

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA
INSTITUTO DE INGENIERÍA
MAESTRÍA Y DOCTORADO EN CIENCIAS E INGENIERÍA



“Minimización de efectos de intensidad de luz excesiva en el ambiente real de operación de un sistema de barrido para monitoreo de salud estructural.”

**TESIS PARA OBTENER EL GRADO DE:
DOCTOR EN CIENCIAS**

PRESENTA

Jesús Elías Miranda Vega

DIRECTOR

Dr. Moisés Rivas López

CODIRECTORA

Dra. Wendy Flores Fuentes

Mexicali, B. C.

Diciembre 2019

Índice

Capítulo 1. Introducción.....	11
1.1. Planteamiento del problema	12
1.2. Antecedentes.....	13
1.3. Justificación	14
1.4. Objetivos de investigación	15
1.4.1. Objetivo General.....	15
1.4.2. Objetivos Específicos.....	16
1.5. Hipótesis.....	16
Capítulo 2. Estado del Arte.....	18
2.1. Métodos basados en GPS.....	18
2.2. Detección por Luz y Distancia (LiDAR).....	20
2.3. Láser Doppler Vibrometer (LDV).....	23
2.4. Sistemas Ópticos de barrido OSS	27
Capítulo 3. Marco Teórico	31
3.1. FOTOSENSORES.....	31
3.1.1. Fototransistor	33
3.2. Resistencia dependiente de la luz (LDR).....	33
3.3. Fotodiodo.....	35
3.4. LED como fotosensor	36
3.5. Acondicionadores de señal analógico OP-AMP y JFET	38
3.6. Acondicionadores de señal óptica.....	41
3.6.1. Amplificadores ópticos de Semiconductor.....	41
3.6.2. Amplificadores de fibra óptica.....	42
Capítulo 4. Fuentes de Ruido en un sistema de barrido	45

4.1. Ruido Eléctrico.....	47
4.2. Relación Señal/Ruido	48
4.3. Ruido No correlacionado	49
4.4. Ruido de disparo (Ruido de transistor).....	49
4.5. Ruido Térmico.....	50
4.6. Ruido 1/f.....	51
4.7. Ruido de tiempo de transito.....	52
4.7.1. Interferencia	52
4.8. Ruido Correlacionado.....	52
4.8.1. Distorsión armónica.....	52
4.9. Distorsión por intermodulación.....	53
4.10. Ruido impulsivo.....	54
4.11. Acondicionamiento de la señal.....	54
4.12. Ruido Óptico (aberraciones)	55
4.12.1. La aberración esférica:.....	56
4.12.2. Coma	56
4.12.3. El astigmatismo	58
4.12.4. La curvatura de campo:	59
4.12.5. Distorsión	60
4.12.6. Aberraciones cromáticas:.....	61
Capítulo 5. Metodología.....	63
5.1. Análisis Discriminante Lineal	64
5.2. Modelo mezclado gaussiano.....	65
5.3. Error cuadrático medio	66
5.4. Filtro de la media móvil.....	67
5.5. Filtro Digitales.....	69

5.6. Filtro Savitzky-Golay.....	73
5.7. Modelo de Regresión Lineal	74
Capítulo 6. Resultados.....	76
6.1. Resultados de GMM y LDA.	76
6.2. Resultados JFET como acondicionador de señal.....	79
6.3. Resultados usando distintos Fotosensores tanto en laboratorio como en ambiente real.....	81
6.4. Resultados con PsOC.....	90
6.5. Acondicionamiento analógico.	92
6.6. Resultados experimentales con acondicionadores JFET y OP-AMP sin Filtros digitales	96
6.7. Resultados con Modelos de regresión Lineal y LDA.....	103
Capítulo 7. Conclusiones	112
Referencias	115
Anexos	118

Agradecimientos

Quiero agradecer a todas las personas que se involucraron directamente en el presente trabajo de tesis principalmente a mi director de tesis Dr. Moisés Rivas López y mi codirectora de tesis Dra. Wendy Flores Fuentes, quienes fueron los que dieron forma a este trabajo. También es importante mencionar al Dr. Oleg Sergiyenko y al Dr. Julio C. Rodríguez-Quñonez quienes formaron parte del comité y que me hicieron retroalimentaciones efectivas en mis respectivos avances de tesis, estas observaciones me sirvieron en gran medida para poder mostrar mis resultados de mejor forma en publicaciones de revistas y en capítulos de libro.

Mi mayor agradecimiento es a mis padres quienes me dieron la vida ya que ellos son los que indirectamente forman parte de este trabajo.

Dedicatoria

Dedicado para mi esposa e hija

Wendy y Silvia...

Lista de Acrónimos

En el siguiente listado se aprecian los acrónimos que se encuentran en todo el presente documento.

SHM	Structural Health Monitoring
GMM	Gaussian Mixture Model
LDA	Linear Discriminant Analysis
RL	Regression Linear
LPC	Linear Predictive Coding
LiDAR	Light Detection and Ranging
LASER	Light amplification by stimulated emission of radiation
LDV	Laser Doppler Vibrometer
LDR	Light Dependent of Light
LED	Light Emitting Diode
BJT	Bipolar Junction Transistor
JFET	Junction Field Effect Transistor
OP-AMP	Operational Amplifier
OSS	Optical Scanning System
POS	Passive Optical Scanning
WDM	Wavelength Division Multiplexing
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier

SOA	Semiconductor Optical Amplifier
CMOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor
CCD	Charge-Coupled device
DAQ	Data acquisition

Resumen

El propósito del presente trabajo de tesis es desarrollar e implementar un método para minimizar los efectos de intensidad de luz excesiva que se originan en un ambiente real de operación, de un sistema de barrido óptico, interfiriendo en la señal captada por el fotosensor respectivo, ocasionando errores en las mediciones y limitando el alcance del sistema.

Las condiciones adversas como temperatura, humedad, polvo, entre otras que se encuentran en el medio exterior, provocan interferencia entre el sistema de barrido óptico y la señal capturada a partir de una fuente de luz, principalmente la luz del sol, que debido a su potencia, satura los fotosensores, impidiendo que la señal de la fuente emisora de referencia sea captada adecuadamente.

Para abordar este problema, en la presente tesis se implementó una metodología basada en el análisis de la respuesta de diferentes componentes electrónicos y filtros digitales, para suavizar la señal captada por los componentes electrónicos.

La mejor respuesta se obtuvo utilizando como sensor un diodo emisor de luz (Led), de baja longitud de onda y filtros digitales FIR con distintas ventanas tales como: la ventana Hamming, Hanning y Bartlett y el filtro de media móvil y el filtro Savitzky-Golay.

Finalmente, para determinar los patrones que generan las interferencias por otras fuentes de radiación consideradas se utilizaron los siguientes métodos: análisis discriminante lineal, modelos mezclados gaussianos y regresión lineal. Estas técnicas fueron implementadas para modelar el patrón generado por la fuente de referencia y otras fuentes de radiación.

Abstract

The purpose of this thesis is to develop and implement a method to minimize the effects of excessive light intensity that originate in a real operating environment, from an optical scanning system, interfering with the signal captured by the respective photosensor, causing measurement errors and limiting the scope of the system.

Adverse conditions such as temperature, humidity, dust, among others found in the outside environment, cause interference between the optical scanning system and the signal captured from a light source, mainly sunlight, which due to its power, saturates the photosensors, preventing the signal from the reference emitting source from being properly captured.

To address this problem, in this thesis a methodology was implemented, based on the response of different electronic components and digital filters, to smooth the signal captured by the electronic components.

The best response was obtained using a low wavelength light emitting diode (blue LED) and digital FIR filters with different windows, such as: the Hamming, Hanning and Bartlett window.

Finally, to determine the patterns that generate the interference by other radiation sources considered, the following methods were used: linear discriminant analysis, Mixed Gaussian Models and Linear Regression. These techniques were implemented to model the pattern generated by the reference source and other radiation sources.

Capítulo 1. Introducción

Hoy en día los sistemas ópticos se han convertido en parte importante en la instrumentación para el monitoreo de salud estructural o SHM (por sus siglas en inglés, *Structural Health Monitoring*).

La metodología SHM permite asegurar el funcionamiento y aumentar el tiempo de vida de una estructura, además de tener un mayor conocimiento de su comportamiento y características dinámicas, reducir el tiempo de inspección y por ende, facilita programar mejor el mantenimiento preventivo y hacer reparaciones oportunas, reduciendo costos de operación y mantenimiento, y lo más importante, preservar la integridad estructural, evitando accidentes que pongan en riesgo la vida de los usuarios.

En el monitoreo de una estructura, es necesario considerar varios parámetros y utilizar la instrumentación adecuada, empleando sistemas basados en diferentes tipos de sensores, entre ellos los sistemas en los que los sensores ópticos son los elementos importantes para la adquisición de las características estructurales.

Entre los sistemas ópticos más utilizados en la actualidad, para el SHM, se encuentran los sistemas en base a fibra óptica, cámaras de video y sistemas de barrido óptico (OSS por sus siglas en inglés, *Optical Scanner Systems*). Estos últimos y las cámaras de video, tienen la gran ventaja de permitir el monitoreo en forma no invasiva, para detectar fisuras, desplazamientos y deformaciones, entre otros daños asociados al uso cotidiano o fenómenos que afectan la salud de una estructura.

