cada sensor. En la Figura 2.4 se muestra el espectro absorbido por cada uno de los sensores si se utiliza el espectro de emisión de la Figura 2.3.

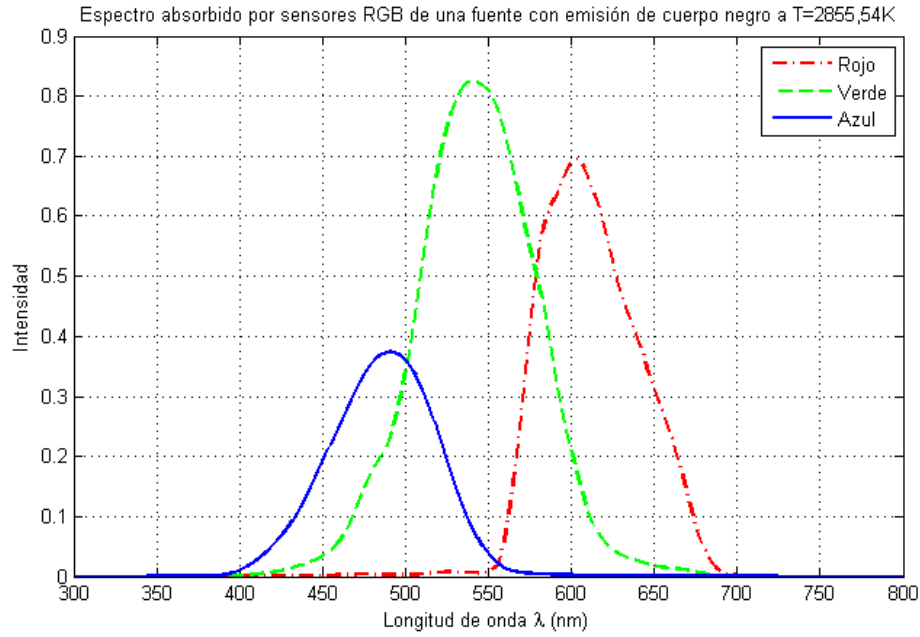


Figura 2.4: Espectro absorbido por sensores RGB de una fuente del iluminador estándar A de la CIE

Si se utiliza el cálculo de la longitud de coherencia suponiendo que los espectros son gaussianos, se puede utilizar la siguiente ecuación

$$L_c = \frac{2 \ln(2)}{\pi} \cdot \frac{\lambda_0^2}{\Delta \lambda} \quad (2.1)$$

Con λ_0 la longitud media y $\Delta \lambda$ el ancho de la gaussiana. De acuerdo a la gráfica en la Figura 2.4, tenemos los siguientes valores para los sensores:

Tabla 2.1 : Longitud de coherencia del espectro absorbido por los sensores RGB

Sensor	λ_0	$\Delta \lambda$	L_c
Rojo	603nm	73nm	2,20 μ m
Verde	541nm	82nm	1,58 μ m
Azul	492nm	77nm	1,39 μ m

Utilizando el simulador se generó un espectro de emisión como el de la Figura 2.3 y se configuró un plano inclinado donde el extremo izquierdo posee una altura de $z_{iz} = +10\mu m$ y el extremo derecho una altura $z_{de} = -10\mu m$

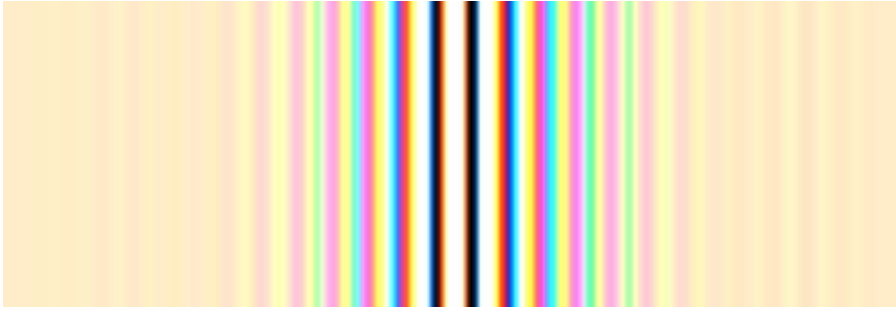


Figura 2.5: Interferograma simulado con fuente como iluminador estándar A de la CIE

En la Figura 2.5 se muestra el interferograma obtenido. La ganancia de la cámara fue ajustada de tal forma que el color a los extremos del interferograma coincidiera con el color establecido por la CIE para esa temperatura, esto implica que las componentes R, G y B del color al centro del interferograma sean el doble de las componentes a los extremos, y debido a que ya en el extremo el color tiene una componente de $R = 255$, $G = 235$ y $B = 200$, en el centro todos los sensores están saturados y es por esto que se ve blanco.

La longitud de coherencia indica la distancia a la cual la intensidad ha caído a la mitad, sin embargo, como los sensores están saturados, es muy difícil calcular la longitud de coherencia a partir de la imagen para cada sensor; sin embargo se puede observar que las franjas tienden a desaparecer aproximadamente a un cuarto del tamaño de la imagen a partir del centro en ambas direcciones, esto implica que la longitud de coherencia estará en el orden de los $2,5\mu m$ si suponemos que tenemos una ganancia de 2, entonces las franjas estarían desapareciendo a los $1,25\mu m$ si no tuviese la ganancia, este valor se acerca a los valores predichos.

2.2.3. Replicación de un interferograma real

En esta prueba se comparó el interferograma de un pozo hecho por ablación iónica sobre una superficie de silicio clivado, obtenido durante el proceso de desplazamiento de fase para la

obtención del perfil [23] y el interferograma generado por el simulador. El perfil del pozo utilizado se muestra en la Figura 2.6.

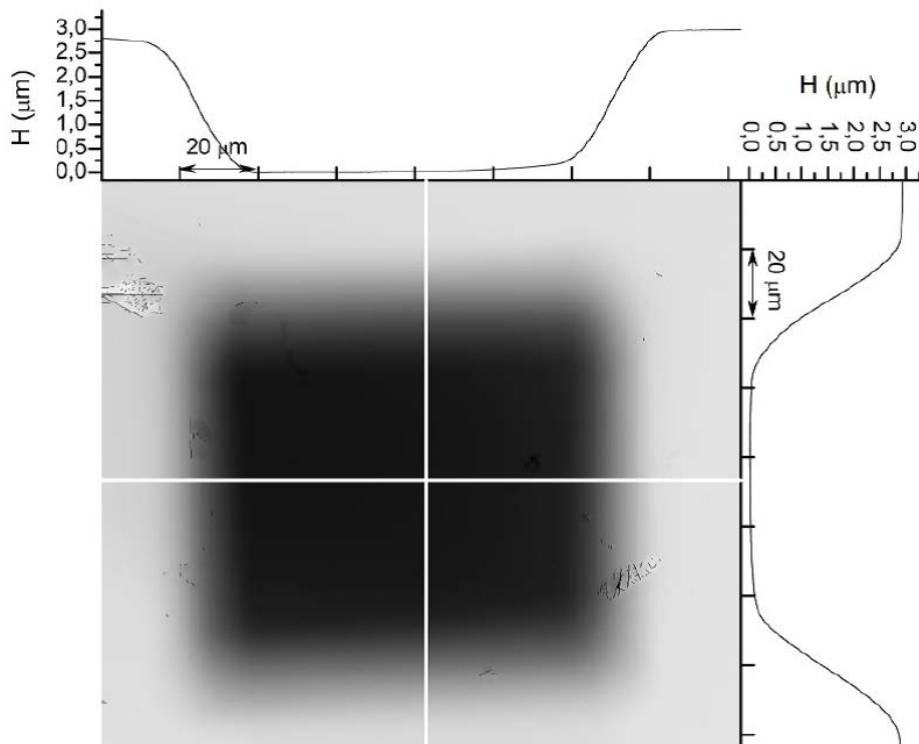


Figura 2.6: Perfil del Pozo hecho con ablación iónica en una superficie de silicio clivado [23]

La imagen del perfil se introdujo como información de profundidad de la muestra del simulador asignándole $3,375\mu m$ de resolución a los niveles de grises de la imagen, es decir: $0\mu m$ para el negro y $3,375\mu m$ para el blanco.

Para la obtención de los interferogramas se utilizó una cámara Canon A620. El interferómetro utilizado fue uno de tipo Mirau, al igual que el interferómetro programado en el simulador, la única diferencia es que los componentes del interferómetro del simulador se suponen ideales.

Durante el proceso de desplazamiento de fase aplicado para obtener el perfil del pozo, se utilizó una lámpara de tungsteno con un filtro de ancho espectral de $10nm$, centrado en

$\lambda = 546,1nm$. Para la simulación se utilizó una fuente gaussiana de ancho espectral $10nm$ centrada en $\lambda = 546,1nm$.

Luego de ajustar algunos parámetros como la inclinación, la fase de camino óptico, las ganancias, offset de la cámara y la inclusión de una perturbación sinusoidal con amplitud de $90nm$ y frecuencia $30Hz$ para obtener disminución del contraste, se obtuvo una imagen que reproduce bastante bien el interferograma obtenido con el sistema real. En la Figura 2.7 y en la Figura 2.8 se pueden observar las dos imágenes

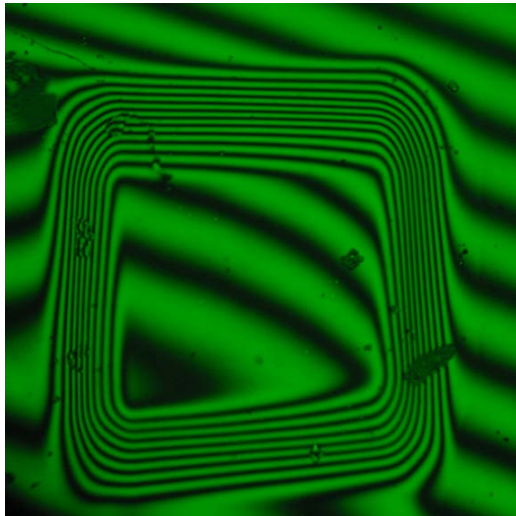


Figura 2.7: Interferograma real [23]

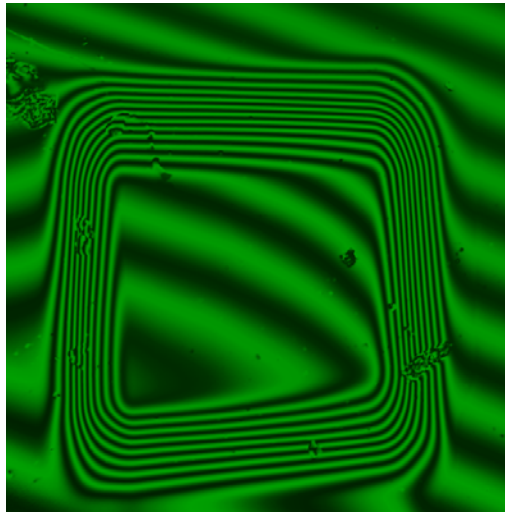


Figura 2.8: Interferograma simulado

Para simular con mayor exactitud las franjas, es necesario conocer la inclinación de la muestra y la fase en el momento de la imagen. Esta información, al igual que la información de las perturbaciones mecánicas al momento de la adquisición es desconocida, sin embargo se ajustaron intentando minimizar las diferencias observadas, logrando reproducir bastante bien el interferograma obtenido.

2.3. Conclusión

En el presente capítulo se presentó el simulador desarrollado y se explicó en detalle cada uno de los módulos que lo componen: generador de espectros, muestra, cámara, fuente de

iluminación, ruido e interferometría. Adicionalmente se describieron las pruebas de validación realizadas las cuales arrojaron como resultado que el simulador es capaz de reproducir interferogramas generados tanto con fuentes de iluminación de espectros quasi-monocromaticos como una fuente láser, o fuentes con espectros amplios tales como lámparas incandescentes. Se puede decir entonces que el simulador puede reproducir el fenómeno físico que ocurre en la formación de un interferograma.

La modularidad y los múltiples parámetros de configuración de cada uno de estos módulos, ofrecen una flexibilidad que permite la utilización de este simulador en diversas configuraciones para simular experimentos que puedan ser complejos o costosos antes de implementarlos experimentalmente.

En el capítulo III se expondrá el algoritmo de control implementado y se mostrarán los resultados de este algoritmo implementado en el simulador.

CAPITULO III

ALGORITMO DE CONTROL

Equation Chapter (Next) Section 1

Las vibraciones mecánicas en un interferómetro pueden afectar la diferencia de camino óptico entre los brazos del interferómetro. En un interferómetro de Mirau una perturbación puede acercar o alejar la muestra del plano de imagen, esto hace que el camino óptico del brazo de muestra varíe en dos veces el desplazamiento producto de la vibración, por lo tanto resulta en una alteración de la diferencia de camino óptico y en un movimiento de las franjas.

Debido a la integración que realiza la cámara durante el tiempo de exposición, el efecto de las vibraciones mecánicas se puede traducir como una reducción en el contraste y/o un movimiento de las franjas. Durante el tiempo de exposición de la cámara, esta detecta varias posiciones de las franjas, por lo que la integración producirá una reducción de contraste si la media de las vibraciones en el tiempo de integración es cero. Por el contrario, si la media no es cero, se observará un movimiento de las franjas del interferograma y posiblemente también una reducción en el contraste.

Mientras más rápido la cámara obtenga las imágenes, mayor será la información de las vibraciones mecánicas que se podrá obtener; sin embargo, mientras mas rápido va, menos tiempo de exposición tendrá, lo que implica que la imagen obtenida será más oscura, esto crea un compromiso entre cuanta información de las vibraciones se puede obtener sin que la imagen vea disminuida su luminosidad para ser procesada.

Como se indicó previamente, el propósito de éste trabajo es tratar de desarrollar un sistema que sea capaz de disminuir o compensar el efecto de las vibraciones mecánicas en el contraste de imágenes obtenidas en un sistema de interferometría, utilizando como único sensor la misma cámara que toma los interferogramas. Una de las características principales de

la cámara que se posee en el laboratorio, es que la velocidad de adquisición de las imágenes es ajustable, sin embargo, para obtener una buena calidad y tamaño de imagen, la cantidad de cuadros por segundo que puede obtener debe mantenerse en un número bajo.

3.1. Observaciones iniciales

Observaciones iniciales indicaban que las vibraciones mecánicas tomadas a una velocidad de 30 cuadros por segundo, tenían un efecto de reducción del contraste debido a la superposición de las franjas durante el tiempo de integración.

Si se pudiese variar la distancia del plano de imagen a la muestra en un interferómetro de Mirau de tal manera que anulase las vibraciones mecánicas, el efecto de éstas se vería compensado. Para esto se requiere conocer en detalle las características de las vibraciones mecánicas, sin embargo con el sistema disponible en el laboratorio, es prácticamente imposible acceder a tales características. Se debería poder muestrear las vibraciones a por lo menos el doble de la frecuencia máxima que estas posean para cumplir el criterio de Nyquist [24], pero lograr eso implicaría una cámara muy rápida y un algoritmo de procesamiento de movimiento de las franjas para poder detectar cuál fue la amplitud de las vibraciones. Aun así el control estaría sujeto a predecir el comportamiento futuro de las vibraciones para poder compensarlas.

Al no poseer un sistema con tales características, se plantea tratar de reducir el efecto de las vibraciones sin un conocimiento explícito de la forma del ruido. Suponiendo que las franjas no se desplazan y solo reducen su contraste en presencia de las vibraciones y que el contraste disminuido es constante a lo largo del tiempo, se puede pensar que las vibraciones tienen algún tipo de periodicidad respecto al tiempo de integración de la cámara, es decir, que el espectro de las vibraciones tendría componentes frecuenciales múltiplos de la frecuencia de integración de la cámara o la frecuencia de las vibraciones es tan alta que los desfases son despreciables..

Con un micrófono adherido a la mesa de trabajo donde se encuentra el microscopio, se realizó un registro audible y se logró obtener información acerca de las vibraciones mecánicas que estaban presentes, aun cuando el acople entre la mesa y el micrófono no era óptimo. Con

un programa de procesamiento de audio (Audacity [25]), se pudo amplificar la señal y obtener un espectro en frecuencia muy aproximado de las vibraciones que se supone afectan al sistema. El espectro resultante se muestra en la Figura 3.1.