Los sistemas OSS son ampliamente utilizados para la ejecución de tareas complejas, como la de obtener la forma de objetos en 3D, aunado a ello, también estos sistemas tienen la capacidad para realizar barridos ópticos sobre puntos de referencia colocados en diferentes zonas estratégicas de las estructuras. Mediante este proceso pueden ser calculadas coordenadas específicas a partir de los puntos capturados de dicho barrido óptico. Las coordenadas obtenidas de un objeto o estructura son utilizadas para determinar características que permitan que un OSS pueda predecir la presencia de un daño sobre esta misma. Cuando el sistema detecta una desviación o anomalía, como por ejemplo, movimiento en las coordenadas de un punto de referencia que es colocado en estructuras de infraestructura, como edificios o puentes, entre otras, el uso de sensores inteligentes permite captar y registrar mediciones de variables importantes para conocer

el comportamiento de la estructura y alertar en forma oportuna, en caso de que la estructura esté al borde del colapso. Sin embargo, el uso de sensores ópticos requiere un costo adicional, sobre todo porque debido a la exposición a condiciones ambientales, estos elementos deben de ser muy robustos, y lo más inmunes posibles al ruido óptico, pues factores como fuentes de luz excesiva, que se encuentran en el ambiente de operación real, tales como luces viales, faros de automóviles, o la misma luz solar, entre otras, influyen en el funcionamiento de los sistemas ópticos, afectando su resolución y su eficiencia.

En este contexto, la presente tesis está enfocada principalmente en la minimización del ruido óptico ocasionado por fuentes de luz excesiva, en el ambiente de operación real de un sistema de barrido óptico.

La tesis aborda la problemática asociada al ruido óptico, en sistemas de barrido y mediante una serie de experimentos, se plantea una alternativa utilizando diodos emisores de luz (LEDs), como sensores de bajo costo, para combatir esta problemática.

1.1. Planteamiento del problema

En la actualidad los sistemas de barrido óptico desempeñan un rol importante para el monitoreo de la integridad de estructuras que forman parte de la infraestructura pública, industrial y de servicios. Existen una gran diversidad de aplicaciones en las cuales los sistemas de barridos son utilizados para realizar tareas para SHM, así mismo se ha encontrado que la resolución y exactitud para medir desplazamientos o pequeñas variaciones de las características de estructuras se pueden ver afectados por diversos factores. De acuerdo a estudios recientes se ha detectado que existen diversos efectos en el ambiente de operación real que afectan la resolución y funcionamiento del sistema OSS. Estos efectos suceden cuando se realiza la captura de señales en presencia de fuentes de alta intensidad de luz.

Los efectos que se generan en un ambiente no controlado como lo es en la operación en ambiente real, pueden conducir a errores en las mediciones, ocasionando que el sistema OSS no pueda calcular correctamente las coordenadas sobre algún objeto que está bajo estudio, esto debido a que las señales del medio ambiente causan interferencia con la señal proveniente de la fuente de referencia que se utiliza para realizar las mediciones. Como resultado de esto, existe pérdida en la resolución de la señal, a tal grado de que no

se puede distinguir si la señal capturada por el sistema, corresponde a fuentes de ruido o a la misma fuente de referencia.

La luz solar y otras fuentes de ruido causan efectos que producen errores en la medición. La radiación solar puede interferir con la longitud de onda de la fuente emisora, además de que los fenómenos de reflexión, difracción, absorción y refracción [1] pueden presentarse, ocasionando que la señal capturada por el transductor (forma similar a una gaussiana) sea irregular e inclusive pueda causar confusión con otras señales generadas por fuentes externas de ruido que se encuentran en el ambiente y tengan la misma longitud de onda. Lo anterior, se convierte en un serio problema, al momento de definir el punto de terminación de las mediciones respectivas, afectando la resolución, incertidumbre y exactitud de estas lecturas realizadas.

1.2. Antecedentes

En el laboratorio de opto electrónica y mediciones automáticas del Instituto de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Baja California, se ha desarrollado un sistema de barrido para realizar tareas de SHM, cuyo principio fundamental de operación se basa en instrumentos ópticos como: un espejo cilíndrico con una sola superficie de reflexión a 45° , dos lentes biconvexas, y una apertura. Estos instrumentos reflejan la luz proveniente de una fuente de referencia hacia las lentes biconvexas para colimar y enfocar la radiación hacia un fotosensor. En experimentaciones preliminares y utilizando este método, se han encontrado resultados satisfactorios solo en un ambiente controlado como es en laboratorio. Sin embargo, estos resultados contrastan a los obtenidos en experimentaciones recientes, que fueron realizadas bajo condiciones no controladas y con exposición a la luz solar. Los resultados bajo condiciones reales dieron como resultado que el sistema OSS detectó diferentes perturbaciones que afectaron el rendimiento y resolución del sistema OSS, haciendo incluso imposible tomar mediciones en ciertas horas del día en que se presentaba mayor intensidad de luz solar.

1.3. Justificación

Para monitorear la integridad de una estructura es necesario que la señal capturada brinde información significativa sobre las características propias de lo que se quiere medir, y que esta sea robusta ante el ruido que pudiera adherirse durante el proceso de adquisición de la señal. Otro aspecto importante es que dicho sistema debe de tener un bajo costo. Algunos sistemas que permiten minimizar uno de estos problemas son los que emplean cámaras de video, sin embargo, estos dispositivos pueden ser muy costosos en comparación con el sistema de barrido utilizado en el presente trabajo.

Por otro lado, los sistemas de video se vuelven ineficientes por el retraso temporal en el procesamiento de la imagen, aunado a la dificultad de captación de los datos en condiciones adversas, como escasa iluminación, polvo, lluvia, etc., en estos casos resulta ser más apropiado utilizar sistemas de barrido óptico [2-4].

Los sistemas de barrido óptico propuestos en la presente tesis, permiten obtener cientos y hasta miles de mediciones de uno o varios puntos, en cortos periodos de tiempo con una alta resolución, que puede ser del orden de milímetros, dependiendo de la distancia del sistema de barrido a la estructura.

Entre las ventajas de los sistemas de barrido sobresalen las siguientes:

- La rápida reducción de los tiempos de observación de los datos a un bajo costo.
- El monitoreo de estructuras y áreas remotas, con problemas de accesibilidad y peligrosidad en la captura de la información.
- La posibilidad de escanear estructuras complejas, donde las técnicas tradicionales no son capaces de generar una información continua y precisa [5].

Los sistemas de barrido óptico pueden funcionar con fuentes emisoras de luz de tipo coherente (láser) y de fuentes de luz no coherente (lámpara incandescente, entre otras).

En el caso del láser, utilizado como fuente activa para la captura de las señales y procesamiento de datos de campo, es en gran medida independiente de la iluminación y del ruido ambiental en (algunos casos), por lo que se puede monitorear durante el día y la noche con una resolución significativa. Entre los dispositivos basados en láser (del acrónimo inglés LASER, light amplification by stimulated emission of radiation; amplificación de luz por emisión estimulada de radiación)) que realizan tareas para SHM se encuentra el LiDAR. Sin embargo, existen algunas desventajas de estos

dispositivos tales como el costo inicial de la inversión, la peligrosidad debido a su alta potencia energética, y de que no pueden penetrar la lluvia y la niebla densa, las corrientes de aire caliente que suben a las estructuras interfieren en los rayos láser; y por último son difíciles de alinear correctamente los emisores y receptores [6].

Por otra parte, uno de los elementos que limita la resolución de los sistemas de barrido es el fotosensor, que capta la luz para convertirla a señales eléctricas que posteriormente serán procesadas. Así por ejemplo, los sistemas basados en sensores CMOS o los CCD, su resolución está asociada con la superficie de captación y al número de píxeles respectivo y aunque tienen la ventaja de facilitar el procesamiento digital para reproducir una imagen, estos tienen la desventaja de no funcionar correctamente a largas distancias y en condiciones adversas, en tanto que en los sensores analógicos, la resolución se asocia al mínimo cambio en la señal recibida que puede observarse en la señal eléctrica de salida y permiten dar un seguimiento continuo a la luz captada.

En este contexto, en el Instituto de Ingeniería se ha venido trabajando con el prototipo de un sistema de barrido diseñado en el laboratorio de optoelectrónica y mediciones para poder realizar mediciones con exposición a la luz solar. Anteriormente se mencionó que fue imposible realizar mediciones durante el día por diversos efectos que existen en un medio no controlado, por ende esto da justificación para la realización del presente trabajo que plantea el desarrollo de un nuevo método que permita minimizar los efectos en el ambiente real de operación.

1.4. Objetivos de investigación

1.4.1. Objetivo General

El objetivo general del presente trabajo de tesis es desarrollar un método para minimizar los efectos de intensidad de luz excesiva, provocados por fuentes de ruido óptico, en un ambiente real de operación de un sistema de barrido para monitoreo de salud estructural.

Este objetivo se aborda desde perspectivas tanto teóricas como prácticas. Desde el punto de vista teórico se proponen métodos de análisis para encontrar las mejores alternativas para minimizar diferentes tipos de ruido, en un sistema de barrido óptico,

principalmente aquel que es ocasionado por efectos de luz excesiva, en su ambiente de operación real.

Desde una perspectiva práctica se plantean experimentos utilizando diferentes sensores y circuitos de acondicionamiento de señal, que permitan realizar mediciones cuyos resultados serán analizados en una etapa posterior.

1.4.2. Objetivos Específicos

Los objetivos específicos de la presente tesis son los siguientes:

- a) Determinar si dispositivos de bajo costo como el LED, LDR, etc., pueden ser utilizados como fotosensores.
- b) Identificar los filtros ópticos existentes para supresión de intensidad de luz excesiva.
- c) Definir algoritmos matemáticos de filtrado digital.
- d) Comparar resultados utilizando filtros ópticos y digitales.
- e) Desarrollar un método de filtrado para el sistema de barrido óptico.
- f) Desarrollar un modelo de simulación para evaluar el método propuesto.
- g) Implementación del método en el sistema de barrido óptico.
- h) Analizar resultados para validar el método propuesto.

1.5. Hipótesis

Para ejecutar tareas en SHM utilizando sistemas OSS, se requiere trabajar con la mejor resolución y precisión, esto es debido que con el análisis correspondiente se previenen daños que puedan impactar en la seguridad de quienes hacen uso de estructuras tales como edificios, plataformas, puentes, caminos, naves industriales, aviones etc. La resolución y precisión del sistema OSS se sujetan a las características propias del sensor con el que se capta la luz. Posteriormente esta señal luminosa debe de ser convertida en una señal eléctrica, y finalmente esta debe de ser acondicionada mediante circuitos analógicos o dispositivos electrónicos, sin embargo, en el ambiente de operación real el sistema OSS capta señales tanto de la fuente de referencia como de fuentes de ruido

externo, debido a la intensidad de luz que existe en el ambiente, causando pérdida en resolución y precisión.

Considerando esta problemática se plantea la hipótesis de que es posible minimizar los efectos de luz excesiva en un ambiente real de operación de un sistema de barrido óptico, utilizando una fuente emisora de luz y un sensor óptico de baja longitud de onda, en el espectro de luz visible y el diseño de un método de filtrado óptico y digital para ambiente no controlado, partiendo de la premisa de que un diodo emisor de luz (LED) puede ser utilizado como un sensor óptico de bajo costo, para alcanzar el objetivo de la presente tesis.

Capítulo 2. Estado del Arte

2.1. Métodos basados en GPS

Los sistemas GPS (*global positioning system* de sus siglas en inglés) son un conjunto de satélites sincronizados que proveen coordenadas (x, y, z) sobre algún objeto de referencia. En el contexto de tecnologías y métodos empleados en SHM es importante mencionar estos sistemas, ya que estos tienen en común con los sistemas OSS que también emplean ondas electromagnéticas para realizar la teledetección, sin embargo, la diferencia radica en que estos últimos trabajan en la región del espectro visible. De ahí estriba la inclusión de los sistemas GPS en la presente tesis, además de que este es una tecnología ampliamente aplicada para el monitoreo estructural.

El principio de estos sistemas se emplean para calcular la posición de un objeto en el espacio en donde se requieren cuatro variables como x, y, z y t_c donde las x, y, z corresponden a las coordenadas del receptor y t_c corresponde al tiempo de corrección del reloj del GPS receptor.

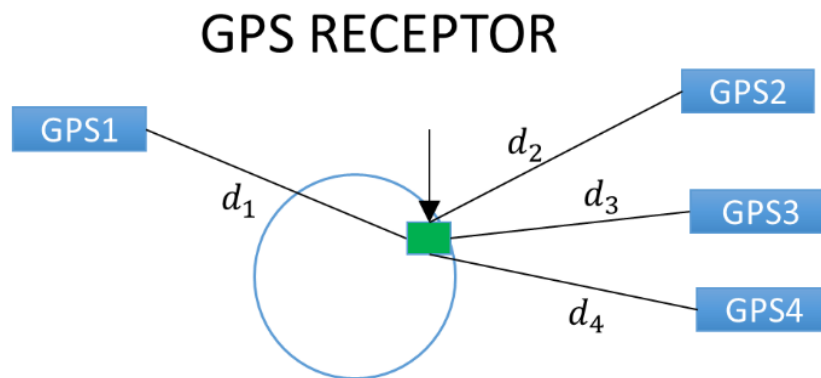


Fig. 1. Detalles del cálculo de la posición mediante GPS.

En la Fig. 1 se aprecian parte del funcionamiento de un GPS receptor y en Ec.(1) la forma para calcular la distancia entre el GPS y un objeto.

$$d_n = (t_{t,n} - t_{r,n} + t_c) = \sqrt{(x_n - x)^2 + (y_n - y)^2 + (z_n - z)^2} \quad (1)$$

Donde

- n = al número de satélites
- c = velocidad de la luz
- $t_{t,n}$ = tiempo en que un determinado número n de satélites transmite una señal.
- $t_{r,n}$ = tiempo en que un determinado número n de satélites recibe una señal de acuerdo a la imprecisión del reloj del GPS.
- x_n, y_n y z_n = coordenadas de n número de satélites (estas coordenadas son proporcionadas al receptor como parte de la información que es transmitida).

En la siguiente Fig. 2 se muestran módulos GPS que son utilizados en aplicaciones donde se requiera la geolocalización.



Fig. 2. Módulos GPS: Pmod GPS: GPS Receiver, y UB42.

En la siguiente Tabla 1 se aprecian las principales características de los módulos mostrados en la figura anterior. En esta tabla se aprecia la precisión, número de canales y el precio aproximado en dólares de cada uno de ellos en el año actual.

Tabla 1. Ejemplos de Dispositivos GPS y sus principales características. Precios y disponibilidad pueden ser consultadas en (<https://unicorecomm.en.alibaba.com/>, <https://www.aliexpress.com/i/32916792674.html> y <https://acrobotic.com/products/brk-00004>)

Dispositivo	Precisión (m)	Número de canales	Precio (Dls)
UB42	0.0015	432	750
Beitian BN-180 GPS	2	72	13.94
neo-6m gps module	2.5	50	15

Ventajas de los sistemas GPS.

- Los sistemas GPS permiten la teledetección y cobertura global.
- Los sistemas basados en tecnología GPS tienen la ventaja de superar las condiciones ambientales además de que pueden medir el desplazamiento de estructuras y objetos en tres dimensiones [7].
- Los sistemas GPS basados en una única frecuencia son de bajo costo, pequeños y consumen poca energía, los cuales ofrecen potencial desarrollo de una serie de arreglos de sensores.

Desventajas de los sistemas GPS.

- Los sistemas GPS de gama media tienen una exactitud en niveles de metros lo que significa que es insuficiente para aplicaciones y tareas de SHM [8].
- El costo aumenta considerablemente para la resolución menores a 1 metro.
- Otro de los inconvenientes es que la tecnología GPS solo es apropiada para estructuras con grandes deflexiones [9].
- El módulo GPS puede tardar de 1 a 10 segundos en obtener la posición de un objeto [10].

2.2. Detección por Luz y Distancia (LiDAR)

LiDAR (*Light Detection and Ranging*) es un dispositivo que emplea la teledetección para medir la distancia que hay entre un objeto o referencia y dicho sistema. En la siguiente Fig. 3 es ilustrada el modo de operación de un sistema LiDAR el cual está compuesto por un transmisor que emite un haz de luz láser pulsada hacia un objetivo o una superficie, posteriormente el haz de luz se refleja en el objetivo y el receptor capta la señal. Finalmente conociendo el TOF (time of flight) es posible determinar la distancia entre sistema y el objeto.

Los sistemas LiDAR y LDV son dos de los más comunes sistemas de barrido láser utilizados. Estos sistemas actualmente pueden operar a luz del día gracias a un filtro atómico. Un ejemplo de este filtro aplicado a los dispositivos LiDAR para poder operar bajo condiciones adversas como la luz solar puede consultarse en [11].

Entre las aplicaciones de estos sistemas en el ambiente real sobresale lo que establece Churnside, J.H. en [12], el LiDAR tiene el transmisor y receptor separados tal como se muestra en la Fig. 3, y el transmisor es capaz de enviar pulsos de 12ns en la longitud de onda 532nm a una velocidad de 30Hz.

Empleando esta tecnología es posible calcular la distancia D mediante la siguiente Ec.(2).

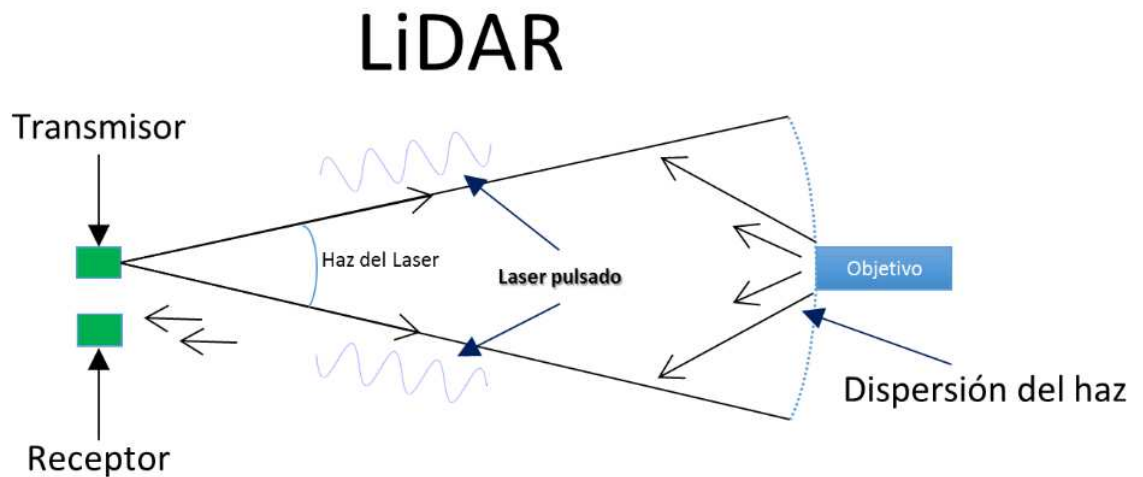


Fig. 3. Operación de un sistema LiDAR.

$$D = \frac{T}{2} c \quad (2)$$

Donde T y c corresponden a los parámetros de TOF, los cuales son la diferencia del tiempo entre la emisión de láser pulsado y la recepción, y la velocidad de la luz ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$).



Fig. 4. Dispositivos Lidar: LIDAR-Lite 3, RPLidar A1M8 y RPLIDAR A2M8.