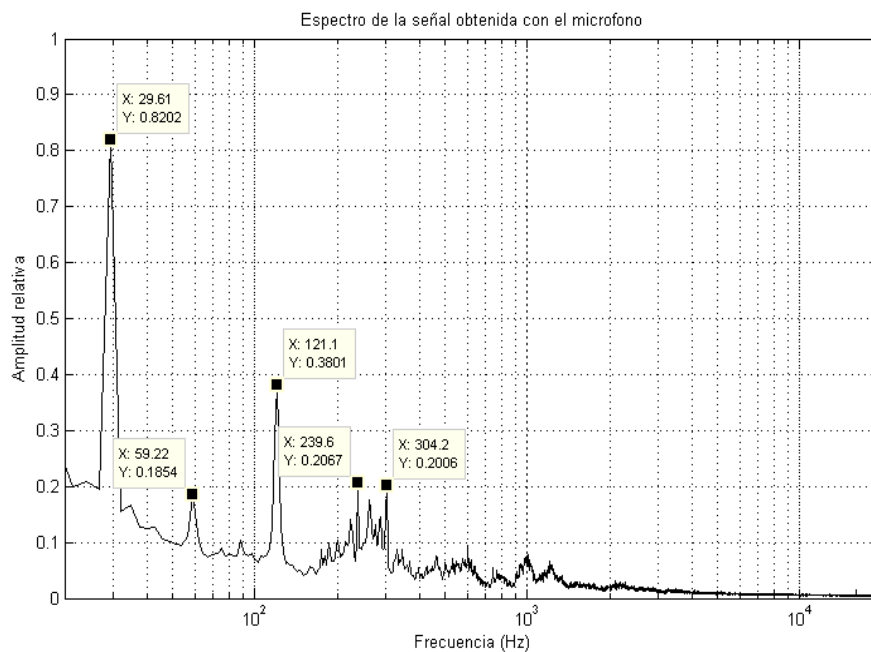


Figura 3.1: Espectro en frecuencia del ruido obtenido con micrófono

Cabe destacar que al grabar con un micrófono, el sistema de adquisición solo dejará pasar señales en las frecuencias audibles entre 20Hz y 20KHz [26]. Sin embargo, es posible identificar algunos picos a frecuencias de 30Hz, 60Hz, 120Hz, 240Hz y 300Hz, todos múltiplos de 30Hz que comúnmente es la frecuencia de muestreo de la cámara y coincide con la cantidad de imágenes por segundo de las observaciones iniciales. El origen de estas componentes frecuencias puede deberse a la vibración producida por motores que podrían estar ubicados en los laboratorios adyacentes. Los motores principalmente de inducción comúnmente giran a 1800rpm y son alimentados con 60Hz, existen estudios que indican que si los motores no están en optimas condiciones, pueden presentar vibraciones a $1/2 X$, $1X$ y/o a $2X$ y a $1f_L$, y $2f_L$. Siendo X la frecuencia de rotación y f_L la frecuencia de la línea de alimentación [27, 28].

3.2. Simulación de vibraciones

Con Matlab se generó una señal en tiempo que contiene los picos obtenidos en el espectro de la Figura 3.1 más un ruido blanco añadido, la señal resultante se muestra en la Figura 3.2 junto a la envolvente que fue obtenida pasando la señal por un filtro pasa bajo sintonizado a 60Hz.

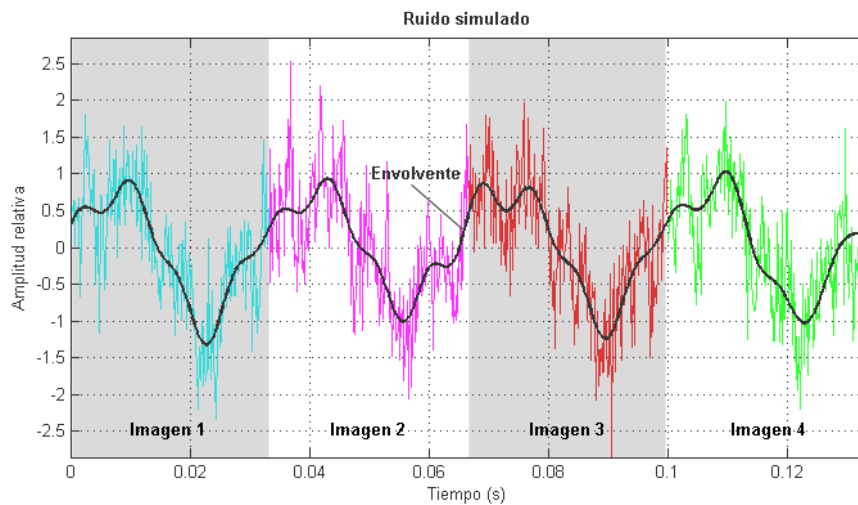


Figura 3.2: Ruido simulado según espectro obtenido

El espectro del ruido simulado se muestra en la Figura 3.3, donde se observa que mantiene los picos principales del espectro obtenido experimentalmente de la Figura 3.1.

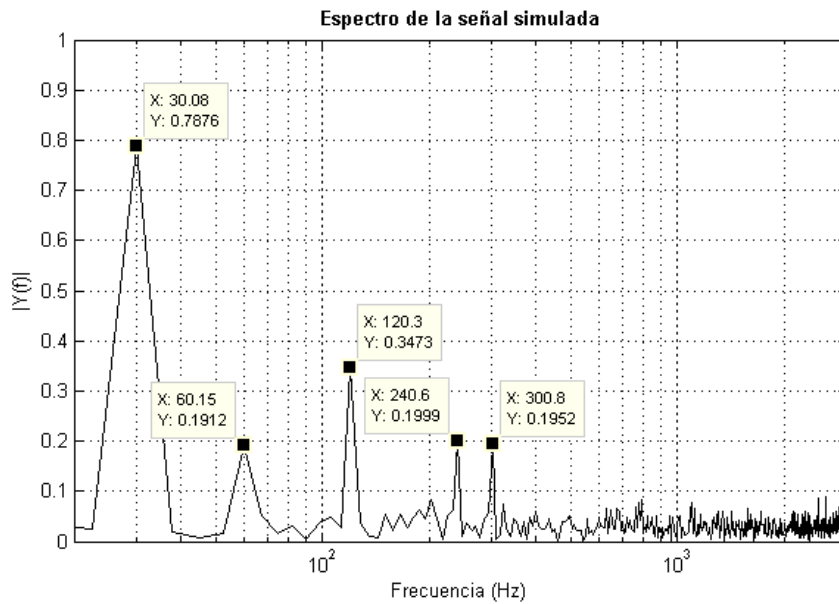


Figura 3.3: Espectro de la señal de ruido simulada

En vez de compensar el ruido punto a punto, se puede intentar compensar las componentes frecuenciales predominantes, por lo que se podría utilizar una señal de control que reduzca la amplitud restando la envolvente del ruido. Se puede observar que la envolvente en la Figura 3.2 tiene una forma relativamente constante en cada período de integración de la cámara, si se toma cada parte de la señal según las imágenes y se promedian las envolventes se puede obtener una señal que, si se reproduce periódicamente, emulará a la envolvente del ruido.

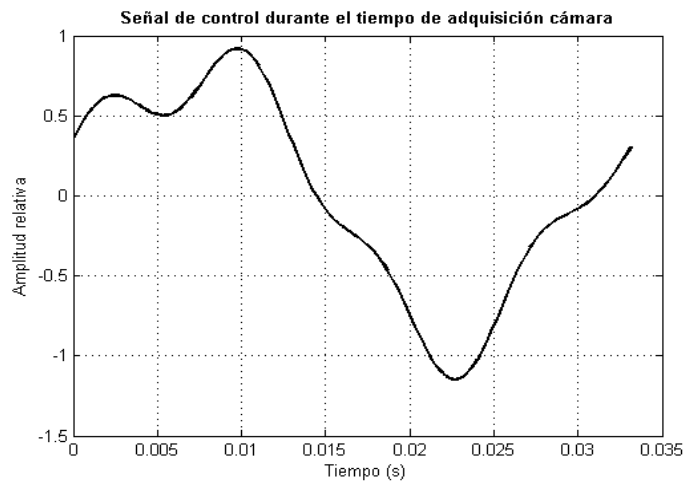


Figura 3.4: Señal promedio de la envolvente del ruido en los períodos de integración de la cámara

. En la Figura 3.4 se muestra el promedio de la envolvente de los 4 períodos de integración de la Figura 3.2. Se puede observar en la Figura 3.5, que la señal promedio repetida periódicamente se asemeja a la envolvente original del ruido.

Si se le resta esta señal al ruido se puede obtener una reducción de la amplitud de las vibraciones. En la Figura 3.6 se muestra la señal de ruido obtenida luego de la resta del promedio repetido periódicamente.

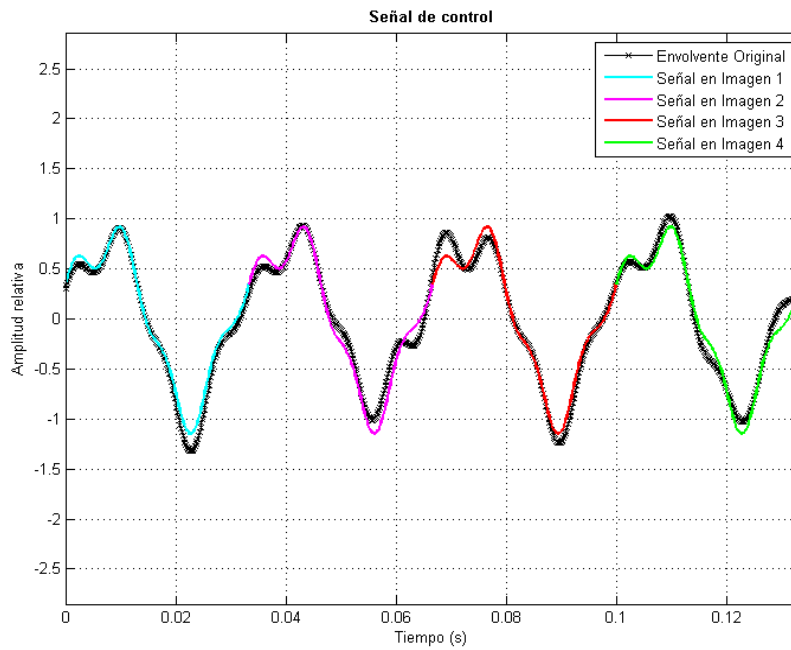


Figura 3.5: Señal de control repetida periódicamente

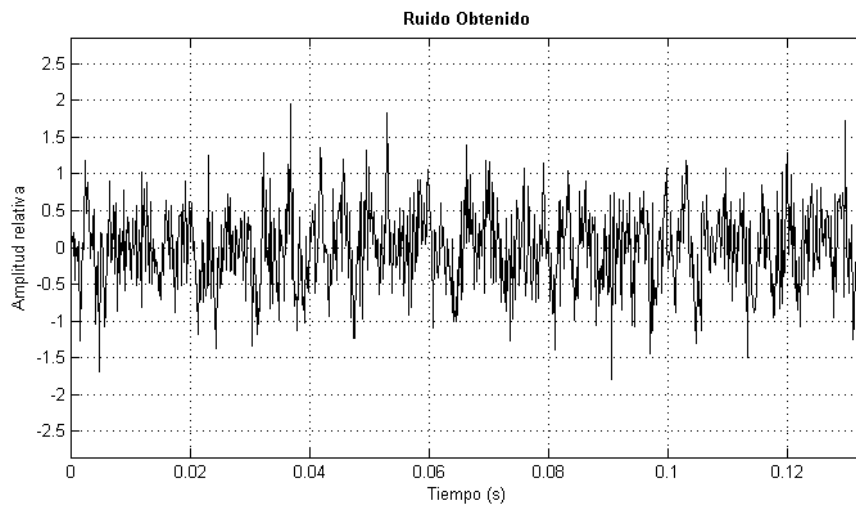


Figura 3.6: Ruido obtenido luego de la resta de la señal de control

Como se puede observar en la Figura 3.6 la amplitud debido a la envolvente fue prácticamente eliminada, quedando solamente la amplitud proveniente de alta frecuencia.

Analizando las señales, se obtuvo que la señal original tiene una media de 0.0081, mientras que la de la nueva señal fue -0.0021, resultando en una reducción de aproximadamente 75% en el valor absoluto. Para la desviación estándar se obtuvo que para la señal original era de 0.8468 y para la nueva señal de 0.5583 resultando en una reducción del 34%. Finalmente para la integral del módulo de la señal en el tiempo se tiene que la señal original tenía un área bajo la curva de 0.0915, mientras que para la nueva señal se tiene que es 0.0707, representando una reducción del 22% aproximadamente.

Estas reducciones podrían tener un impacto positivo en la reducción del efecto de las vibraciones en el sistema interferométrico, sobre todo la disminución en la amplitud observada en la integral del valor absoluto.

3.3. Algoritmo de control

El sistema de control debería ser capaz de identificar la envolvente de la señal de ruido para cada imagen y luego introducirla de forma inversa durante cada período de integración. Sin embargo, no es posible obtener esta información ya que se debe aumentar la velocidad de adquisición de la cámara. Es por esto que se desarrolló un algoritmo semi-aleatorio para tratar de conseguir una señal que pueda emular la envolvente.

Se propone un sistema de control donde se obtenga un promedio del contraste de las imágenes antes de introducir señales. Luego durante el tiempo de integración de la cámara se introducen señales gaussianas, de amplitud y ancho aleatorio, inicialmente centradas en el tiempo cero. En cada imagen se va desplazando la señal gaussiana de modo de realizar un barrido en todo el tiempo de integración. Si en algún momento se obtiene un contraste de al menos 95% del mejor contraste obtenido, se promedian los contrastes de 3 imágenes con la misma señal y se registran los parámetros si el promedio es el nuevo mejor contraste, luego de esto se continúa con el desplazamiento.

Luego de haber llegado al final del desplazamiento, si el mejor contraste obtenido supera al contraste inicial, se procede a hacer un barrido de amplitud con la señal centrada en donde se obtuvo mejor contraste en el barrido anterior, en caso contrario, la señal se descarta y se vuelve al paso anterior. El barrido se realiza desde una amplitud de cero hasta el doble de la amplitud original, al igual que en el barrido de desplazamiento; si alguna amplitud obtiene un contraste de al menos el 95% del mejor contraste obtenido, se promedian los contrastes de 3 imágenes con la misma señal, se registran los parámetros si es el nuevo mejor contraste y se continúa con el barrido.

Finalizado el barrido de ancho de la gaussiana, se repite el procedimiento de los barridos pero acumulando todas las señales que hayan superado anteriormente el contraste, de esta manera se va construyendo una señal que poco a poco va aumentando el contraste. En la Figura 3.7 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo propuesto.



3.4. Algoritmo de control en el simulador

Se implementó el algoritmo de control propuesto en lenguaje C++ para que fuese ejecutado utilizando el simulador desarrollado. Se utilizó como muestra un plano inclinado altamente reflectante para obtener franjas verticales y disminuir el tiempo de procesamiento, como cámara y fuente se utilizaron las mismas que en la prueba del simulador en la sección 2.2.3, se introdujo unas vibraciones con el espectro de la Figura 3.1. Para realizar la medida de contraste se convirtió la imagen en escala de grises y se halló el máximo y el mínimo de intensidad, y el contraste se obtuvo con la siguiente ecuación:

$$contrast = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}} \quad (3.1)$$

Debido a que se está utilizando un plano inclinado y el simulador generará imágenes sin ruido y sin imperfecciones introducidas por la cámara, la ecuación (3.1) es suficiente para obtener una medida de la calidad de las franjas, sin embargo para calcular el contraste en una imagen real sería necesario utilizar una fórmula que tome en cuenta el conjunto global de puntos en la imagen para disminuir el efecto de las imperfecciones de la cámara.

La etapa de obtención del contraste inicial ocurrió en 10s en tiempo de adquisición, luego se activó el control por otros 60s y finalmente se apaga el proceso de ajuste del control y se mantiene la señal obtenida. Se registró el contraste en cada imagen obteniéndose la siguiente gráfica (Figura 3.8)

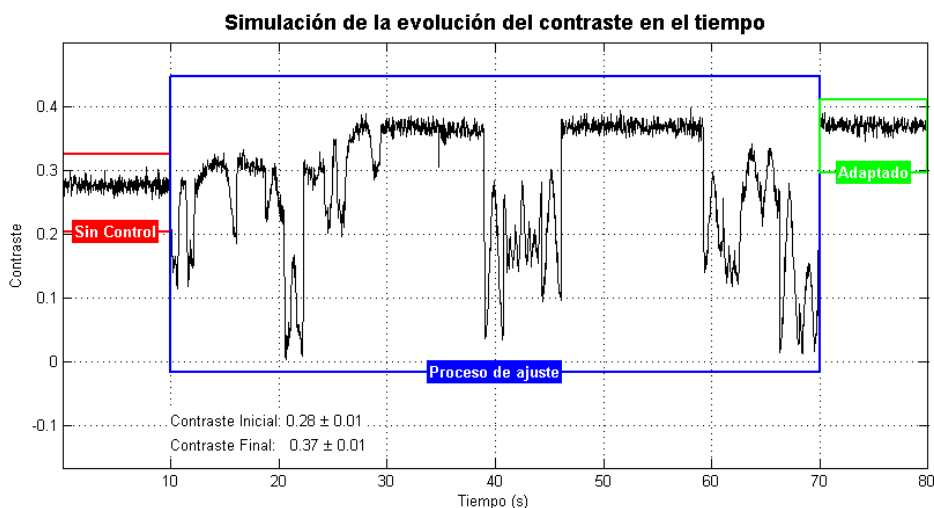


Figura 3.8: Gráfica del contraste en el tiempo para la simulación del control

Como se puede observar en la gráfica de la Figura 3.8, durante el proceso de adaptación de la señal existen fluctuaciones grandes en el contraste debido a que muchas de las señales que se prueban lo que hacen es empeorar el contraste, sin embargo, las señales que logran mejorarlo se van quedando y una vez que este proceso se detiene, la señal obtenida es capaz de aumentar el contraste de las franjas, en el caso de la simulación de la Figura 3.8 fue de 0.28 ± 0.01 a 0.37 ± 0.01 , lo que corresponde a un incremento de aproximadamente 32,14%, sin embargo, las mejoras de contraste no fueron constantes en todas las pruebas realizadas, el promedio obtenido fue de $(21 \pm 9)\%$.

Comentario [v2]: Rafa, acomode esto un poco, la grafica que había puesto no era la mejor, también agrague información de las otras pruebas. Será que comento que pasa si se aumenta el tiempo de la simulación? O lo dejo abierto para que me lo pregunten?

3.5. Conclusiones

El algoritmo de control propuesto se basa en que existen componentes frecuenciales de las vibraciones que son múltiplo de la frecuencia de adquisición de la cámara, estas componentes afectarán periódicamente el contraste de las imágenes sin introducir movimientos significativos en las franjas de los interferogramas. Para reducir éste efecto, el algoritmo tratará de ajustar una señal de control para contrarrestar estas componentes y así aumentar el contraste de las imágenes.

Los resultados obtenidos en el simulador desarrollado muestran que el algoritmo de control es capaz de aumentar el contraste tras un tiempo de adaptación de la señal de control, sin embargo, este tiempo es indeterminado ya que es un proceso aleatorio que busca ajustar una señal a la forma de onda de la envolvente de las vibraciones, por lo tanto, el tiempo de convergencia puede ser muy largo y la mejora de contraste puede ser poco significativa.

En el siguiente capítulo se expondrá la instrumentación real que fue utilizada, además de los programas y circuitos desarrollados para poder implementar en un sistema real el algoritmo propuesto.

Comentario [v3]: Reescribi esto y elimine lo de la premisa, que tal esta ahora?

CAPITULO IV

INSTRUMENTACIÓN

Equation Chapter (Next) Section 1

El sistema de control propuesto fue implementado en un interferómetro real, que está sujeto a perturbaciones mecánicas. En el presente capítulo se explicarán todos los componentes existentes y los que fueron desarrollados para el sistema.

4.1. Sistema de microscopía interferencial

El sistema consiste de un microscopio Nikon Optiphot de luz incidente en reflexión diseñado para aplicaciones metalúrgicas. Este microscopio permite observar la imagen simultáneamente con una cámara y directamente por un observador mediante un binocular. Dentro de un objetivo comercial de 20X se tiene un interferómetro de Mirau con el cual se observa el fenómeno de interferometría. El objetivo se encuentra instalado sobre un actuador piezoeléctrico PI-720 PIFOC[®], para el ajuste fino de la fase óptico. El piezoeléctrico se controla con una fuente/amplificador E-662 de PI[®]. La fuente de iluminación utilizada es una fuente de tungsteno de 100W de potencia y se le puede colocar un filtro espectral pasa banda de ancho 10nm centrado en 546,1nm. En la Figura 4.1 se muestra el diagrama del sistema.

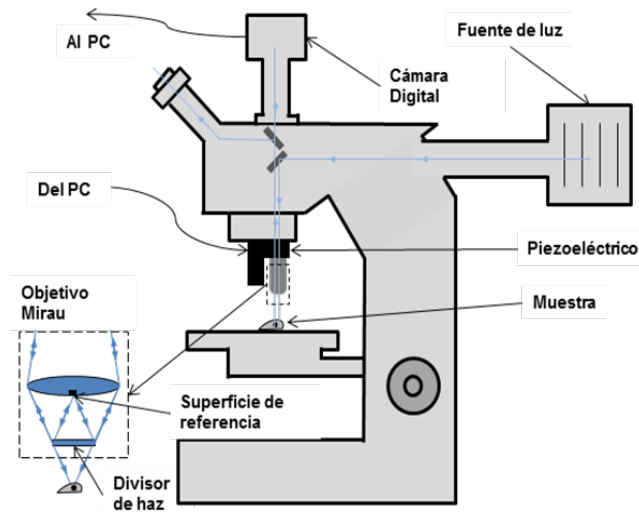


Figura 4.1: Esquema del sistema interferométrico [23]

El microscopio está colocado sobre una mesa de instrumentación óptica marca Ealing con un sistema anti vibración de la misma marca que no se encuentra operativo. Para obtener las imágenes se dispone de una cámara PixeLINK PL-B776U que se conecta al microscopio por una montura C y por cable USB a la PC.

La fuente/amplificador del piezoeléctrico tiene controles para ajustar el voltaje de salida y adicionalmente posee un puerto de entrada para una señal de control que será amplificada por un factor de 10 y que sirve para realizar un ajuste fino del voltaje que se le introduce al piezoeléctrico.

Con esta infraestructura es posible capturar los interferogramas en la computadora variando la fase óptica de forma manual a través del microscopio y para un ajuste mas fino, se puede utilizar el control de la fuente del piezoeléctrico.

4.2. Interconexión PC-Piezoeléctrico

Para automatizar el sistema e implementar el sistema de control propuesto fue necesario realizar la conexión de la computadora a la fuente del piezoeléctrico. Como el sistema descrito es utilizado en la técnica de desplazamiento de fase, en [23] realizaron una conexión entre la PC y la fuente utilizando una tarjeta de acondicionamiento de señales que recibía tonos de la

de la tarjeta de sonido de la PC y mediante un convertidor frecuencia-voltaje y una serie de filtros obtenía un voltaje DC que era inyectado a la fuente del piezoeléctrico. Esta señal DC se utilizaba para ajustar de manera precisa los saltos de fase del algoritmo de desplazamiento de fase, sin embargo para implementar el algoritmo de control se requiere que la señal sea dinámica con componentes AC, el convertidor frecuencia-voltaje y los filtros de esta tarjeta impiden la generación de una señal que sea útil para el control. Es por esto que se decidió utilizar una tarjeta de adquisición y generación de señales de National Instruments modelo 6024E que posee 2 canales analógicos de 12 bits de resolución a una amplitud máxima de $\pm 10V$ y a una tasa de salida de $10kS/s$ (10.000 muestras por segundo)[29] para generar las señales analógicas que serían introducidas a la fuente.

Se diseñó una tarjeta que incorporaba los dos métodos de generación de las señales. Para la parte DC se utilizó el convertidor frecuencia-voltaje y para la parte AC la tarjeta de 6024E. A través de una serie de amplificadores y filtros se suman ambas señales para obtener un rango deseable de ajuste fino de la fase mediante la tarjeta de sonido y una generación de señales AC provenientes de la tarjeta de National Instruments.

La tarjeta consta de 5 partes principales: la etapa de alimentación, el convertidor frecuencia voltaje, filtros de la señal DC, filtros de la señal AC y un amplificador sumador.

4.2.1. Etapa de alimentación

Esta etapa se encarga de generar los voltajes de alimentación de todas las demás partes de la tarjeta. Es una fuente lineal, que a través de un transformador que convierte el voltaje AC de la línea de 120V a dos voltajes AC de 12V utilizando un enrollado principal y uno secundario con línea central.

Los voltajes AC luego son pasados por un puente rectificador de onda completa para luego ser rectificado y convertidos a $\pm 12VDC$ a través de reguladores lineales 78L12 y 79L12. El diagrama de esta etapa se muestra a continuación (Figura 4.2)

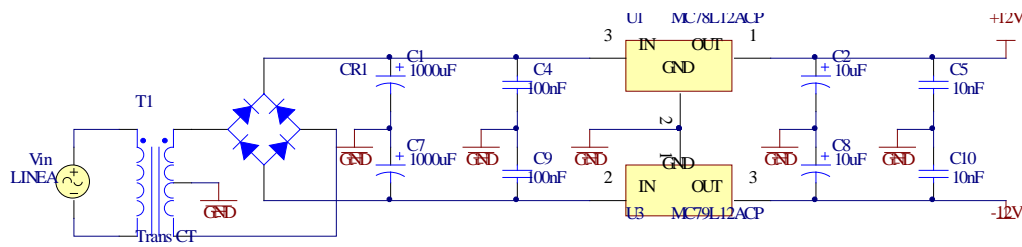


Figura 4.2 : Esquemático de la etapa de alimentación de la tarjeta de acondicionamiento

4.2.2. Convertidor frecuencia-voltaje

Esta etapa del circuito se encarga de generar un voltaje continuo que depende de la frecuencia de la señal de entrada. Utiliza un convertidor frecuencia-voltaje LM2907-8, éste circuito posee un comparador con histéresis con la entrada inversora conectada a tierra, se encarga de generar una señal PWM que cambia con cada cruce por cero de la señal de entrada. Luego pasa por una bomba de carga que convierte la señal PWM en un voltaje DC a través de un filtro RC y un condensador de integración externos. Finalmente utiliza un amplificador operacional para manejar el transistor de salida que puede ser utilizado a colector común o emisor común[30]. El diagrama del LM2907 se observa en la Figura 4.3

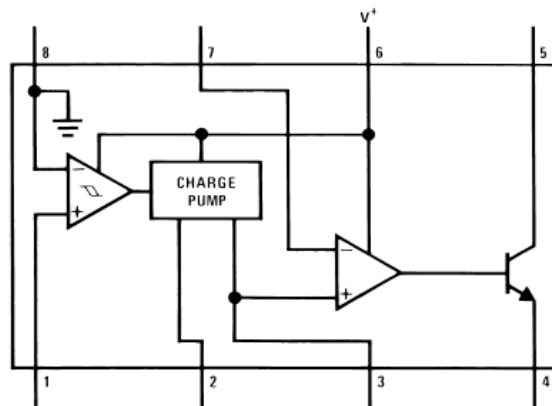


Figura 4.3 : Diagrama del LM2907-8 [30]

Con los valores del circuito se puede obtener una salida máxima de $10,6V$ a una frecuencia de entrada de $8,83kHz$, con lo que se obtiene una resolución de $1,2mV / Hz$, el valor teórico máximo del voltaje de rizado será de $0,6mV$.

Para asegurar de que la señal DC no tenga componentes frecuenciales se utilizó un filtro pasa bajo de segundo orden de arquitectura de múltiple realimentación (MFB) tipo Bessel [31] sintonizado a 10Hz . Adicionalmente se utilizó un filtro pasivo pasa bajo sintonizado a 30kHz a la salida del primer filtro para reducir el efecto de las no linealidades de los amplificadores operacionales que introducen un cero a altas frecuencias [31].



Figura 4.4: Esquemático del convertidor frecuencia voltaje

El esquemático de ésta etapa se puede observar a continuación en la Figura 4.5.

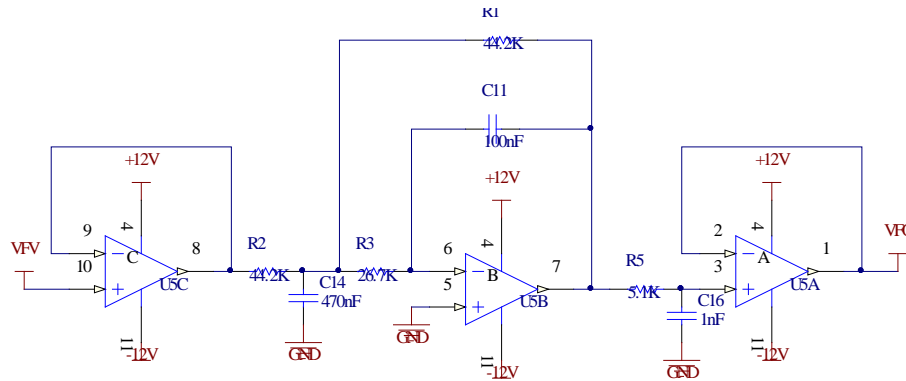


Figura 4.5: Esquemático de la etapa de filtrado de la señal DC

4.2.4. Etapa de filtrado de la señal AC

Al igual que la etapa de filtrado de la señal DC se utilizó una etapa de filtrado para la señal proveniente de la tarjeta 6023E de National Instruments. Sin embargo el filtro pasa bajo de segundo orden tipo Bessel de arquitectura MFB utilizado fue sintonizado a $5kHz$ de tal forma que pueda dejar pasar la máxima frecuencia que puede entregar los convertidores DAC de la tarjeta, que según Nyquist, la frecuencia máxima que se puede reproducir es la mitad de la frecuencia de muestreo, debido a que la frecuencia de muestreo de la tarjeta es de $10kHz$ la frecuencia máxima será de $5kHz$.

Al igual que los filtros para la señal DC, se utiliza un seguidor al inicio, un filtro pasa bajo para contrarrestar las no linealidades del operacional a la salida del filtro MFB y otro seguidor a la salida para reducir la impedancia de salida. El esquemático de esta etapa se encuentra en la Figura 4.6.

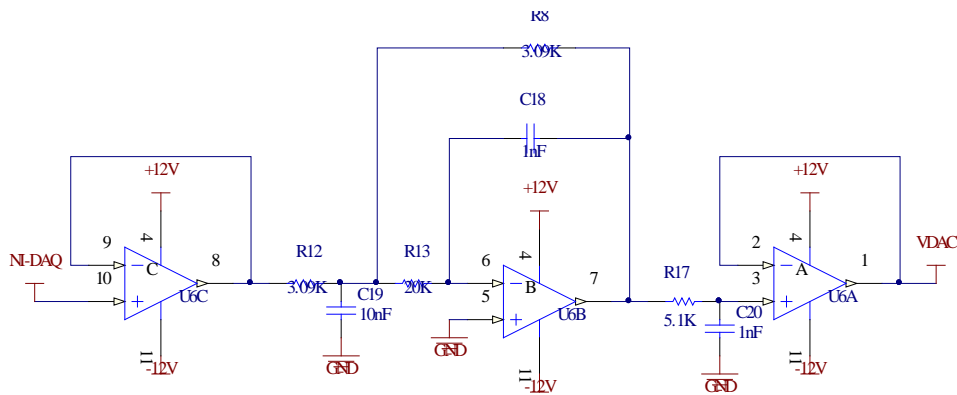


Figura 4.6: Esquemático de la etapa de filtrado de la señal AC

4.2.5. Etapa de amplificación de salida

Para ajustar la amplitud de salida de las etapas DC y AC y sumarlas en una única salida se utilizó un circuito sumador inversor, ya que los filtros MFB poseen una ganancia unitaria pero negativa.