En la Fig. 4 se muestran 3 diferentes módulos LiDAR, cuyas principales características de estos dispositivos, se pueden apreciar en la Tabla 2, las cuales son su precisión, temperatura de operación y el costo aproximado de estos dispositivos.

Tabla 2. Ejemplos de Dispositivos LiDAR y sus características principales. <https://www.robotshop.com/en/lidar-lite-3-láser-range-finder.html>

Dispositivo	Distancia (m)	Temperatura de operación.	Precio (Dls)
LIDAR-Lite 3	0-40	-20 to 60° C	129.99
RPLidar A1M8	0.15 - 12 m	-20 to 45° C	99.00
RPLIDAR A2M8	0.15 - 12m	-20 to 45° C	319.00

Ventajas de los elementos LiDAR's.

- Gran capacidad de adquisición de datos espaciales [13].
- Estos dispositivos pueden ser empleados bajo condiciones climáticas de nubosidad e incluso de noche para la adquisición de coordenadas X, Y y Z [14].
- Es un dispositivo activo ya que este emplea un haz láser para escanear un objeto de interés.

Desventajas de los elementos LiDAR's.

- A pesar de obtener una muy buena resolución estos dispositivos resultan ser muy costosos.

- La mayor parte de los sensores LiDAR utilizan radiación perteneciente al infrarrojo cercano, por lo que algunas superficies, como el agua, absorben la longitud de onda correspondiente a esta banda del espectro y provocan que las señales de retorno sean escasas o inexistentes [15].
- El rango de la temperatura de operación es muy pequeño.

2.3. Láser Doppler Vibrometer (LDV)

Al igual que un LiDAR un LDV es un instrumento que permite obtener mediciones de un objetivo sin la necesidad tener un contacto físico con dicho elemento. El principio de funcionamiento se basa en medir el desplazamiento Doppler, para medir la amplitud y frecuencia de la vibración, que resulta de la radiación reflejada del haz enviando con un LDV a la superficie de interés. Entre las más importantes aplicaciones a la industria se encuentran: la aeroespacial, automotriz e ingeniería civil. El diagrama esquemático de un LDV se ilustra en la Fig. 6. Este instrumento está conformado por un escáner láser, una referencia láser, un vibrómetro controlador y amplificador que es utilizado como transductor de la vibración. A pesar de que estos dispositivos tienen una alta sensibilidad y la capacidad de no hacer contacto con el objeto que se está estudiando, aun no son económicos para tareas de ingeniería civil [16].

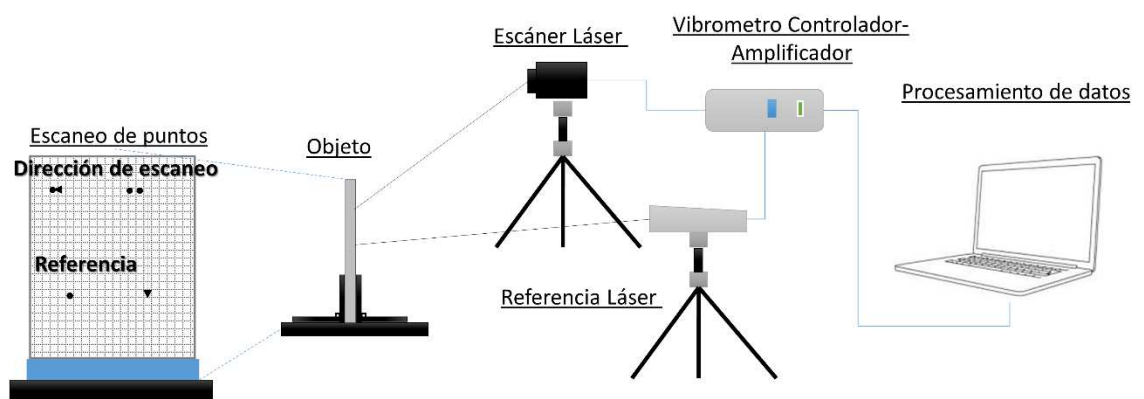


Fig. 5. Esquemático del barrido óptico mediante un sistema LDV.

La medición del desplazamiento de la frecuencia de la onda puede ser descrita a continuación por la siguiente Ec.(3).

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \quad (3)$$

Donde v es la velocidad del objeto y λ es la longitud de onda emitida.

El LDV funciona basado en el principio de interferencia óptica, en donde esencialmente dos haces luminosos incoherentes, con sus respectivas intensidades I_1 e I_2 son requeridos para el solapamiento. La intensidad total de ambos haces no solo es la suma de las intensidades individuales, pero es modulado de acuerdo a la siguiente Ec.(4).

Donde

$$I_{tot} = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos\left(\frac{2\pi(r_1 - r_2)}{\lambda}\right) \quad (4)$$

I_{tot} = es la intensidad total

$I_{1,2}$ = es la intensidad 1 y 2 respectivamente.

$r_{1,2}$ = longitud que viaja cada haz

λ = longitud de onda del haz

Para mejores detalles de los elementos ópticos que componen un LDV, véase la Fig. 6

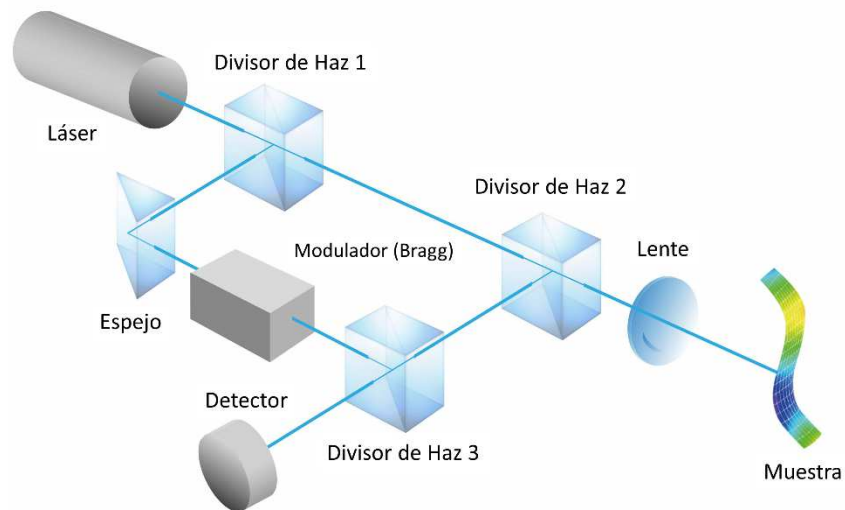


Fig. 6. Esquema de un sistema LDV.

La imagen de la Fig. 6 muestra como el divisor de haz 1 divide el haz enviado por la fuente láser. Después de que pasa a través del segundo divisor de haz, este haz es enfocado sobre la muestra, la cual lo refleja. Esta reflexión del haz es dirigida de regreso por el divisor de haz número 2, y luego este se fusiona con el láser de referencia en el detector.

Como la trayectoria óptica del haz de referencia es constante a lo largo del tiempo (con la excepción de efectos térmicos insignificantes en el interferómetro), un movimiento de la muestra genera un patrón claro/oscuro, típico de un interferómetro, en el detector.

Un ciclo completo de luz/oscuridad en el detector corresponde a un desplazamiento del objeto de exactamente la mitad de la longitud de onda de la luz utilizada.

En el caso del láser de neón de helio utilizado a menudo para vibrómetros, esto corresponde a un desplazamiento de 316 nm. Cambiar la longitud del camino óptico por unidad de tiempo se manifiesta como el cambio de frecuencia Doppler del haz de medición [17].



Fig. 7. En esta imagen se muestran dispositivos LDV para medir la vibración: PSV-I-400, PDV-100 y LP01-HF. Las imágenes pueden ser consultadas en los siguientes enlaces: http://www.hysen.com/product/view.php?id=23&no=3&cat_no=&offset=, <https://www.polytec.com/eu/vibrometry/products/single-point-vibrometers/pdv-100-portable-digital-vibrometer/y> <https://www.omscorporation.com/products/LP01-HF/accessories.html>

Entre los LDV existentes se encuentran los que se presentan en la Tabla 3.

Tabla 3. Ejemplos de Dispositivos LDV y sus características principales.

Dispositivo	Distancia (m)	Frecuencia Max(kHz)	Temperatura (°C)
PSV-I-400	0.08 – 100	40	+5 ...+40
PDV-100	0.2 – 30	22	+5 ...+40
LP01-HF	0.01 – 5	100	+3 ...+45

Ventajas de los elementos LDV's.

- Entre las ventajas de los LVD's se encuentran que tienen una muy buena resolución y permiten realizar mediciones sin contacto físico de la estructura u objeto bajo estudio.
- El haz de luz puede ser dirigido hacia objetivos de difícil acceso.
- Se pueden tomar lecturas de la vibración sin requerir una masa como carga sobre el objetivo.

Desventajas de los elementos LDV's.

- A pesar de obtener una muy buena resolución el precio de los LVD's en el mercado oscilan entre 15,000 dólares para realizar mediciones de un solo punto. Los precios de los vibrómetros aumentan significativamente al realizar mediciones en distintos puntos por ejemplo estos pueden tener un costo de 28,000 dólares. Los equipos más avanzados en LDV alcanzas cifras de hasta 190,000 dólares para realizar mediciones relacionadas con la dinámica estructural y la acústica [18], los precios son cotizados en el año 2019.

2.4. Sistemas Ópticos de barrido OSS

Los sistemas OSS se basan en sensores ópticos los cuales desempeñan un rol importante para realizar tareas de reconocimiento o medición de desplazamiento y vibración de estructuras. Los sensores ópticos empleados permiten ser los transductores que captan las señales por los instrumentos de medición.