Se utilizaron potenciómetros multi-vuelta para ajustar las ganancias del circuito. Para la señal AC, la ganancia puede ir desde aproximadamente 0.05 hasta 1, mientras que para la señal DC, la ganancia puede ir desde 0,005 hasta 1, esto se debe a que el control se realizará con la señal DC y por lo tanto debería ser capaz de inyectar valores mucho mas pequeños en un rango menor. El esquemático se puede observar en la Figura 4.7.

La salida de este circuito se conecta a la fuente/amplificador del piezoeléctrico a través de un puerto de control que tiene una ganancia de 10.

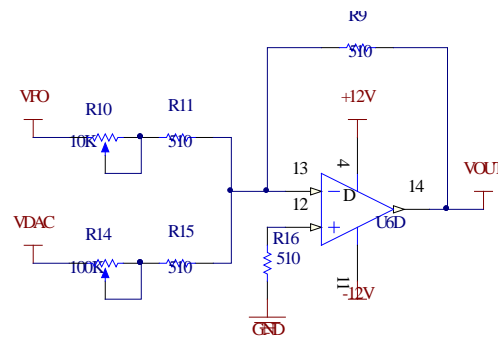


Figura 4.7: Esquemático de la etapa de amplificación de salida

4.3. Software desarrollado

Para lograr la implementación del control se desarrollaron diversas funciones o subVIs en LabVIEW 2010 que permiten el manejo de: la cámara para obtención de imágenes y su procesamiento; la tarjeta de sonido de la computadora para generar tonos de distintas frecuencias para la señal DC; la tarjeta de NI 6024E para la generación de señales AC; algunas funciones generales; y finalmente un VI para el algoritmo de control que utiliza las funciones anteriormente mencionadas.

4.3.1. VIs asociados al funcionamiento de la cámara y manejo de imágenes

Para el control de la cámara de PixeLINK PL-B766U se utilizó el API para LabVIEW suministrado por PixeLINK, el cual es una librería de funciones básicas en forma de subVIs para el manejo de las distintas características y funciones de la cámara. También se utilizó el módulo de LabVIEW para visión que trae distintas funciones para el manejo y procesamiento de imágenes utilizando un objeto llamado IMAQ.

Utilizando el API de PixeLINK se desarrolló una librería de 10 subVIs que sirven para obtener y establecer información, propiedades y parámetros de la cámara como el tamaño del buffer, el tiempo de exposición, las ganancias, la región de interés, el formato de los pixeles, etc., También existen funciones para detener o comenzar la captura de imágenes y su transformación a un objeto IMAQ que LabVIEW pueda entender.

Adicionalmente se hicieron 12 subVIs para la conversión, procesamiento y visualización de las imágenes obtenidas por la cámara en un objeto de LabVIEW IMAQ. Estas diversas funciones se encargan de la inicialización y destrucción de los objetos IMAQ, la conversión entre imágenes y arreglos, la conversión entre espacios de color, la obtención del contraste de la imagen y almacenamiento de archivos de video.

Para la obtención del contraste se desarrollaron 3 subVIs que utilizan diferentes métodos de cálculo. Los métodos implementados son: contraste RMS, contraste de Michelson y el contraste en una línea. Tanto el contraste RMS y el contraste de Michelson requieren una conversión de la imagen al espacio de color HSL, debido a que utilizan la luminosidad para el cálculo del contraste.

El contraste de Michelson se calcula utilizando la siguiente ecuación [32, 33] (4.1):

$$C_{michelson} = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{L_{\max} + L_{\min}} \quad (4.1)$$

Donde L_{\max} y L_{\min} son los máximos y mínimos globales de la luminiscencia en la imagen.

El contraste RMS utiliza la totalidad de los puntos de la imagen para obtener un resultado, la ecuación para calcular este contraste viene dado por [32, 34]:

$$C_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{M \cdot N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{M-1} (L_{ij} - \bar{L})^2} \quad (4.2)$$

Donde M y N son las dimensiones de la imagen, \bar{L} es el promedio de la luminiscencia de todos los pixeles y L_{ij} es la luminiscencia del pixel con coordenadas (i, j) dentro de la imagen.

El contraste en una línea se basa en solicitarle al usuario la creación de una línea en la imagen, en base a esta línea se evalúa la intensidad de la imagen en cada punto que cruce la línea y se calculará el contraste de Michelson con el máximo y mínimo de luminiscencia de este conjunto de puntos

Comentario [v4]: Rafa, Este contraste es para una imagen arbitraria, no solo se utiliza para franjas de interferogramas

Comentario [v5]: Rafa, Es de los puntos, se refiere a como se calcula el contraste RMS en una imagen arbitraria

Al utilizar una línea, permite reducir la cantidad de puntos para evaluar y así evitar que los máximos y mínimos puedan caer en puntos brillantes o puntos oscuros que puedan existir en la cámara.

Con los subVIs desarrollados para el control de la cámara y el manejo de imágenes se generó un VI de prueba para comprobar el funcionamiento aislado de la cámara. Este VI permite la configuración de las principales características de la cámara, visualizar el contraste de la imagen mediante el método de línea y permite la visualización de imágenes y la grabación de videos. La pantalla frontal de este VI se muestra en la Figura 4.8

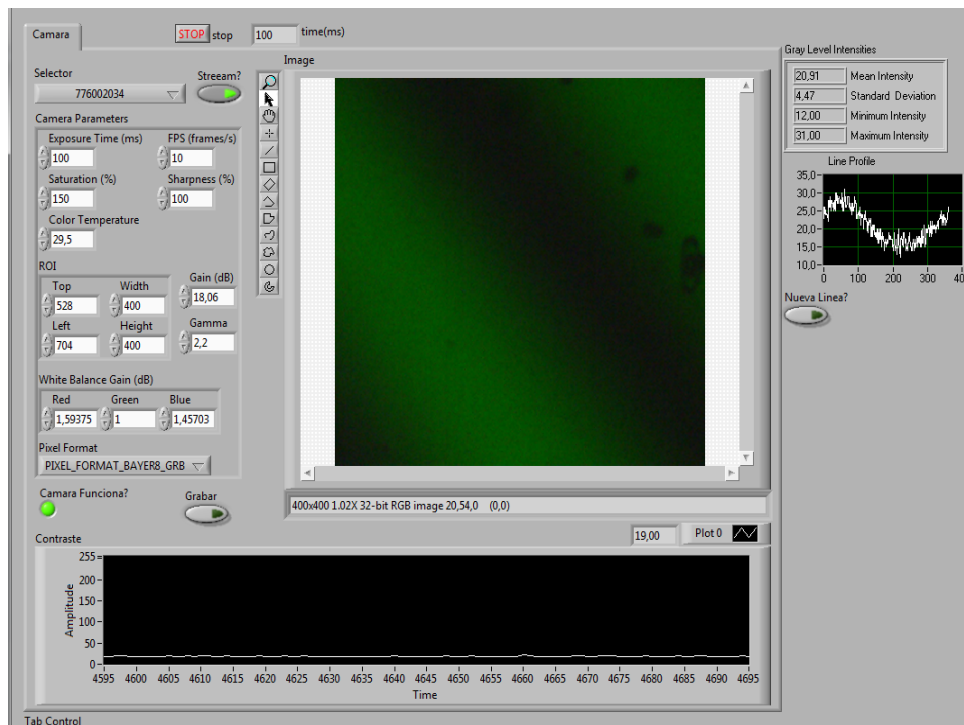


Figura 4.8: Panel Frontal del VI de prueba de la cámara

4.3.2. VIs asociados con la tarjeta de sonido

Para el control de la tarjeta de sonido se hicieron subVIs con la librería que suministra LabVIEW, entre estos subVIs están los encargados de inicializar y limpieza del dispositivo de sonido, detectar cambios en las propiedades del dispositivo por parte del usuario,

configuración del dispositivo y la generación de un tono según una frecuencia de entrada. Utilizando estos subVIs se desarrolló un VI de prueba para verificar el funcionamiento de la tarjeta de sonido y la generación de tonos que serían inyectados al convertidor frecuencia voltaje.

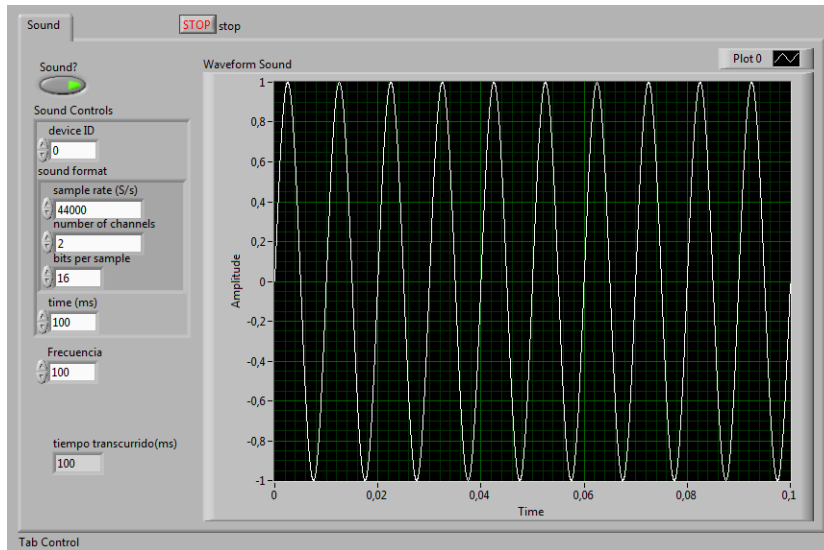


Figura 4.9 : Panel Frontal del VI de prueba de la tarjeta de sonido

4.3.3. VIs asociados con la tarjeta NI 6023E

Al igual que para la tarjeta de sonido, se desarrollaron unos subVIs para el control de la tarjeta NI 6023E. Se utilizaron funciones del módulo de medición (NI-DAQmx) como base para desarrollar los subVIs que controlan la inicialización y limpieza del dispositivo, la configuración, los límites, la detección si el usuario modifica algún parámetro, y creación de las señales en tiempo que serán introducidas a la tarjeta de filtrado y amplificación para generar la señal de control.

Nuevamente se desarrolló un programa para comprobar la funcionalidad de este dispositivo por separado, el panel frontal se muestra en la Figura 4.10.

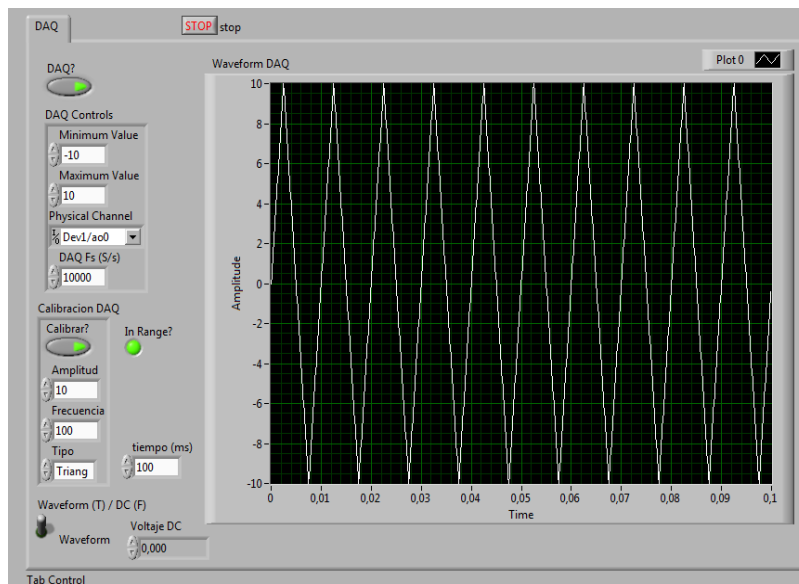


Figura 4.10: Panel frontal del VI de prueba de la tarjeta NI 6023E

4.3.4. VIs asociado al control

Una vez realizadas todas las pruebas de los elementos por separado, se procedió a implementar el control utilizando los elementos ya desarrollados, y para la lógica del control se hicieron nuevos subVIs específicos para este fin. Entre los subVIs desarrollados para el control se encuentra el generador de la señal inicial gaussiana con parámetros aleatorios, la máquina de estados que replica el algoritmo de la Figura 3.7 y subVIs que se encargan de aumentar los pasos en amplitud, ancho y media de la gaussiana, promediar los contrastes de las imágenes para la misma señal, entre otros parámetros.

En la Figura 4.11 se puede observar la interfaz del VI que ejecuta el algoritmo de control propuesto. Posee una pestaña de configuración de cada uno de los elementos del sistema y se puede observar la imagen que está recibiendo la cámara, la señal de control que está inyectando y una gráfica de la evolución del contraste. La interfaz del control tiene 3 botones adicionales a los parámetros de configuración, el botón “Control ON?” ejecuta el algoritmo, mientras que el botón “Ajuste ON?” le indica al programa que pruebe señales para tratar de aumentar el contraste, si se desactiva este botón se introducirá la última señal obtenida por el

contraste. Finalmente el botón “*Reset Control*” borra cualquier señal que se esté inyectando, es decir, elimina toda señal de control y vuelve todo al estado inicial.

La interfaz también permite grabar un video y un archivo de texto que contiene la información del contraste en cada imagen obtenida y un comentario de lo que está ocurriendo con el control y que parámetros tiene la señal que se está inyectando.

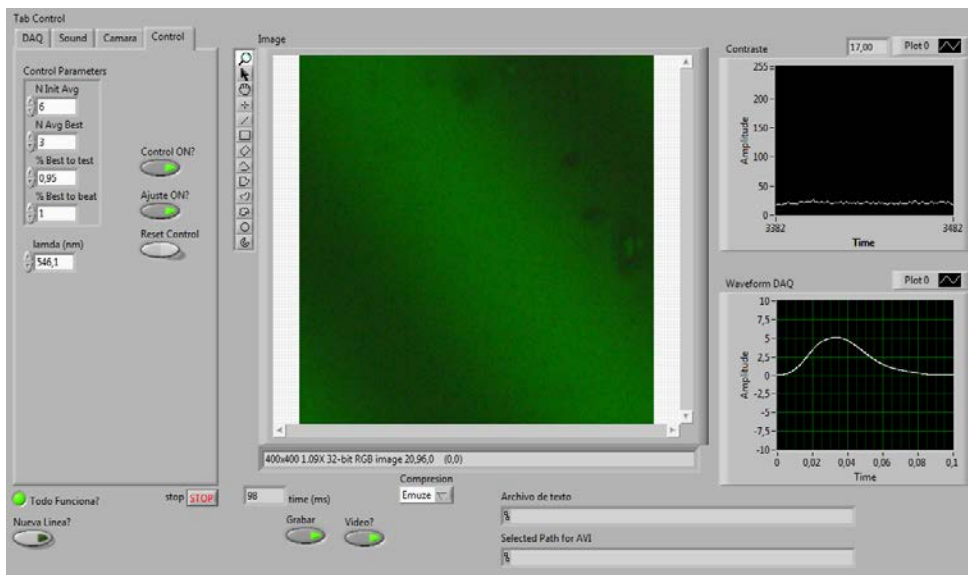


Figura 4.11: Panel frontal del VI del control

4.4. Conclusiones

Para lograr implementar el algoritmo de control propuesto se desarrollaron diversos circuitos y programas que no solo funcionan para el fin de este trabajo, sino que pueden ser utilizados para cualquier aplicación que involucre el sistema de microscopía interferencial, el manejo de la cámara, tarjeta de sonido o la tarjeta de adquisición 6023E.

La tarjeta de amplificación y filtrado desarrollada e implementada queda disponible en el Laboratorio de Óptica e Interferometría como una tarjeta robusta con alimentación independiente, siendo útil para introducir señales complejas al piezoeléctrico mediante dos entradas independientes. La entrada de frecuencia permite a través de un tono generar señales DC a la salida de la tarjeta con una alta precisión y un gran rango de salida. Por otra parte la

entrada de voltajes AC permite obtener tanto señales AC como señales DC. Sin embargo, en la aplicación utilizada en este trabajo, la limitante de esta entrada para obtener grandes rangos de salida es la resolución de la tarjeta de adquisición. La combinación de ambas señales permite una generación de señales AC con un offset muy preciso.

Las aplicaciones realizadas en LabVIEW se concretan en una librería de 58 subVIs para el manejo de diversas cámaras de PixeLINK, la tarjeta de sonido de la computadora, diversas tarjetas de adquisición de National Instruments, elementos generales para el manejo de imágenes y diversos componentes para desarrollar nuevas aplicaciones o para modificar de una forma rápida y sencilla el control implementado. Adicionalmente los VIs de pruebas pueden ser utilizados independientemente en cualquier otra aplicación que se requiera en el Laboratorio de Optica e Interferometria.

En el siguiente capítulo se explicarán las diversas pruebas y caracterizaciones realizadas a cada componente desarrollado, desde pruebas de linealidad de los circuitos, hasta las pruebas de la implementación del control.

CAPÍTULO V

PRUEBAS Y RESULTADOS

5.1. Linealidad de los circuitos

Equation Chapter (Next) Section 1 Para verificar la linealidad de los circuitos desarrollados se hizo en LabVIEW un VI que a través de la tarjeta NI 6023E y la tarjeta de sonido de la computadora introduce las señales de entrada a los circuitos y utilizando las entradas analógicas de la tarjeta NI 6023E que mide la salida del circuito.

5.1.1. Convertidor Frecuencia-Voltaje

El VI introduce a la tarjeta desarrollada tonos de frecuencias que van desde los 0 Hz hasta 3900 Hz en pasos de 100Hz. Cada medición la repite 10 veces y entre cada salto se esperan 2 segundos para que el circuito establezca el voltaje de salida y poder realizar la medición. Al graficar los datos obtenidos se obtiene la Figura 5.1

El error mostrado en las barras de error es la desviación estándar de las 10 mediciones en cada punto más $\frac{1}{2}LSB$ del convertidor analógico digital de la tarjeta NI 6023E que posee un ADC de 12 bits de resolución.

Se observa que el convertidor frecuencia voltaje posee una gran linealidad en el rango probado, con una ganancia de $75,1\mu V/Hz$ y un ligero offset de $0,28395mV$ que puede ser producto de imperfecciones en los amplificadores operacionales.

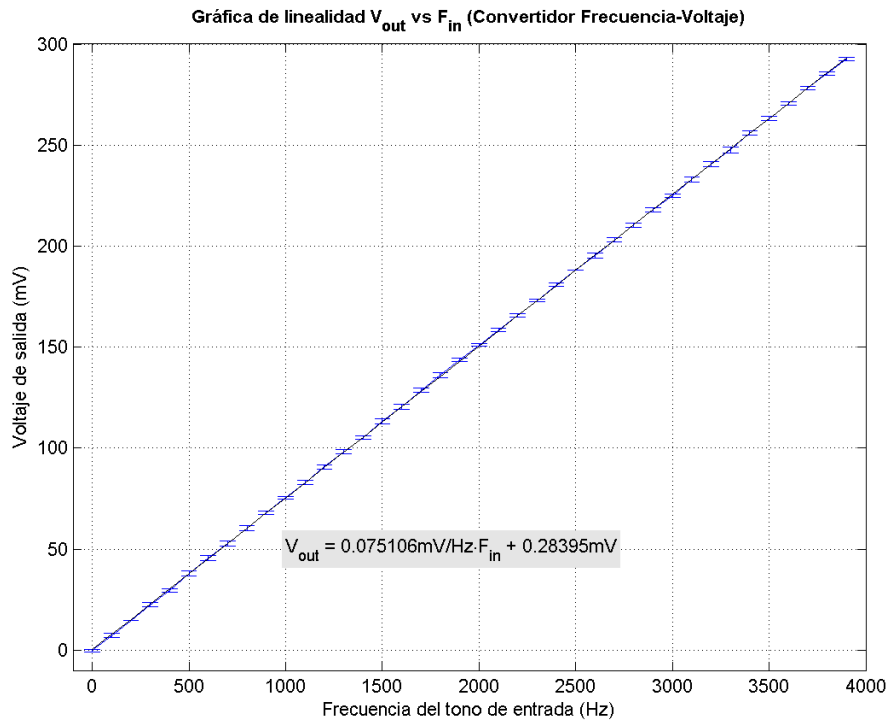


Figura 5.1 : Gráfica de linealidad del convertidor Frecuencia – Voltaje para la señal DC

5.1.2. Etapa de filtrado y amplificación AC

Para la etapa de amplificación de la señal AC se utiliza el VI para introducir voltajes DC a la tarjeta desarrollada a través de la tarjeta NI 6023E. En este caso se realizó un barrido desde $-9V$ hasta $+9V$ en pasos de $0,5V$. Cada medición se repite 100 veces con un tiempo de espera de $2ms$ entre el momento en que se coloca la entrada y el momento en que se mide. Este tiempo no necesita ser tan grande ya que el circuito no tiene tiempos de respuesta tan lentos como el convertidor frecuencia voltaje.

La gráfica generada con los datos obtenidos se muestra en la Figura 5.2 donde al igual que la gráfica Figura 5.1 las barras de error corresponden a la desviación estándar de las 100 mediciones mas $\frac{1}{2}LSB$ del ADC. En esta gráfica se observar que también posee una gran

linealidad, sin embargo las barras de error parecen ser mayores debido a que el voltaje de salida es mas pequeño que en el caso anterior.

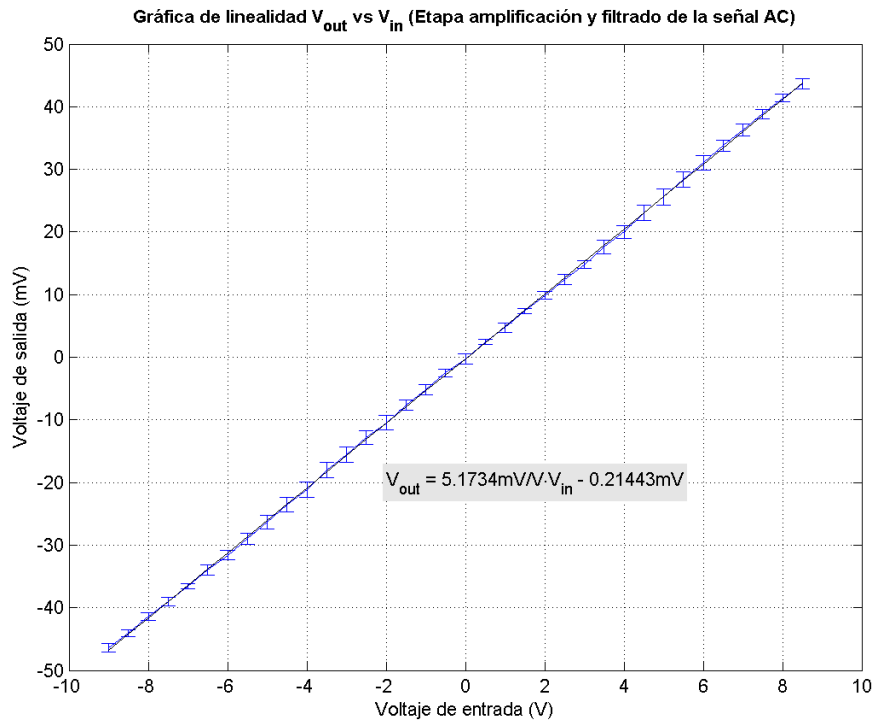


Figura 5.2 : Gráfica de linealidad de la etapa de filtrado y amplificación para la señal AC

En esta parte del circuito se tiene una ganancia de $5,1734mV/V$ con un ligero offset de $0,21443mV$ que puede ser producto de los amplificadores operacionales.

Para evaluar el ancho de banda del circuito se utilizó el mismo sistema de la tarjeta de NI 6023E como generador de señales y como medidor, se inyectaron señales sinusoidales con frecuencias entre $0Hz$ y $5kHz$ con pasos de $10Hz$ y se realizó la medición en cada punto. Sin embargo, solo se obtuvo una gráfica plana que no muestra la frecuencia de corte, esto se debe a que la frecuencia de corte del circuito se sintonizó a $5kHz$ y la tarjeta NI 6023E tiene una frecuencia de muestreo de $10kHz$, por lo tanto la frecuencia máxima teórica que puede generar es precisamente $5kHz$.

5.2. Respuesta del sistema óptico

Una vez determinado el comportamiento de los circuitos por separado, se evaluó el comportamiento del sistema óptico integrado a los circuitos, de esta forma se determinará la respuesta del piezoeléctrico ante una señal que provenga de los circuitos. Debido a que el movimiento del piezoeléctrico está en el orden de los nanómetros, la información de cuanto se desplaza fue calculada a través de interferogramas, para esto se utilizó el método de sitios de red, este método propuesto por B. Gutmann y H. Weber en 1998 [35] permite determinar el valor de una fase arbitraria introducida en un conjunto de interferogramas, además provee información acerca de la existencia de no linealidades en el movimiento del piezoeléctrico.

El método de sitios de red utiliza 5 interferogramas desplazados un valor de fase arbitraria. Si expresamos la ecuación (2.0) de una forma más simplificada, donde $I_0 = \frac{I_F}{(r_s + r_r)}$ es la intensidad de fondo, $\gamma = \frac{2\sqrt{r_s \cdot r_r}}{(r_r + r_s)}$ como la visibilidad y $\Phi = \frac{4\pi\nu}{c} \cdot d$ será la fase de interferencia en cada punto (x, y) .

Por lo tanto si cada interferograma tiene un desplazamiento de fase de α , se obtienen los 5 interferogramas con las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_0 [1 + \gamma \cos(\Phi - 2\alpha)] \\ I_2 &= I_0 [1 + \gamma \cos(\Phi - \alpha)] \\ I_3 &= I_0 [1 + \gamma \cos(\Phi)] \\ I_4 &= I_0 [1 + \gamma \cos(\Phi + \alpha)] \\ I_5 &= I_0 [1 + \gamma \cos(\Phi + 2\alpha)] \end{aligned}$$

Operando estas 5 ecuaciones se puede llegar a despejar el valor de la fase arbitraria α

$$\cos(\alpha) = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_5 - I_1}{I_4 - I_2} \quad (5.1)$$

La fase α se puede relacionar directamente con el movimiento del piezoeléctrico. Si $\Phi = \frac{4\pi}{\lambda}d$ entonces un desplazamiento $\Phi - \alpha = \frac{4\pi}{\lambda}(d - \delta)$, asumiendo que d se mantiene constante y la longitud de onda no va a cambiar. Por lo tanto el desplazamiento δ del piezoeléctrico vendría dado por

$$\delta = \frac{\lambda}{4\pi}\alpha \quad (5.2)$$

En cada punto de la imagen se obtendrá una intensidad $I(x, y)$ distinta que dependerá de cada uno de los siguientes términos: $\Phi(x, y)$, $I_0(x, y)$ y $\gamma(x, y)$. Por lo tanto, para cada punto (x, y) de la imagen se obtendrá un valor de $\alpha(x, y)$. Si el piezoeléctrico se supone que se mueve en el eje perpendicular al plano de la muestra, entonces se podrá realizar un análisis estadístico del conjunto de valores de $\alpha(x, y)$ y obtener una estimación del desplazamiento del piezoeléctrico.

El método de sitios de red consiste en la representación gráfica en el plano de todos los puntos de la imagen, donde el eje de las ordenadas corresponderá al numerador de la ecuación (5.1), mientras que en el eje de las abscisas se colocará el denominador de la misma ecuación.

En la condición ideal para cada α se obtendrán todos los puntos del gráfico distribuidos a lo largo de una recta, cuya pendiente será el $\cos(\alpha)$: si el comportamiento no es ideal y el movimiento del piezoeléctrico no es uniforme o no está en el eje, la representación de sitios de red no corresponderá a una recta [35].

En el trabajo doctoral de J. González-Laprea [36] se determinó mediante el método de sitios de red que el piezoeléctrico utilizado en este sistema no presenta desviaciones del eje y su comportamiento es lineal alrededor de una fase de $\pi/2$. Sin embargo, se realizó nuevamente este estudio, esta vez en un rango mayor de desplazamientos de fase y para cada entrada del circuito.

Se desarrolló un VI para automatizar el proceso de obtención de los 5 interferogramas para cada desplazamiento. Este VI permite realizar un barrido en todo el rango de frecuencias en el caso del convertidor frecuencia voltaje para generar la señal DC y todo el rango de la tarjeta de adquisición NI 6023E para generar la señal AC. Las imágenes de los interferogramas fueron obtenidas a través de la cámara PixeLINK PL-B766U a 10 cuadros por segundo.

5.2.1. Señal DC

Se programó el VI para realizar un barrido de desplazamiento desde $50Hz$ hasta $300Hz$ con pasos de $25Hz$. Con las primeras imágenes obtenidas con una frecuencia de $1kHz$, de modo que la última imagen del último paso corresponde a los $2,2kHz$ cada desplazamiento se repitió 5 veces, entre cada una de las 5 imágenes para cada desplazamiento se esperan $2s$ para que el sistema se estabilice. Los diferentes sitios de red obtenidos se muestran en la Figura 5.3. Se puede observar que los puntos en cada uno de los sitios de red corresponden a una nube de puntos distribuida a lo largo de una recta, no se observan los efectos que se observarían si existiesen no linealidades en el movimiento del piezoeléctrico [35].

Para cada paso se obtuvo una fase, por lo tanto se puede determinar cual es la variación de la fase con respecto a la entrada y establecer el movimiento del piezoeléctrico de acuerdo a la frecuencia del tono de entrada. En la Figura 5.4 se muestra la gráfica de las fases obtenidas para cada paso, las barras de error corresponden a la desviación estándar de las 5 fases calculadas para cada paso. Se puede observar que hay una relación lineal entre la fase y la frecuencia de entrada. La ecuación de la recta que rige esta tendencia es la siguiente (5.3):

$$\alpha = 0,39438^{\circ}/Hz \cdot f_{Sound} + 13,8729^{\circ} \quad (5.3)$$

La pendiente de esta recta fue de $0,39438^{\circ}/Hz$ que correspondería a un desplazamiento de $16,997nm/Hz$ ya que la fuente utilizada fue la fuente de filamento de tungsteno con filtro espectral de ancho $10nm$ y centrado en $546,1nm$. Sin embargo se puede ver que mientras mas pequeño es el paso, mayor es el error, esto puede deberse a la amplitud de las vibraciones

mecánicas que su efecto es más evidente cuando los pasos son mas pequeños que cuando los pasos son mayores.

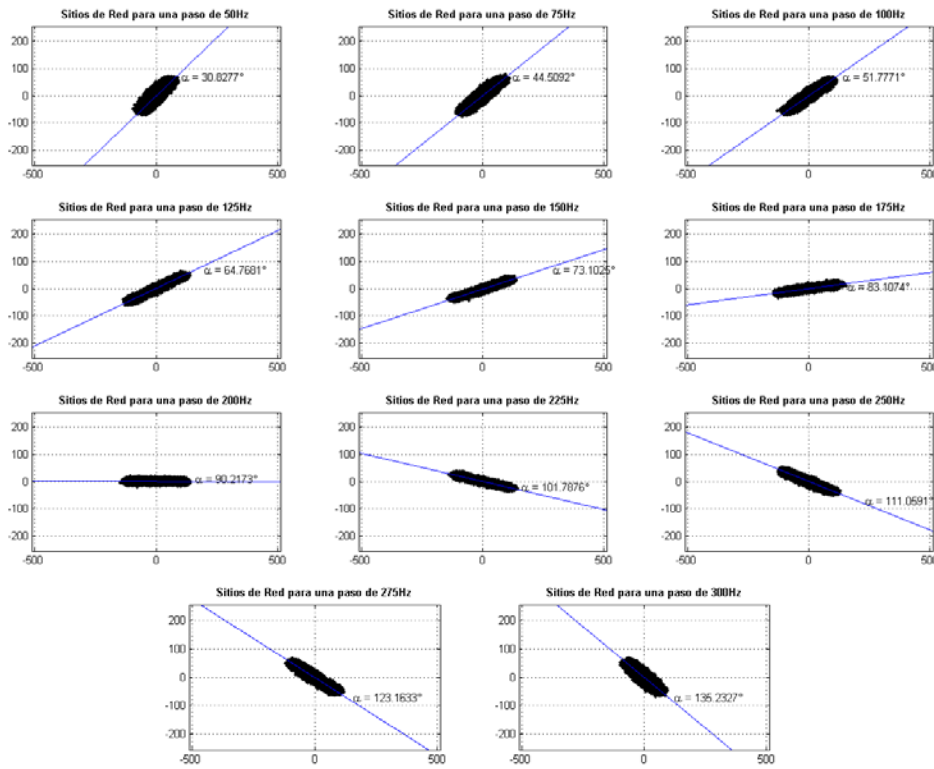


Figura 5.3: Mapas de sitios de red para diferentes pasos de frecuencia.