Elementos como la resistencia dependiente de la luz o LDR que proviene del acrónimo en inglés *Light Dependent Resistor*, el fotodiodo, el LED y el fototransistor han sido utilizados como transductores para captar la señal de una fuente de referencia situada en una estructura que a su vez es objeto de estudio.

Los sistemas de escaneo óptico OSS que se utilizan en el presente trabajo consisten en un emisor de luz no coherente no rotatorio, el cual es montado en la estructura principal a ser monitoreada, la fuente emisora puede ser posicionada a diferentes ángulos para detectar la posición del objeto o estructura [19].

El presente trabajo se basa en un sistema OSS desarrollado por el Instituto De Ingeniería de la Universidad Autónoma De Baja California (UABC). Este sistema se compone principalmente por una fuente de luz que puede ser de tipo coherente e incoherente, un motor de DC, un fotosensor (fotodiodo, fototransistor, LDR, etc), un optoacoplador para medir los pulsos del motor (por cada ciclo de rotación), y una lente biconvexa para enfocar la luz reflejada de un espejo con un corte a 45 grados, que se encuentra montado sobre el motor. El funcionamiento del sistema puede ser descrito de la siguiente manera: en primer lugar, el motor DC gira a una velocidad constante, este a su vez hace girar al espejo (durante este proceso es cuando se realiza el barrido óptico) y que posteriormente refleja la luz de la fuente de radiación (fuente de referencia) hacia

la lente biconvexa para direccionar la luz en donde se encuentra el fotosensor, luego este convierte la señal óptica recibida en eléctrica. Finalmente esta señal eléctrica es capturada por una tarjeta de adquisición de datos (DAQ) para posteriormente esta sea procesada digitalmente, en la Fig. 8 se muestra una señal capturada con este dispositivo [20].

La finalidad del OSS es detectar un punto de referencia que es dado por la fuente de referencia y calcular su coordenada. En primer lugar, el sistema calcula el ángulo que relaciona al punto de referencia y a la posición de la apertura 1. Luego con una segunda apertura se puede medir el ángulo con respecto al mismo punto de referencia que es calculado el ángulo de la apertura 1. El punto de referencia es tomado como el número de muestra donde se encuentra el voltaje pico de la señal que representa el ángulo respecto a la posición de la apertura, es decir, que si el sistema OSS está situada exactamente enfrente de la fuente de referencia, el máximo de la señal representara el ángulo de 90 grados, esto considerando que la velocidad de la rotación del motor de la apertura es constante. El punto de referencia (máximo de la señal gaussiana) representa el centro energético de la señal, sin embargo existen otros métodos para localizar dicha referencia que se pueden revisar en [19, 21], donde se hace referencia a métodos para medir de una manera precisa localización del centro energético de la señal.

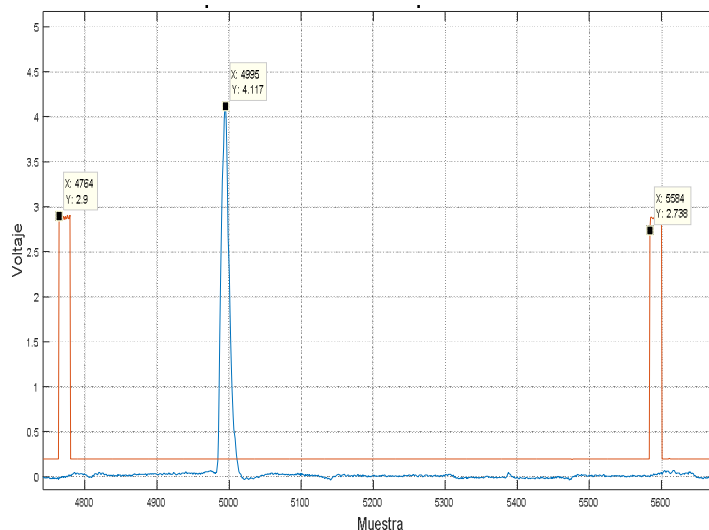


Fig. 8. Adquisición de la señal por el sistema óptico.

La posición de la apertura es calculada a partir de los pulsos que envía una compuerta Schmitt en cada vuelta completa del motor DC del sistema OSS. Este circuito electrónico es montado en el motor de la apertura. En la Fig. 8, se muestran pulsos en

color rojo que corresponden a cada rotación completa del motor DC, con el conteo de estos pulsos durante un segundo se obtiene la frecuencia y a sí mismo el periodo de barrido del sistema. La señal óptica captada por el fotosensor a partir de la fuente de referencia que se encuentra montado sobre el objeto es representada en esta

Fig. 8 en color azul. El periodo de la señal se calcula conociendo el número de muestra o el tiempo desde que inicia el flanco de subida del primer pulso hasta cuando se genera el segundo pulso, estos parámetros se muestran en esta misma figura.

Aunque existen varios métodos para calcular el ángulo medido por el sistema, como el centroide geométrico, el centroide de espectro de potencia, procesamiento analógico con circuito eléctrico, saturación e integración y pulso de subida, véase [19], en la presente tesis se utilizó el pulso de subida para tomar el punto más cercano al valor pico de la señal gaussiana como referencia del centro energético. Cabe recalcar que el objetivo del presente trabajo es implementar métodos para mitigar el ruido. De esta manera sería interesante poder aplicar los otros cuatro métodos en conjunto con los filtros y dispositivos en trabajos posteriores.

Para determinar los parámetros utilizados en esta tesis y estimar la posición angular por el sistema OSS, se calculan a partir del tiempo en que se genera un flanco de subida menos el tiempo donde empieza el segundo flanco. Esto da como resultado el tiempo que dura el motor en realizar una revolución completa. Un ejemplo sería el siguiente a partir de la

Fig. 8, la duración del periodo puede ser calculada de la siguiente manera: $T_{2\pi} = (5584 - 4764) = 820$, esto corresponde al número de muestras que hay entre cada pulso del motor, y si este se divide en 20000 muestras/segundo se obtiene el periodo en segundos, que resulta en $T_{2\pi} = 0.041$ (s), y en términos de frecuencia de $f_{2\pi} = 24.39$ (Hz), mismos parámetros que pueden ser validados en un periodo, como el número de conteos de los pulsos en color naranja durante 1 segundo que duro la captura de la señal.

Por otro lado el sistema OSS cuenta con dos aperturas que pueden calcular los ángulos A_{ij} y B_{ij} , y dado que la distancia a es conocida como la distancia que existe entre cada apertura, es posible calcular la distancia d_{ij} entre la fuente y las aperturas, aplicando la ley de senos, a esto se le conoce como método de triangulación dinámica que es ampliamente detallado en [22]. En la Fig. 9 se pueden observar los elementos principales para poder calcular los ángulos A_{ij} y B_{ij} mediante la siguiente Ec.(5).

$$d_{ij} = a \frac{\text{sen}(A_{ij})\text{sen}(B_{ij})}{\text{sen}[180^\circ - (A_{ij} + B_{ij})]} \quad (5)$$

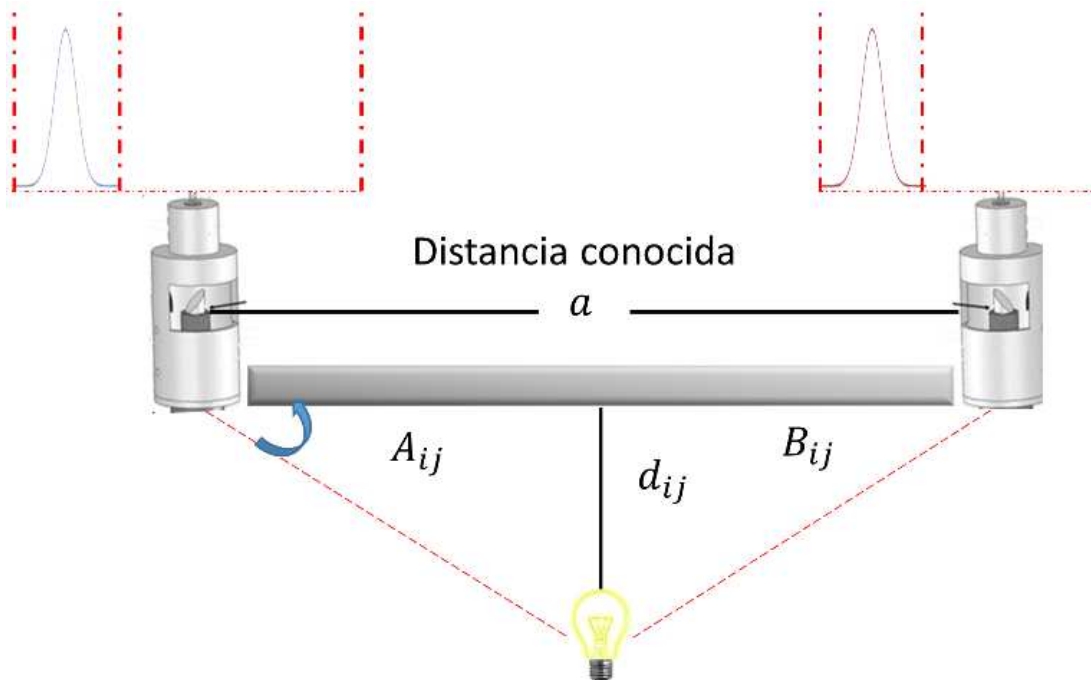


Fig. 9. Método de triangulación dinámica.