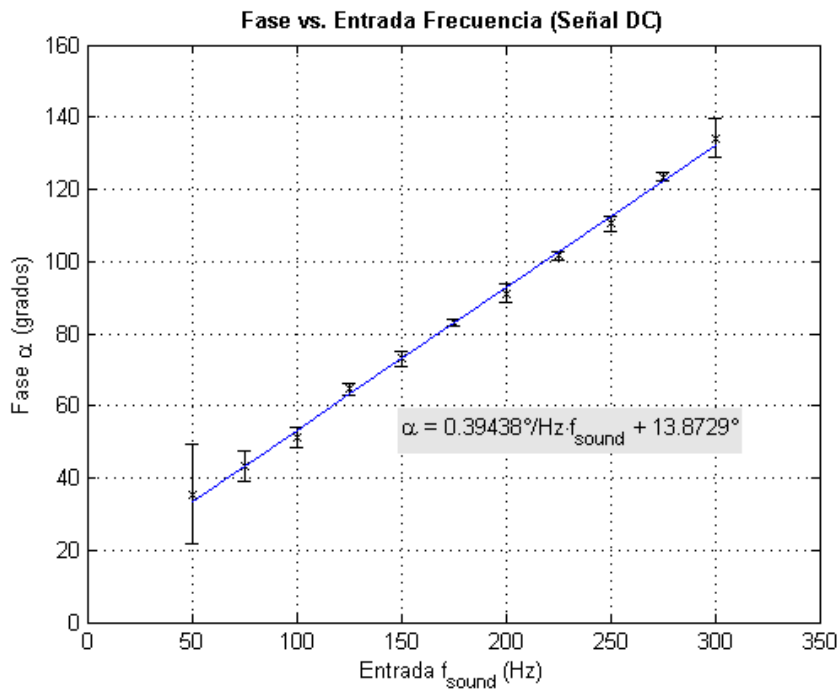


Figura 5.4: Fase vs. Entrada de la señal DC

5.2.2. Señal AC

Al igual que para la señal DC se realizó un barrido para observar los sitios de red y determinar la relación entre el voltaje aplicado en la tarjeta NI6023E y la fase óptica que se traduce en el desplazamiento del piezoeléctrico.

Los pasos fueron desde 0,1V hasta 5V con pasos de 0,1V comenzando a tomar las primeras imágenes desde los $-10V$, de esta forma la última imagen del último paso se tomará con un voltaje de 10V. Cada desplazamiento se repitió 5 veces y entre cada imagen obtenida se hacía espera de 2s para que el circuito y el piezoeléctrico se estabilizaran. En la Figura 5.5 se pueden observar algunos de los sitios de red obtenidos.

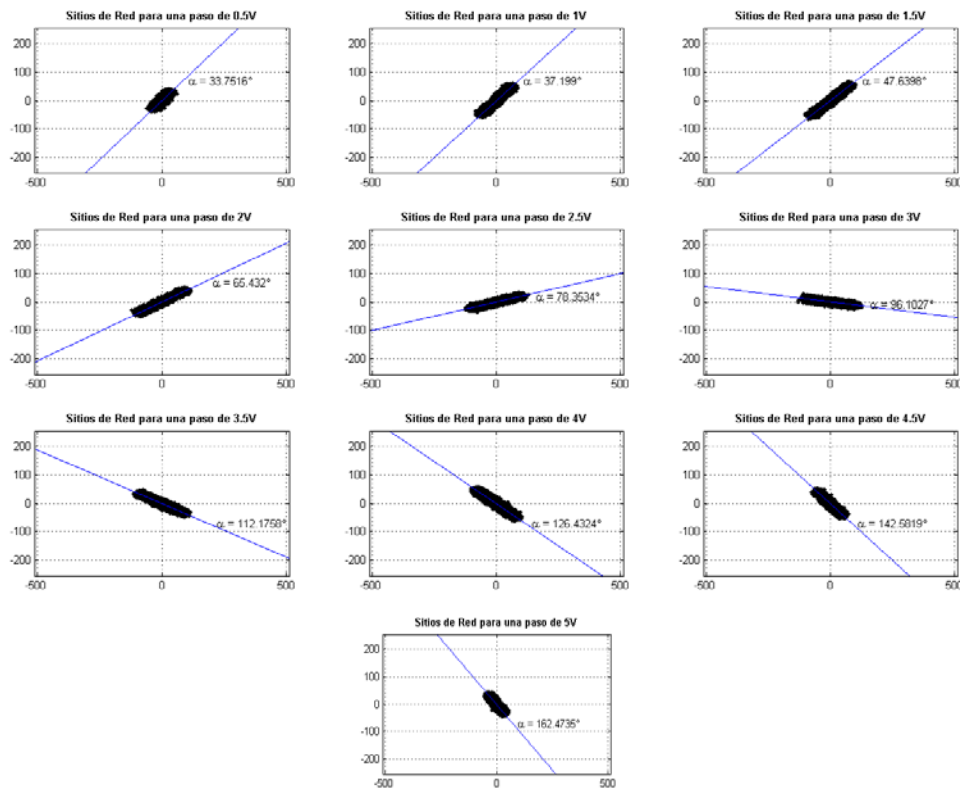
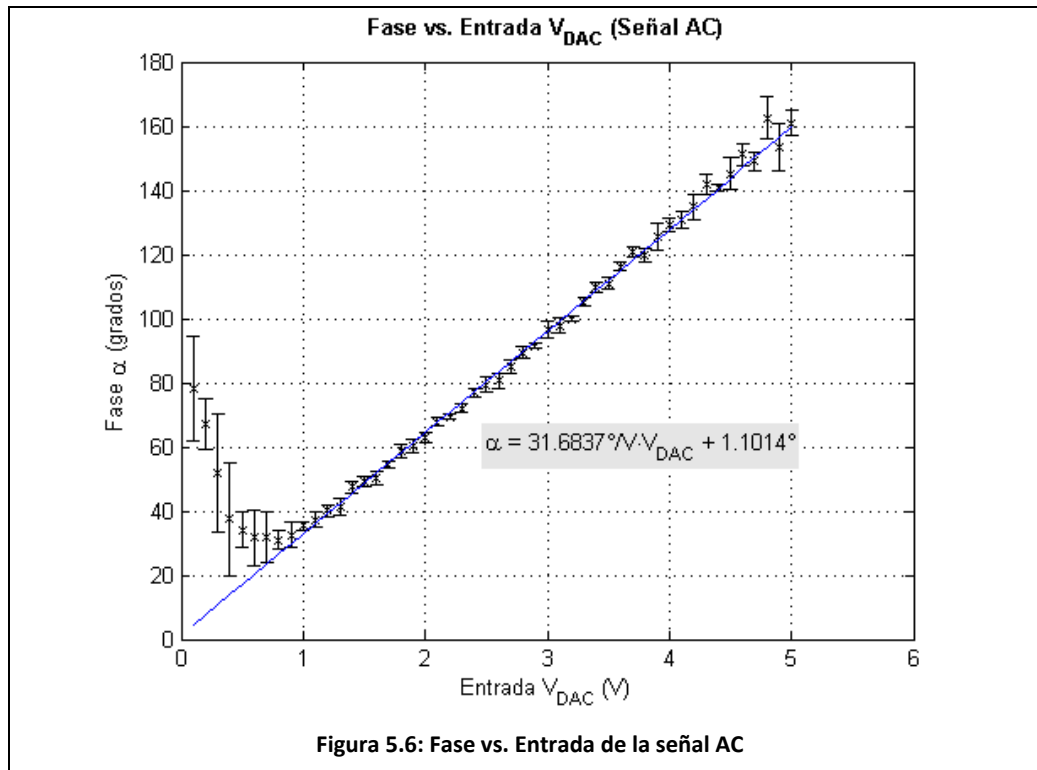


Figura 5.5: Sitios de red para la señal AC

Nuevamente se obtuvo para cada desplazamiento unos sitios de red que mantienen una distribución de punto a lo largo de una recta, no se observa la existencia de no linealidades en la forma de las distribuciones de puntos, por lo que el piezoeléctrico se puede decir que se está desplazando en el eje perpendicular al plano de la muestra [35].

Con las rectas obtenidas para cada sitio de red, se realizó una gráfica similar a la Figura 5.4 donde se observa la tendencia de la fase resultante con respecto al voltaje que se inyecta a través de la tarjeta NI-6023E. La gráfica se puede ver en la Figura 5.6. Las barras de error corresponden a la desviación estándar de las 5 veces que se repite el proceso para cada paso.



En esta gráfica se observa una clara tendencia a partir de 1V hasta aproximadamente 4,5V cuya línea de tendencia corresponde a una recta con la ecuación (5.4):

$$\alpha = 31,6837^\circ/V \cdot V_{DAC} + 1,1014^\circ \quad (5.4)$$

La recta tiene una pendiente de $31,6837^\circ/V$ lo que equivale a $137,69nm/V$ con un offset de $1,1014^\circ$ que equivale a $47,86nm$ en desplazamiento del piezoeléctrico. A menor voltaje de entrada se hace más evidente la desviación de la línea de tendencia, esto como se mencionó para el análisis del comportamiento de la etapa que genera la señal DC puede deberse a las vibraciones mecánicas que mientras mas pequeño es el paso, mayor es el efecto que producen en un análisis como este.

Comentario [v6]: Rafa , esto trato de demostrarlo mas abajo con unas simulaciones que se hicieron

Se utilizó el simulador para determinar si era posible replicar las desviaciones de la línea de tendencia cuando el paso es muy pequeño, variando únicamente la amplitud del ruido introducido. La simulación consistió en realizar un barrido desde una fase de 5° hasta una fase

de 180° con pasos de 5° , repitiendo 10 veces el proceso para cada paso. La fuente utilizada fue una fuente gaussiana centrada en $546,1nm$ y con ancho espectral de $10nm$, los espectros de absorción de la cámara corresponden a una cámara Canon 10D de la Figura 2.1. La cantidad de cuadros por segundo corresponde a 10 cuadros por segundo.

Primero se hizo el barrido sin introducir ninguna componente de ruido, la gráfica obtenida se muestra a continuación en la Figura 5.7

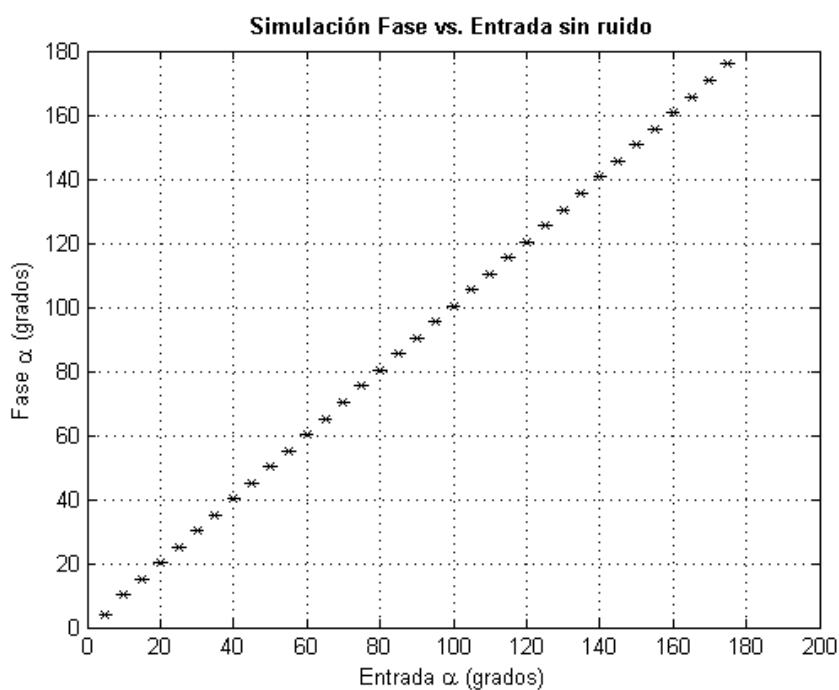


Figura 5.7: Simulación de sitios de red sin ruido

En esta gráfica se observa que la relación funcional es lineal, y las barras de errores están colapsadas porque son imperceptibles para las escalas utilizadas

Luego se generó una simulación introduciendo un ruido uniformemente distribuido en amplitud que corresponde a una fase entre -30° y $+30^\circ$. Este ruido se introdujo en cada intervalo de integración de la cámara, siendo el resultado obtenido el siguiente:

Comentario [v7]: Rafa, Son imperceptibles, pero también es que son cero, porque las 10 mediciones en cada punto son exactamente iguales

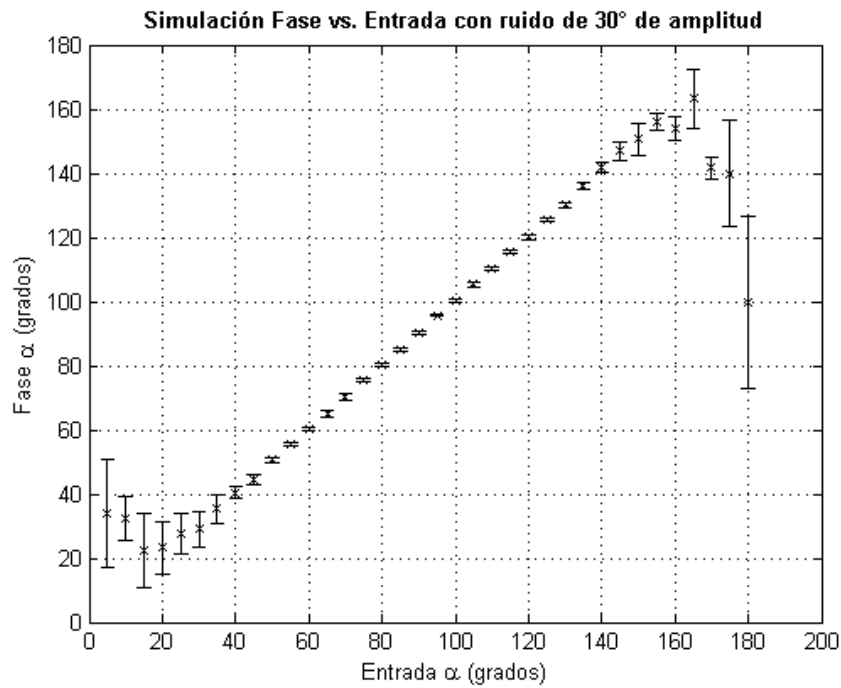


Figura 5.8: Simulación de los sitios de red con un ruido uniformemente distribuido con amplitudes equivalente a una fase entre -30° y 30°

Se puede observar en la Figura 5.8 que existe una desviación importante tanto en la región cercana a la fase de 0° como en la región cercana a los 180° . Las barras de error comienzan a aumentar aproximadamente a los 30° de fase.

También se realizó una simulación aumentando la amplitud del ruido, esta vez utilizando un ruido uniformemente distribuido cuya amplitud equivale a una fase de entre -60° y $+60^\circ$. La gráfica obtenida se muestra en la Figura 5.9.