Además de los elementos del sistema OSS mostrados en la Fig. 9, también se ilustra el esquema completo que adopta este sistema para poder realizar la medición de coordenadas, así mismo se puede apreciar en la parte superior de cada apertura, la señal que es capturada por cada fotosensor, aparentemente esta señal que se forma se asemeja a una curva de tipo gaussiana, dicha forma depende del tiempo de respuesta del fotosensor, por ejemplo el tiempo subida y de bajada del transductor empleado para el procesamiento de la señal. En [23] se muestra el trabajo realizado donde se comparan distintos tipos de fotosensor como la fotoresistencia, fotodiodo y fototransistor. Las señales observadas tienen características similares para los dispositivos como el LED, fotodiodo y fototransistor, sin embargo, con la fotoresistencia no se obtiene una señal tipo gaussiana ya que el tiempo de bajada es más lento que el de los dispositivos anteriores.

Capítulo 3. Marco Teórico

En esta sección se abordarán los elementos que son empleados para la captura de la señal de referencia, en primera instancia se describirán los fotosensores, posteriormente se hará énfasis en métodos de filtrado implementados en el presente trabajo, para minimizar el ruido óptico.

3.1. Fotosensores

Los dispositivos fotosensores son aquellos que conducen una corriente eléctrica, cuando se incide sobre la superficie de estos materiales radiación electromagnética o energía radiante, como, por ejemplo, la luz. El principio de operación de estos dispositivos está basado en la transición de un electrón desde la banda de valencia hasta la banda de conducción por la absorción de un fotón [24]. Para que se pueda dar el proceso de la fotocorriente se debe de cumplir la siguiente condición de la siguiente Ec.(6).

$$h\nu \geq E_g \quad (6)$$

Donde h es la constante Planck, ν es la frecuencia del fotón y E_g es la banda prohibida del material para pasar de la banda de valencia a la banda de conducción.

Como $\nu = \frac{c}{\lambda}$, la ecuación anterior también puede expresarse en términos de longitud de onda λ en Ec.(7).

$$\lambda \leq \frac{\hbar c}{E_g} \quad (7)$$

La Ecuación anterior muestra la relación entre la longitud de onda máxima y la banda prohibida del material del fotosensor.

La banda prohibida del silicio E_g es 1.12 eV y para el germanio de 0.66 eV.

En la Tabla 4, se muestran las brechas de energía o la banda prohibida de distintos elementos como silicio (Si), germanio (Ge), arseniuro de galio (GaAs), dado que cada

material empleado como fotosensor puede estar sujeto a la Ec.(7), a partir de esa condición el material deja de conducir. Esto quiere decir que, si se eligen elementos fotosensores basados en semiconductores de silicio, su longitud de onda λ máxima se situara en 1109 nm.

Tabla 4. Banda prohibida (eV), para distintos tipos de materiales semiconductores utilizados en dispositivos fotosensores.

Material	Band Gap(eV)	Unidades de energía	λ
Silicio	1.12	$1.792 \times 10^{-19} \text{J}$	1109 nm
Germanio	0.66	$1.056 \times 10^{-19} \text{J}$	1882 nm
GaAs	1.43	$2.288 \times 10^{-19} \text{J}$	868 nm
ZnSe	2.7	$4.320 \times 10^{-19} \text{J}$	460 nm
GaN	3.4	$5.440 \times 10^{-19} \text{J}$	365 nm

De acuerdo a la Tabla 4, la respuesta espectral estará sujeta a la banda prohibida de cada material y el tipo de fotosensor empleado dependerá de las condiciones a las cuales está sujeto el sistema OSS. Para el diseño de sistemas OSS que estén expuestos a la radiación solar, es conveniente considerar materiales semiconductores que tengan una banda prohibida más grande, esto con el fin de conseguir una longitud de onda menor dado que gran parte de la radiación ultravioleta (UV) es absorbida por la atmósfera de la tierra la cual tienen longitudes de onda menor. Aprovechando dichas características del fotosensor, se tiene que considerar que la fuente de referencia debe de emitir en el rango espectral con un contenido energético muy grande, lo cual sería peligroso para el ser humano. Los rayos UV se pueden clasificar en tres categorías UVA, UVB y UVC [25] y de acuerdo a estas categorías en nivel de precaución aumenta en gran medida para esta clasificación respectivamente.

3.1.1. Fototransistor

Los fototransistores son una extensión de un fotodiodo en conjunto con un transistor, debido a que la corriente del fotodiodo es muy pequeña esta es amplificada por el transistor. El principio básico de un fototransistor inicia con la corriente que genera el fotodiodo al estar en contacto con la luz de cierta longitud de onda, luego a su vez esta fotocorriente pasa por la base del transistor lo cual hace que el transistor entre en estado de conducción. Una de las principales ventajas de los fototransistores sobre los fotodiodos es que son más sensibles dado el efecto ganancia de los transistores, cuya sensibilidad es alrededor de 100 a 1000 veces mayor. Estos fototransistores también son hechos a base de semiconductores y comúnmente pueden ser realizados en unión bipolar NPN y PNP, aunque también existen fototransistores hechos a base de transistores de efecto de campo (FET) cuya ventaja es que el voltaje de offset es menor a los BJT.

En la Fig. 10 se muestra el símbolo del fototransistor que emplea transistores BJT.

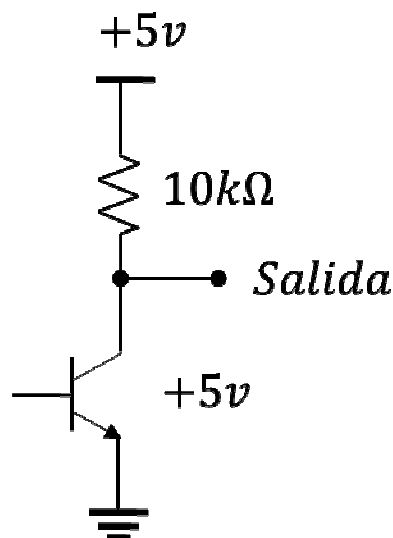


Fig. 10. Diagrama del fototransistor utilizado para los experimentos de esta tesis.

3.2. Resistencia dependiente de la luz (LDR)

La LDR es una célula foto-conductiva con una respuesta espectral similar a la del ojo humano [26], aunque también existen fotorresistencias con una amplia gama espectral que incluyen el infrarrojo y el ultravioleta.

La resistencia de esta célula se incrementa y disminuye de acuerdo a la intensidad de la luz, es decir; cuando la luz incide sobre la LDR la resistencia de este decrece, y sucede

el caso contrario cuando la luz no incide o disminuye, la resistencia de este dispositivo aumenta por lo cual también se le conoce como fotoresistor o fotorresistencia. Los materiales comunes con los cuales se construyen las fotorresistencias son sulfuro de cadmio (CdS) y seleniuro de cadmio (CdSe) [27]. El tiempo de respuesta de este elemento oscila entre 1 y 10 décimas de segundo, cuya característica puede ser aprovechada para el filtrado de esas pequeñas variaciones de luz que para otro foto receptor sean más perceptible, como en el caso de los fotodiodos y fototransistores, que son más sensibles a los pequeños cambios de luz.

El modelo que relaciona la resistencia y la iluminación viene expresado por la Ec.(8). Es oportuno mencionar que el tipo de respuesta de una fotoresistencia no es lineal de acuerdo a la siguiente ecuación.

$$R = AL^{-\alpha} \quad (8)$$

Donde

R = resistencia de la LDR.

A y α = constantes que dependen del material semiconductor de la LDR.

L = Densidad superficial de la energía recibida

Entre las aplicaciones más importantes de las LDR's se pueden mencionar las siguientes: el control de luces, en diferentes aparatos o infraestructura pública, en control automático de la ganancia y otras aplicaciones donde el tiempo de respuesta sea despreciable.

En la Fig. 11 se muestra la respuesta relativa de dos fotorresistencias tomada de [28], aquí resalta que ambas fotorresistencias tienen respuesta espectral en el rango de luz visible, sin embargo, cada uno de estos dispositivos tiene su mejor respuesta a 550 nm y 650 nm.

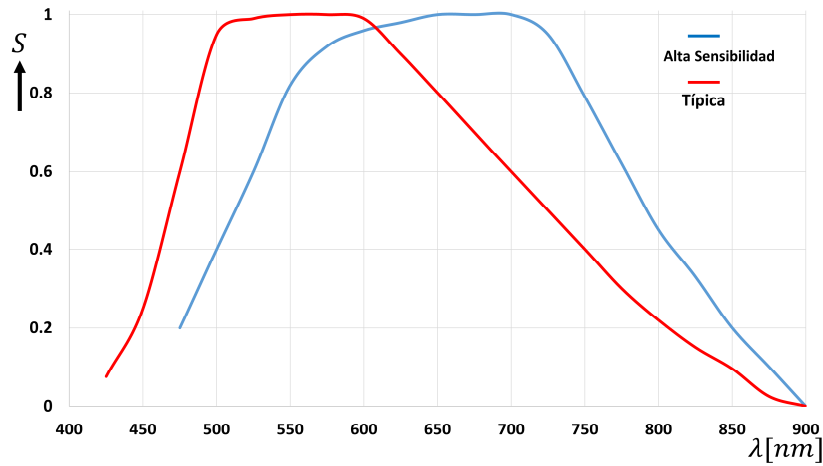


Fig. 11. Respuesta relativa para dos tipos de dos fotorresistencias.