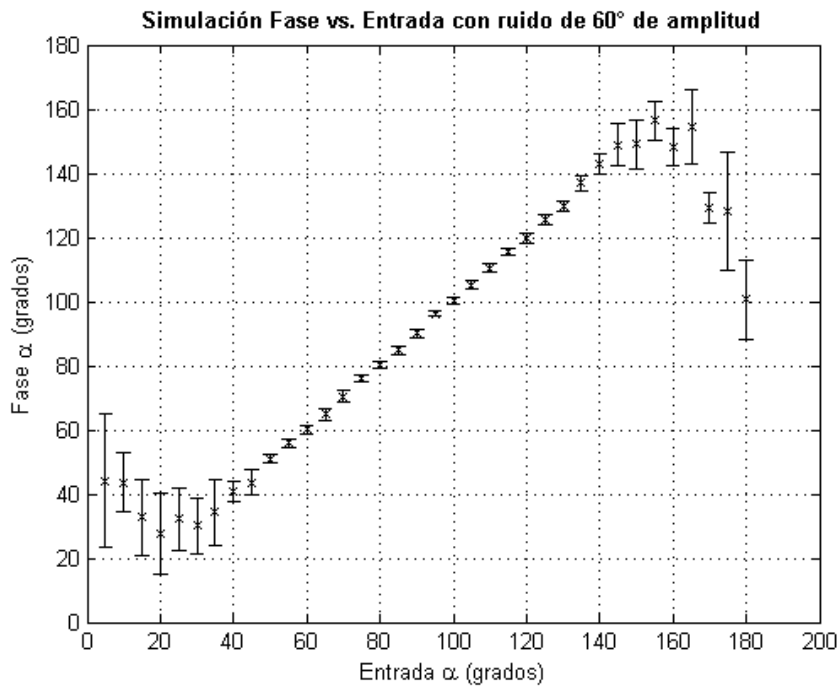


Figura 5.9: Simulación de los sitios de red con un ruido uniformemente distribuido de amplitud equivalente a una fase entre -60° y $+60^\circ$

En este caso, al igual que en el anterior se nota una desviación similar a lo obtenido experimentalmente, sin embargo las barras de error comienzan a aumentar aproximadamente a los 35° de fase introducida.

Se realizaron simulaciones similares introduciendo ruidos con amplitudes entre los 10° y los 60° cada 10° . Sin embargo no se observa ninguna tendencia que pueda relacionar la amplitud del ruido con la gráfica obtenida. Los resultados de la simulación permiten pensar que las desviaciones obtenidas con el sistema real pueden deberse al ruido introducido por las vibraciones mecánicas, esté ruido introducido hace que las imágenes obtenidas tengan variaciones leves de contraste y posición de las franjas lo que introduce errores cuando se trabajan con las 5 imágenes para obtener el coseno de la fase.

5.3. Prueba funcional del sistema de control

Utilizando el VI desarrollado para ejecutar el algoritmo de control se realizaron múltiples pruebas funcionales en el sistema real. Casi en su totalidad las pruebas no obtuvieron mejoras en el contraste. Como el algoritmo no tiene un tiempo de convergencia determinado sino que depende de la evolución de señales aleatorias, las pruebas abarcaron desde minutos hasta horas de funcionamiento esperando que se consiguiesen señales que mejoraran el contraste.

Solo una prueba logró una mejora muy leve del contraste, las condiciones de esta prueba fueron las siguientes:

- El piezoeléctrico se llevó a su región lineal como en todas las pruebas anteriores colocando la fuente PI E-662 en un offset de 30,0V . Y se ajusta con el microscopio hasta que la imagen presente franjas visibles, es decir, se trata de ubicar el interferómetro de Mirau en una posición donde la diferencia de camino óptico esté lo mas cerca posible a cero.
- El método para obtener el contraste fue a través de la selección de una línea en la imagen.
- El control de intensidad de la lámpara se colocó en 8V de un máximo de 12V.
- La cámara se configuró a una tasa de adquisición de 10 cuadros por segundo y una ganancia de 20dB. El tamaño de la imagen fue de 640x480 pixeles para obtener un campo relativamente amplio de la imagen.

Ésta configuración de intensidad de la lámpara, ganancia y velocidad de la cámara permite obtener un interferograma donde se distinguen las franjas claras de las franjas oscuras de forma nítida. Una velocidad de adquisición mayor o una ganancia menor hacen que el interferograma quede muy oscuro, y se tendría que aumentar la intensidad de la lámpara corriendo el riesgo de que el filamento se queme por la temperatura. Adicionalmente, una velocidad mayor comienza a presentar problemas en el tiempo de procesamiento de LabVIEW, lo máximo que se puede obtener son 40 cuadros por segundos que equivalen a 25ms, tiempo mínimo que requiere el VI para procesar toda la información de la imagen,

Comentario [v8]: Rafa, Resulta que dice que son voltios

Comentario [v9]: Rafa, son relativamente nítidas

calcular el contraste y determinar el flujo de control del algoritmo antes de la siguiente adquisición de la cámara.

La prueba se realizó durante un tiempo de 522s lo que equivale a 5220 imágenes adquiridas, de las cuales 165 imágenes fueron tomadas inicialmente sin encender el control para obtener una medida del contraste sin el control, luego se encendió el control durante 497,4s, tiempo durante el cual el algoritmo intentaría ajustar una señal de control para lograr un aumento del contraste, el tiempo restante se utilizó manteniendo la señal de control obtenida para medir el contraste nuevo logrado. En la Figura 5.10 se muestra la gráfica del contraste y su evolución durante el proceso de ajuste.

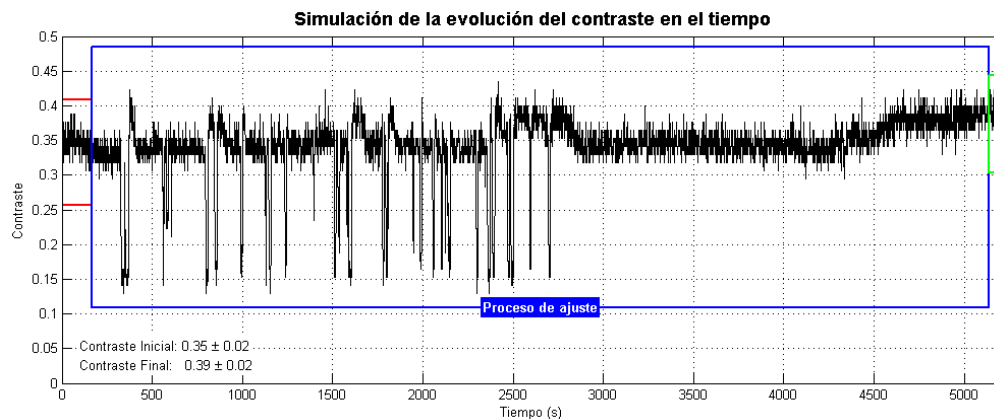


Figura 5.10: Evolución del contraste en el tiempo

El contraste inicial medido fue de 0.35 ± 0.02 , y se puede observar que luego de casi 500 segundos, se logra obtener una mejora de aproximadamente 11,43% al obtener un contraste promedio de 0.39 ± 0.02 . Cabe destacar que un contraste de 0,35 corresponde aproximadamente a 88 niveles de intensidad en 8 bits, mientras que un contraste de 0,39 corresponde aproximadamente a 100 niveles. Estas cantidades de niveles de intensidad se encuentran por debajo de lo que habitualmente se debería utilizar para mediciones con sistemas interferenciales, incluso se ha reportado que el promedio en el laboratorio es de 136 niveles de intensidad [36]. La disminución se debe a las condiciones experimentales de la lámpara explicadas anteriormente. La señal introducida que se logró obtener al final del proceso de ajuste se muestra en la Figura 5.11

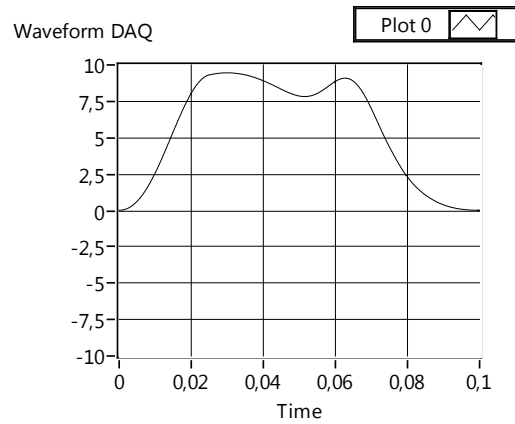


Figura 5.11: Señal de control introducida al finalizar el proceso de ajuste

Utilizando la ecuación (5.4) se puede transformar esta señal en la fase que se le está introduciendo al interferograma. El resultado se muestra en la Figura 5.12 , la media de la señal es de $174,86^\circ$ y se observa que en gran parte del intervalo, la fase es superior a los 180° , lo que sería equivalente a que la fase se devolviera.

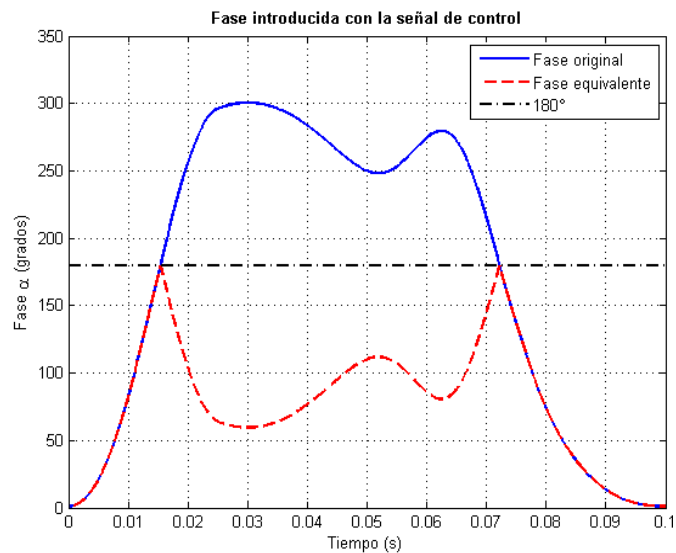


Figura 5.12: Fase introducida al interferograma a través de la señal de control

Sin embargo, como en el sistema real, la lámpara no tiene un espectro puntual, sino que tiene un ancho espectral de $10nm$, el patrón de interferencia no sería un coseno perfecto sino que es el resultado de la autocorrelación del espectro de la fuente, lo que hace que a medida que se aleja del cero, la amplitud va decayendo, el patrón de interferencia teórico de la lámpara utilizada se observa en la Figura 5.13.

Teniendo un patrón de interferencia de esta forma, si el sistema no se enfoca inicialmente en el punto donde el contraste sea máximo (la diferencia de camino óptico es cero), es posible aumentar el contraste al introducir una señal que disminuya el módulo de la diferencia de camino óptico sin estar reduciendo el efecto de las vibraciones mecánicas.

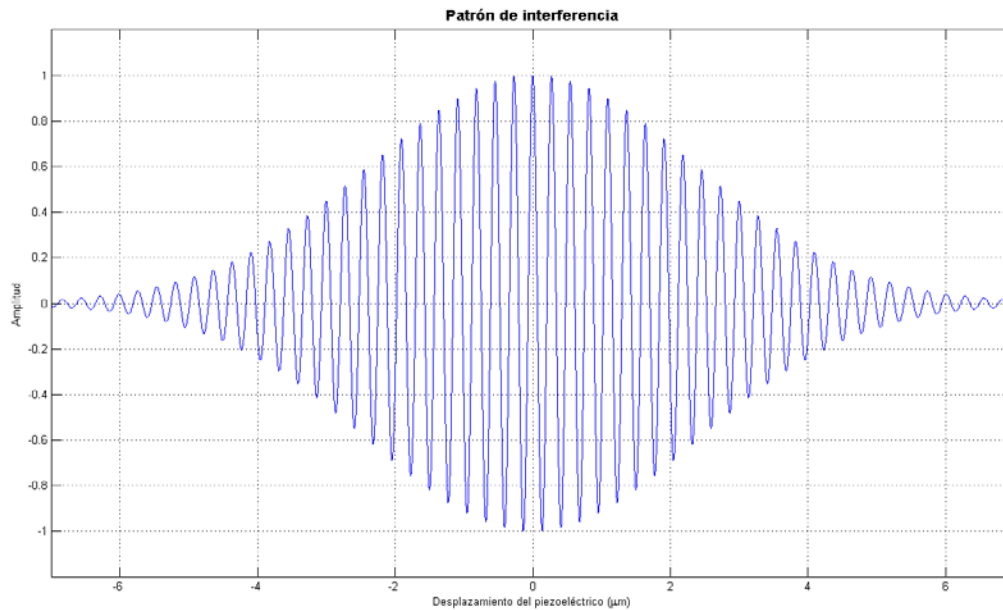


Figura 5.13: Patrón de interferencia de una lámpara con línea central de 546,1nm con ancho espectral de 10nm

Para verificar si la mejora del contraste obtenida es debido a un enfoque del sistema o si realmente está reduciendo el efecto de las vibraciones mecánicas, se puede estimar la posición en el patrón de interferencia que al desplazarlo 180° obtenga una mejora del 12% en el contraste.

Tomando en cuenta el patrón de interferencia, el contraste se puede obtener como la diferencia entre un máximo y el mínimo adyacente. Si se está ubicado del lado positivo ($x > 0$) del patrón de interferencia entonces el contraste será el primer máximo o primer mínimo menos el mínimo o máximo a la derecha según sea el caso. Si se desplaza 180° hacia la izquierda, entonces el nuevo contraste será igual al primer máximo o mínimo anterior restado al mínimo o máximo a la izquierda. De esta forma se puede obtener una gráfica de contraste respecto a la posición (Figura 5.14)

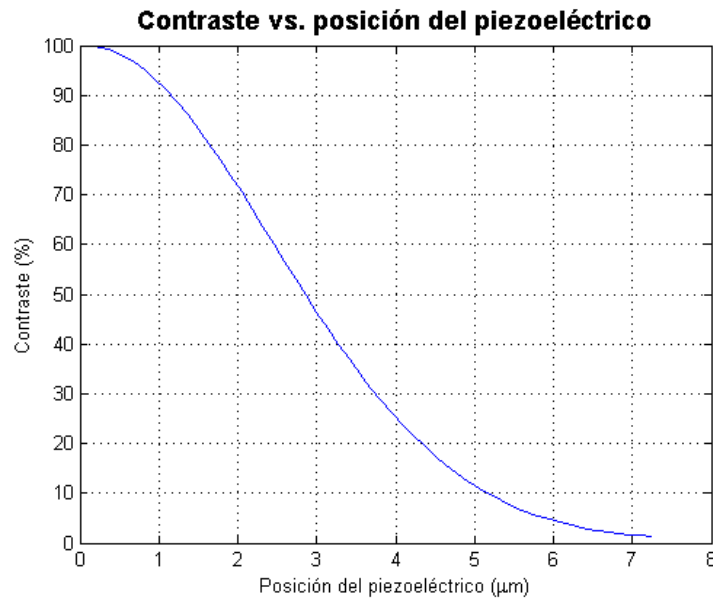


Figura 5.14: Contraste respecto a la posición del piezoeléctrico

Si se considera que el desplazamiento de 180° ocurre en dirección al 0, entonces la mejora se puede calcular dividiendo el contraste en la nueva posición entre el contraste en la posición anterior. De esta forma se obtiene la gráfica de la mejora del contraste con respecto a la posición en que ocurrió el desplazamiento de 180° (Figura 5.15)

Como el patrón de interferencia es simétrico con respecto al eje y, la gráfica del contraste respecto a la posición y la gráfica de la mejora del contraste respecto a la posición son simétricas también.

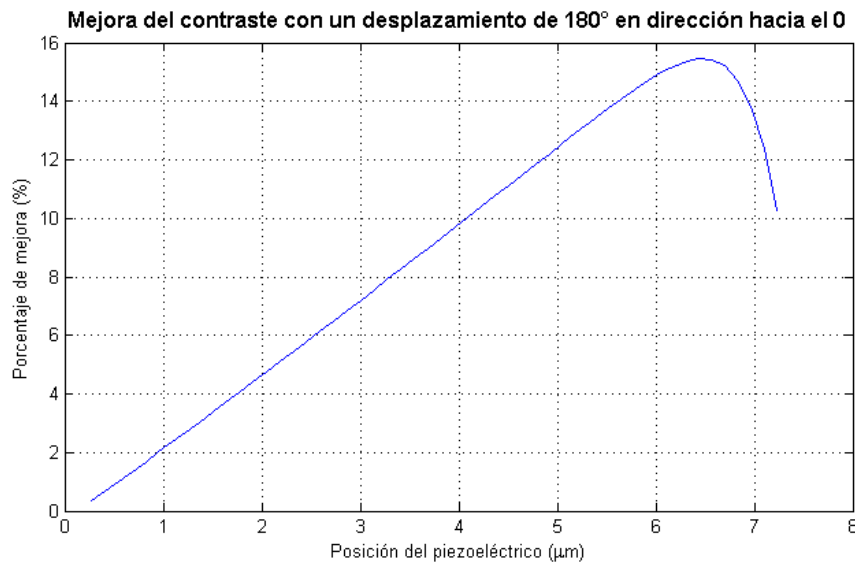


Figura 5.15: Mejora del contraste cuando ocurre un desplazamiento de 180° en dirección al cero

Como se observa en la Figura 5.15, la posición del piezoeléctrico que permitiría una mejora del 12% esta casi en los $5\mu\text{m}$, específicamente una mejora del 12,21% corresponde a $4,917\mu\text{m}$. En esta posición se nota claramente una reducción de la intensidad máxima de las franjas, si bien antes de comenzar el experimento se ajustó manualmente el microscopio de tal modo que el 0 del piezoeléctrico correspondiera al máximo contraste observado por el ojo. Es posible que no se encontrara justamente en el pico de intensidad, sin embargo es muy poco probable que se encontrara cerca de $5\mu\text{m}$ ya que se realiza un barrido tratando de ubicar el máximo y a $5\mu\text{m}$ la intensidad cae prácticamente al 12% de la intensidad máxima. Por otra parte, la cámara nunca llega a saturar de modo que no puede ser que no se detectara el máximo correctamente. Por lo tanto la mejora del contraste obtenida tiene muy pocas probabilidades de haber sido producto de un enfoque debido al desplazamiento de 180°, es probable que haya contribuido un poco con el aumento del contraste, sin embargo no es el único responsable.