3.3. Fotodiodo

Los fotodiodos son dispositivos optoelectrónicos, que al estar en contacto con algún tipo de radiación electromagnética, como la luz, empiezan a conducir una corriente eléctrica que es directamente proporcional a la intensidad de esta energía, a la que está expuesta. Esta corriente que se genera a través de su estructura atómica se debe a que fotones inciden en la superficie del cristal semiconductor del fotodiodo, generando así pares de electrón-hueco en ambos lados de la unión PN. Los fotodiodos pertenecen a la familia PN, al igual que los LED's, el diodo rectificador, el diodo Zener, diodo Varicap y otros dispositivos de estado sólido. La construcción de un material PN se hace a través de la unión de un material tipo P y un material tipo N. Los materiales N son construidos con la impurificación de materiales semiconductores con elementos que contienen 5 electrones de valencia, generando así un electrón libre en su estructura atómica, el cual es conocido como átomo donador, debido al electrón que queda libre y disponible para la conducción. De esta misma forma es producido el material P, solo que los materiales intrínsecos son contaminados con elementos que contienen 3 electrones en la capa, resultando un hueco, que es conocido como átomo receptor. El hueco es el portador de carga mayoritario en el material tipo P y el electrón en el material tipo N, los portadores de carga son indispensables para que se pueda dar la conducción eléctrica en el material PN. Los elementos más comunes con los cuales se fabrican los fotodiodos son de silicio y de germanio y su respuesta espectral varía desde el ultravioleta, rango visible e infrarrojo. Uno de los modos de operación de este dispositivo se realiza en la región de polarización inversa, a este modo se le conoce como modo fotoconductor donde el

El fotodiodo es polarizado de manera inversa, de esta manera se tiene control sobre la corriente a través del voltaje inverso aplicado que incrementa la barrera de potencial entre la unión PN del fotodiodo. En condiciones de polarización inversa el fotodiodo mantiene una pequeña corriente llamada corriente de saturación en inversa.

De acuerdo a la hoja de datos del fabricante Burr-Brown sobre el fotodiodo OPT301, que es uno de los sensores utilizados en esta tesis, su respuesta espectral se encuentra entre 200nm y 1100nm, teniendo una alta respuesta a 0.47 A/W a 650nm. En la Fig. 12 se observa una característica muy común para estos tipos de dispositivos que es el tener un rango espectral de sensibilidad muy amplio.

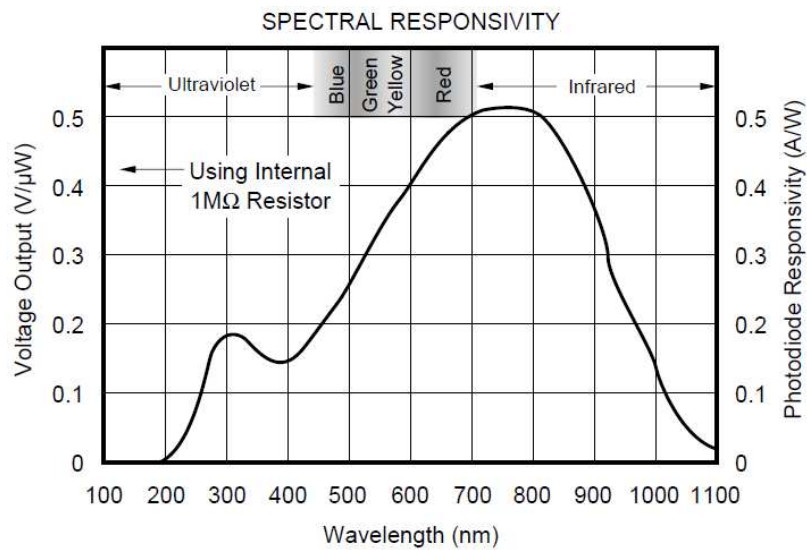


Fig. 12. Respuesta espectral del fotodiodo OP301 (Burr-Brown, 1994).

3.4. LED como fotosensor

Los diodos emisores de luz (LED, de sus siglas en inglés), son dispositivos diseñados para que puedan emitir energía radiante en una región espectral muy angosta, sin embargo, estos dispositivos también pueden ser usados como fotosensores, esto se puede confirmar en [29, 30] en donde los resultados obtenidos fueron alentadores. Otra de las características importantes de este dispositivo es que son de bajo costo respecto a otros fotosensores. La diferencia del LED empleado con los fotosensores es que la corriente generada al incidirle luz es muy pequeña por lo cual esta se tiene que emplear un circuito de alta impedancia para amplificar la pequeña fotocorriente generada. Entre los dispositivos que se pueden implementar son los amplificadores operacionales o mejor conocidos como OP-AMP.

La operación del LED como fotosensor puede ser visualizarse en la Fig. 13, de acuerdo al funcionamiento del LED cuando este es polarizado o sometido a un campo eléctrico entre sus terminales de manera directa, los electrones adquieren la suficiente energía y saltan de la banda de valencia hacia la banda de conducción ilustrado en Fig. 13a. Sin embargo, estos electrones solo pueden mantenerse por muy poco tiempo en un estado de mayor energía y cuando estos regresan a la banda de valencia de menor energía emiten energía radiante (luz) en cierta longitud de onda que depende de la fabricación del LED.

El proceso para utilizar el LED como fotosensor es de la forma inversa es ilustrado en Fig. 13b y Fig. 13c, es decir; que cuando el LED está expuesto ante una energía radiante de la misma o mayor longitud de onda se generan pares electrón-hueco o portadores de carga dando como resultado de una disminución de la resistencia del material semiconductor, permitiendo una corriente eléctrica denominada fotocorriente esto debido que la energía de un fotón fue cedida a un electrón.

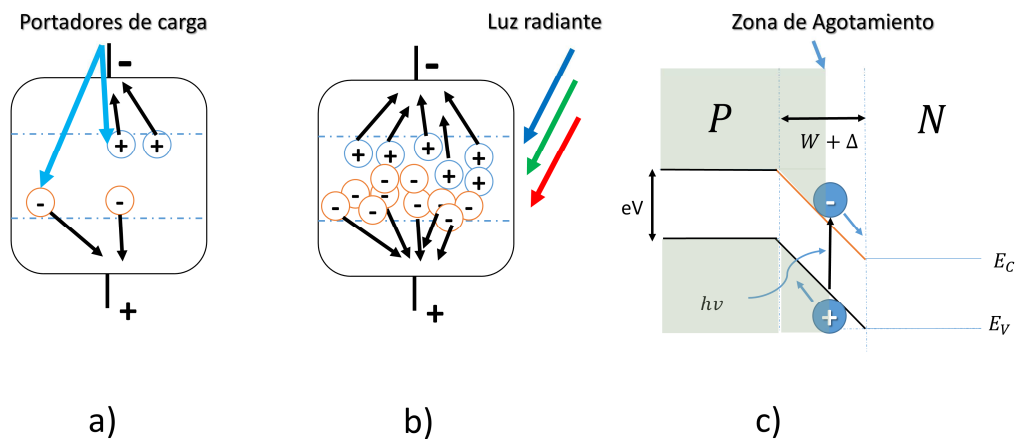


Fig. 13. Funcionamiento de LED como fotosensor

La energía radiante incidente excita a los electrones a saltar a la banda de conducción como se muestra en las Fig. 13b y Fig. 13c, luego se genera una corriente eléctrica que es proporcional a la energía radiante que incide sobre la superficie del LED. Las siguientes Ec.(9) y Ec.(10), describen la relación entre la polarización inversa V_{bias} , la capacitancia C_j y el ancho de la región de agotamiento W_d .

$$W_d = \sqrt{\frac{2\epsilon_{Si}\epsilon_0}{e} (V_{bias} + V_{diff}) \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)} \quad (9)$$

$$C_j = \frac{\epsilon_{Si} \epsilon_0 A}{W_d} \quad (10)$$

Donde $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-14} \text{ F/cm}$ corresponde a la permisividad en el espacio libre, ϵ_{Si} representa la constante dieléctrica del silicio, e es la unidad elemental de la carga, N_A y N_D son las concentraciones de portadores para iones aceptadores y donadores y V_{diff} es la diferencia de potencial de difusión.

3.5. Acondicionadores de señal analógico OP-AMP y JFET

La etapa de acondicionamiento utilizada en la presente tesis fue llevada a cabo con la ayuda de dispositivos activos como amplificadores operacionales y transistores JFET. A continuación se dará una breve descripción de estos elementos, empezando con el JFET y posteriormente sobre el OP-AMP.

El transistor de efecto de campo de unión JFET (de sus siglas en inglés *junction field-effect transistor*) es un elemento activo cuya función principal es la de controlar la corriente que circula a través del circuito. La magnitud de control de estos elementos es la aplicación de un voltaje en la terminal de la compuerta. Una de las características principales de los transistores JFET es que cuenta con una alta impedancia en la entrada a diferencia de los transistores BJT que tienen una baja impedancia a la entrada. Típicamente las terminales son llamadas fuente (*source S*), drenaje (*drain D*) y compuerta (*gate G*), el símbolo electrónico de este transistor puede visualizarse en Fig. 14, así como también se puede apreciar el circuito acondicionador implementado en el presente trabajo.

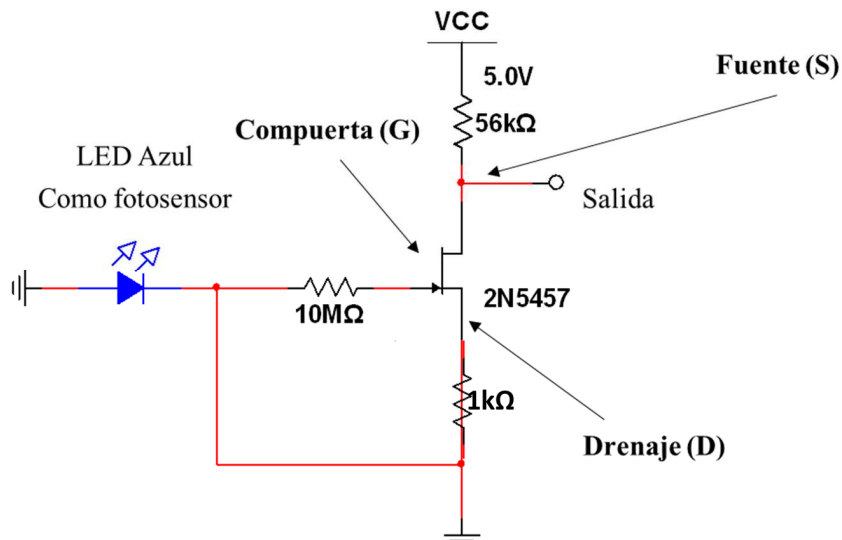


Fig. 14. Configuración del JFET como acondicionador de señal de la fuente de referencia del sistema OSS.