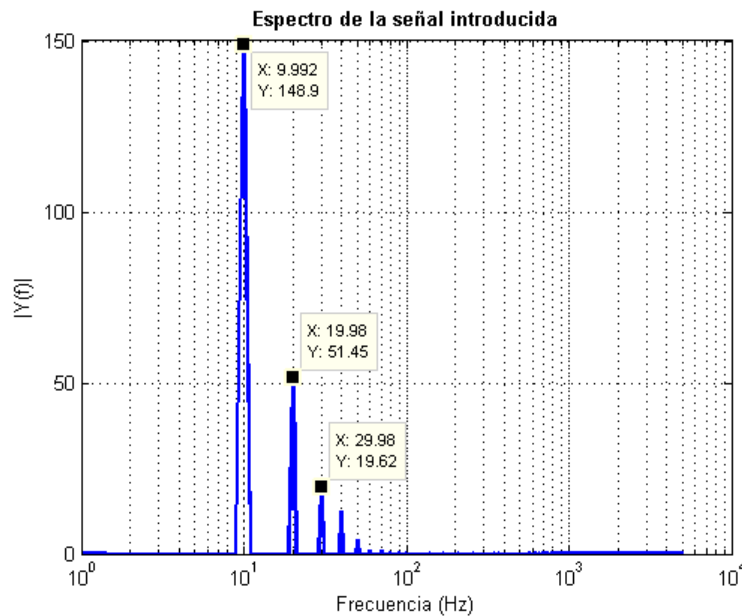


Figura 5.16: Espectro de la señal de control introducida

Por otra parte, si se analiza el espectro de la señal introducida que se muestra en la Figura 5.16 se observa un pico a los 10Hz que es de esperarse porque la frecuencia de repetición de la señal es precisamente 10Hz y se observan múltiplos de esta frecuencia. Sin embargo, ésta señal no es exactamente la que está actuando sobre el sistema, sería la señal equivalente ya que la original supera los 180° .

El espectro de la señal equivalente se observa en la Figura 5.17 donde se vuelven a observar componentes a 10Hz y sus múltiplos, sin embargo, ya los múltiplos a 20Hz y 30Hz no disminuyen como se espera, por lo tanto, se puede pensar que esta señal tiene componentes frecuenciales importantes a esas frecuencias que ayuden a compensar las componentes que se observaron en la medición de las vibraciones que se mostraron en la Figura 3.1.

Por esta razón se puede presumir que la mejora del contraste se debe a una compensación efectiva del algoritmo de control sobre las vibraciones que afectan al sistema.

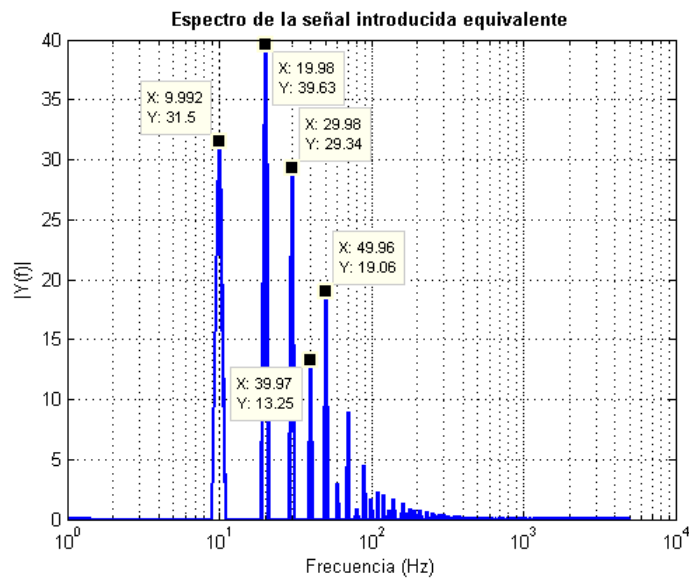


Figura 5.17: Espectro de la señal de control equivalente

5.4. Conclusiones

Las pruebas y caracterizaciones de cada etapa del sistema controlador demostraron que funcionaba como se esperaba y que posee una alta linealidad en los rangos de operación.

Se ratificó que el movimiento del piezoeléctrico no presenta desviaciones del eje y que es lineal en los rangos medidos. Se obtuvieron pequeñas desviaciones cuando los pasos son muy pequeños que se pueden deber a que las vibraciones afectan al método con que se calcularon las amplitudes de movimiento, y a que se está en el límite inferior de la resolución del sistema generador de la señal de entrada V DAC.

Se desarrollaron múltiples programas que permiten obtener de una manera automatizada todos los datos mostrados en el presente capítulo.

Se analizó en detalle la única prueba exitosa del sistema funcionando en su totalidad. Se pudo demostrar que la mejora de contraste obtenida es principalmente debido a la señal de control conseguida y no a una mejora del enfoque de las franjas por un desplazamiento del piezoeléctrico.

CAPITULO VI

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este trabajo se desarrolló un algoritmo de control que permite compensar el efecto de las vibraciones mecánicas en un sistema de interferometría, en específico se trata de compensar la disminución del contraste en un interferograma debido a las vibraciones mecánicas que puedan perturbar la diferencia de camino óptico de los haces en el interferómetro. El planteamiento del problema exigía que la compensación se lograra utilizando como único sensor la misma cámara que se utiliza para obtener los interferogramas.

Para el cumplimiento de los objetivos planteados se desarrollaron una serie de aplicaciones tanto en software como en hardware para el análisis del sistema y la implementación del algoritmo de control.

Para analizar y realizar pruebas teóricas del comportamiento del sistema e implementar posibles algoritmos de control, se desarrolló un simulador de interferometría en lenguaje C++ que permite de una manera modular y configurable realizar simulaciones de interferogramas generados a partir de fuentes de iluminación de espectro arbitrario y tomando en cuenta los espectros de absorción, los tiempos de exposición y de procesamiento de las cámaras para obtener la imagen.

En base a observaciones iniciales del comportamiento del sistema y de mediciones del espectro de las vibraciones registrado, se diseñó un algoritmo de control en el cual se busca que la señal de control compense las componentes principales de las vibraciones. Ésta señal de control se genera de manera heurística, inicialmente se prueban señales aleatorias y de acuerdo a la respuesta que estas obtengan en el contraste, se van modificando hasta obtener una señal que mejore el contraste de las imágenes. Utilizando el simulador desarrollado se implementó

el algoritmo de control y se obtuvieron resultados positivos lo que permitieron la implementación del algoritmo en el sistema real.

Para la implementación del algoritmo en el sistema real se desarrollaron diversos circuitos para filtrar y ajustar las señales de control generadas a partir de una tarjeta de adquisición de National Instrument (NI-6023E) que son inyectadas al amplificador de alto voltaje (PI E-662) del piezoeléctrico de Physics Instrument (PIFOC PI-720). Adicionalmente se incluyó en el diseño de los circuitos un convertidor frecuencia-voltaje que si bien no se utilizó en el desarrollo de este trabajo, permitiría el ajuste fino de la fase del interferograma sin interrumpir el sistema de control de vibraciones. Este convertidor frecuencia-voltaje fue implementado originalmente en [23], en donde a través de un tono generado por la tarjeta de sonido se obtenía un voltaje DC para controlar la fase del interferómetro. En el presente trabajo, se realizó un rediseño del circuito para aumentar el rango de la frecuencia de entrada, así como la integración en la misma tarjeta con los filtros y amplificadores del circuito de la señal de control y una fuente DC lineal para generar los voltajes de alimentación sin necesidad de ocupar otra fuente del laboratorio.

El algoritmo de control fue implementado en LabView, para lo cual se generaron más de 60 VIs o subVIs que conforman una librería integral para el control de la cámara, la tarjeta de sonido, la tarjeta de adquisición y funciones generales con las cuales se pueden realizar pruebas y calibraciones a los elementos del sistema de una forma independiente adicional a la interfaz del algoritmo de control que integra todos estos elementos.

Luego de probar y caracterizar los circuitos y los programas realizados se realizaron múltiples pruebas del algoritmo de control, casi todas sin resultados positivos, sin embargo se logró obtener de una prueba un resultado satisfactorio en el cual el contraste de las franjas aumentó. Estos resultados fueron analizados en detalle y se determinó que la mejora en el contraste de 12% con respecto al contraste sin el control activado, fue producto de dos contribuciones. La primera contribución se debe a un mejor enfoque del sistema al obtener una señal de control con un promedio de aproximadamente 180° de fase que es introducido en el interferograma, sin embargo, se demostró que no es posible que con este enfoque se obtenga una mejora del 12%. La otra contribución es debido a que la señal de control obtenida posee

componentes frecuenciales que compensan componentes de las vibraciones mecánicas logrando una reducción de las perturbaciones introducidas al camino óptico lo que se traduce en una mejora del contraste.

Cabe destacar que a pesar de que el algoritmo de control obtuvo un resultado positivo, el tiempo de convergencia del algoritmo es indeterminado, ya que se trata de evolución de señales aleatorias, por lo cual no siempre se puede tener la certeza que el algoritmo de control obtenga una mejora en un tiempo razonable. Por esta razón no se recomienda el uso de este algoritmo para aplicaciones reales.

Para obtener mejores resultados basándose en la premisa de que sólo se utilice la misma cámara que obtiene las imágenes de los interferogramas como sensor en el esquema de control, se piensa que sería mejor el uso de una cámara a mayor velocidad y una fuente de iluminación mas intensa que permita obtener imágenes de las franjas mas claras a una frecuencia mas alta. Con este sistema ya el problema no sería la reducción del contraste sino el movimiento de las franjas; sin embargo se podría realizar un seguimiento de las franjas y luego estimar el valor de la perturbación en el tiempo. Con esta información se podría alimentar un predictor el cual estimaría el posible nuevo valor de la perturbación y a través de un sistema de control clásico inyectar una señal al piezoeléctrico que compense esta perturbación.

REFERENCIAS

1. Hariharan, P., *Basics of interferometry*. 2007: Elsevier Academic Press.
2. van Wingerden, J., H.J. Frankena, and C. Smorenburg, *Linear approximation for measurement errors in phase shifting interferometry*. Appl. Opt., 1991. **30**(19): p. 2718-2729.
3. North-Morris, M.B., J. VanDelden, and J.C. Wyant, *Phase-Shifting Birefringent Scatterplate Interferometer*. Appl. Opt., 2002. **41**(4): p. 668-677.
4. Wyant, J.C., *Dynamic Interferometry*. Opt. Photon. News, 2003. **14**(4): p. 36-41.
5. Freschi, A.A. and J. Frejlich, *Adjustable phase control in stabilized interferometry*. Opt. Lett., 1995. **20**(6): p. 635-637.
6. Iwai, H., et al., *Quantitative phase imaging using actively stabilized phase-shifting low-coherence interferometry*. Opt. Lett., 2004. **29**(20): p. 2399-2401.
7. Zhao, C. and J.H. Burge, *Vibration-Compensated Interferometer for Surface Metrology*. Appl. Opt., 2001. **40**(34): p. 6215-6222.
8. Koliopoulos, C.L. *Simultaneous phase-shift interferometer*. 1992. San Diego, CA, USA: SPIE.
9. Jenkins, F.A. and H.E. White, *Fundamentals of Optics*. 2001: McGraw-Hill.
10. Gåsvik, K.J., *Optical metrology*. 2002: J. Wiley & Sons.
11. Tkalčič, M., *Colour spaces - perceptual, historical and applicational background*, in *Faculty of electrical engineering*. 2003, University of Ljubljana: Ljubljana, Slovenia.
12. Hoffmann, G. (2000) *CIE Color Space*.

13. Hoffmann, G. (2003) *CIE Lab Color Space*.
14. Svaetichin, G., *Spectral response curves from single cones*. 1956: acta physiologica.
15. Yadid-Pecht, O. and R. Etienne-Cummings, *CMOS imagers: from phototransduction to image processing*. 2004: Kluwer Academic.
16. Turchetta, R., et al., *A monolithic active pixel sensor for charged particle tracking and imaging using standard VLSI CMOS technology*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2001. **458**(3): p. 677-689.
17. Murphy, D.B., *Fundamentals of light microscopy and electronic imaging*. 2001: Wiley-Liss.
18. Holst, G.C., *CCD arrays, cameras, and displays*. 1998: JCD Publishing.
19. Bradski, G. and A. Kaehler, *Learning OpenCV*. 2008, California: O'Reilly Media I.
20. Willow-Garage. *OpenCV 2.1 C++ Reference*.
<http://opencv.willowgarage.com/documentation/cpp/index.html> 2010 [cited 2010 Junio].
21. Buil, C. *Comparison du Canon 10D et du Nikon D70 en Imagerie Astronomique Longue Pose*. 2004 [cited 2011 20-12-2011]; Available from: www.astrosurf.com/buil/d70v10d/eval.htm.
22. *Joint ISO/CIE Standard ISO 10526:1999/CIE S 005/E-1998, CIE Standard illuminants for colorimetry*. Color Research & Application, 2000. **25**(5): p. 385-385.
23. González-Laprea, J., J. Cappelletto, and R. Escalona, *Frequency to Voltage Converter as a Phase Controller in Phase Shifting Interference Microscopy*. International Journal of Optomechatronics, 2011. **5**(1): p. 68-79.
24. Oppenheim, A., A. Willsky, and S. Nawab, *Signals and systems*. 1997: Prentice Hall.
25. Mazzoni, D., *Audacity*. 2010, Sourceforge.

26. Dimitrov, S., *Extending the soundcard for use with generic DC sensors*, in *2010 Conference on New Interfaces for Musical Expression (NIME 2010)*. 2010, University of Technology, Sydney: Sydney, Australia. p. 303-308.
27. Finley, W.R., M.M. Hodowanec, and W.G. Holter, *An analytical approach to solving motor vibration problems*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2000. **36**(5): p. 1467-1480.
28. Bate, G.H., *Vibration Diagnostics for Industrial Electric Motor Drives*, in *Application Notes*. 1980, Brüel & Kjaer: Naerum.
29. (2006) *Low-Cost E Series Multifunction DAQ – 12 or 16-Bit, 200 kS/s, 16 Analog Inputs*.
30. Semiconductor, N., *LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter*. 2003.
31. Karki, J., *Active Low-Pass Filter Design*. 2000, Texas Instrument.
32. Peli, E., *Contrast in complex images*. J. Opt. Soc. Am. A, 1990. **7**(10): p. 2032-2040.
33. Legge, G.E., et al., *Psychophysics of reading. XI. Comparing color contrast and luminance contrast*. J. Opt. Soc. Am. A, 1990. **7**(10): p. 2002-2010.
34. Frazor, R.A. and W.S. Geisler, *Local luminance and contrast in natural images*. Vision Research, 2006. **46**(10): p. 1585-1598.
35. Gutmann, B. and H. Weber, *Phase-shifter calibration and error detection in phase-shifting applications: a new method*. Applied Optics, 1998. **37**(32): p. 7625-7631.
36. González-Laprea, J., *Aplicación de técnicas en microscopía para el estudio cuantitativo de fase óptica de células tipo osteoblasto.*, in *Coordinación de Física*. 2011, Universidad Simón Bolívar: Caracas.