Para calcular la corriente I_D del transistor JFET se aplica la ecuación Ec.(11).

$$I_D = \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \quad (11)$$

Donde

- I_D es la corriente del transistor JFET.
- V_{GS} es la tensión entre compuerta y fuente.
- V_p es el voltaje de estrangulamiento.

Un amplificador operacional, u *OP-AMP* (del acrónimo en inglés *operational-amplifier*), es un amplificador diferencial que cuentan con una alta ganancia con una alta impedancia en la entrada y baja impedancia en la salida. Este elemento electrónico es un dispositivo muy versátil ya que tienen distintos usos tales como: amplificador, detector de picos, comparador de voltaje, sumador, restador. Una aplicación que sobresale de los amplificadores operacionales es su utilización para el diseño de filtros activos analógicos. Dado que los OP-AMP son circuitos integrados, existen distintos modelos que emplean BJT como el UA741 y otros que están diseñados a base de transistores JFET como el TL081.

En la Fig. 15 se muestra la aplicación empleada en el presente trabajo, la cual se le conoce como amplificador de trans-impedancia TIA de sus siglas en inglés (*Transimpedance amplifier*). También estos elementos son empleados en los dispositivos LiDAR para poder amplificar la pequeña señal o la fotocorriente generada por el fotodiodo.

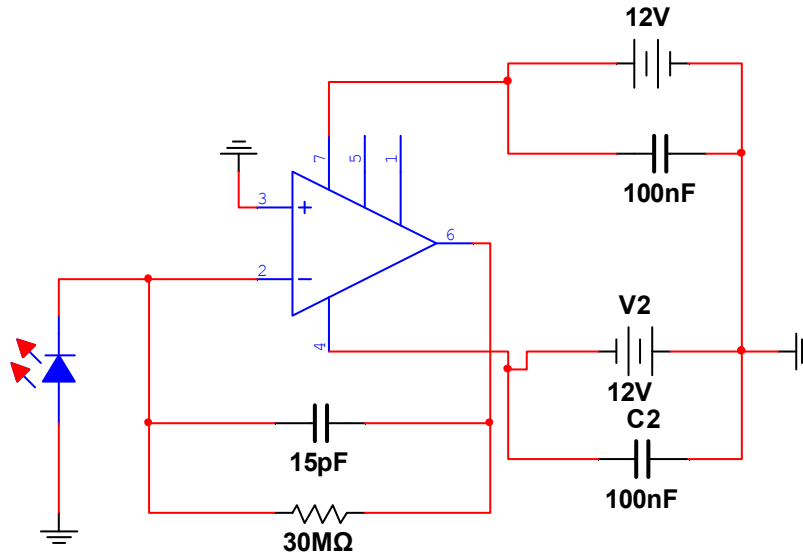


Fig. 15. Configuración del OP-AM en modo de transimpedancia utilizado en esta tesis.

La tensión a la salida del OP-AM V_{out} puede ser determinada mediante la siguiente función de transferencia por Ec.(12).

$$V_{out} = I_{pd} \frac{R_f}{(1 + sR_f C_f)} \quad (12)$$

Donde

- R_f es la resistencia de retroalimentación del OP-AM.
- C_f es el capacitor.
- I_{pd} es la fotocorriente generada en el fotodiodo cuando está expuesta a una radiación de su misma región espectral.

3.6. Acondicionadores de señal óptica

Así como existen dispositivos que sirven para el acondicionamiento eléctrico de las señales que provienen de los fotosensores, los amplificadores ópticos de semiconductor SOA (*semiconductor optical amplifier*) y los amplificadores de fibra óptica son los que realizan la misma tarea para amplificar una señal óptica, sin embargo la gran diferencia entre ellos radica en que este último no requiere convertir la señal óptica en una señal eléctrica.

3.6.1. Amplificadores ópticos de Semiconductor.

El principio de operación de los SOA está basado en el funcionamiento del semiconductor láser solo con la diferencia que este último no tiene retroalimentación. Entre otros puntos importantes, estos dispositivos tienen una amplia emisión de longitudes de onda. Una representación del proceso de amplificación de este amplificador SOA se ilustra en Fig. 16. Cuando la luz viaja a través de la región activa, esto ocasiona que los electrones pierdan energía en forma de fotones y vuelvan al estado elemental. Esos fotones estimulados tienen la misma longitud de onda que la señal óptica de entrada, lo que se origina una amplificación esta señal en la terminal de salida.

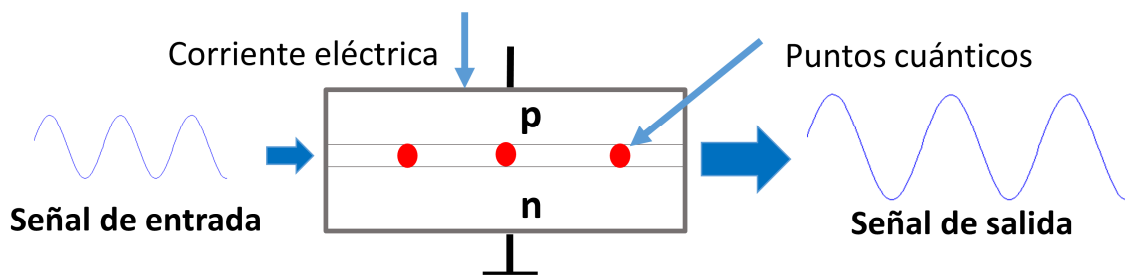


Fig. 16. Proceso de amplificación de un SOA

Otra de las aplicaciones de estos dispositivos es que también pueden ser implementados como interruptores ópticos [31]. Una de las ventajas de los SOA sobre otros amplificadores de fibra ópticos es su tamaño compacto [32].

La ganancia óptica de los SOA depende de la frecuencia o longitud de onda:

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2 + \frac{P}{P_s}} \quad (13)$$

Donde g_0 es el máximo valor pico de la ganancia, ω es la frecuencia óptica de la señal incidente, ω_0 es la frecuencia de transición atómica y P es la potencia óptica de la señal siendo amplificada y P_s es la cantidad conocida como la potencia de saturación de la ganancia media. El parámetro T_2 es conocido como el dipolo de relación temporal [33].

3.6.2. Amplificadores de fibra óptica.

Una de las ventajas de los amplificadores basados en fibra óptica es que estos tienen geometría cilíndrica la cual es compatible para la transmisión por fibra, de esta forma es más fácil el acoplamiento. Otra ventaja es que este dispositivo es insensible a la polarización de la entrada y variaciones normales en ambiente real. La tercera ventaja es que proveen alta ganancia con bajo ruido [34].

Uno de los amplificadores ópticos más modernos y empleados en sistemas de comunicaciones ópticas es el amplificador de fibra dopado con erbio [35].

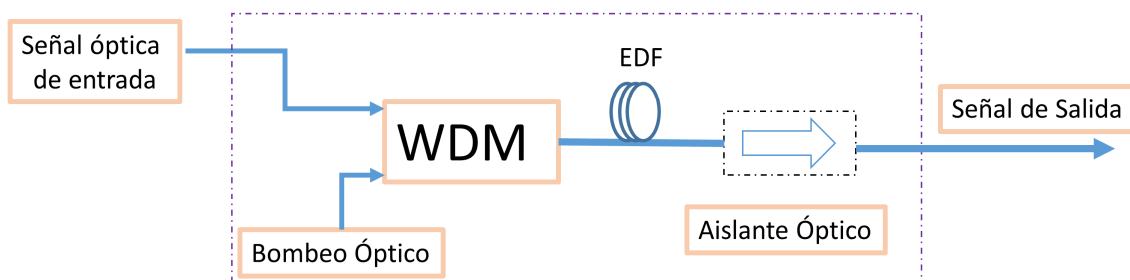


Fig. 17. Estructura básica de un amplificador EDFA

En la siguiente Fig. 17 se muestra una estructura básica de estos amplificadores, aquí se muestra la señal óptica a la entrada, un bombeo óptico mediante láser, la fibra dopada con erbio (EDF) y un multiplexor por división de longitud de onda WDM (*wavelength*

division multiplexer de sus siglas en inglés). En esta configuración WDM es utilizado para combinar la longitud de onda corta del bombeo óptico y la longitud de onda de la señal óptica de entrada.

La ganancia de los amplificadores EDFA's depende de muchos parámetros tales como la concentración de ion-erbio, longitud del amplificador, la potencia del bombeo óptico [36]. Los autores [37], proponen un método para caracterizar la ganancia de un EDFA mediante una simulación numérica a partir de la propagación de un haz de luz en el amplificador. Dicha manipulación consiste en el reagrupamiento de parámetros presentes en este amplificador, los cuales son etiquetados como A, B, C y D, véase sus correspondientes ecuaciones a continuación Ec.(14), Ec.(15), Ec.(16) y Ec.(17).

$$A(\lambda) = \frac{\tau\sigma_p^{(a)}}{ah\nu_p}\Gamma_p, \quad (14)$$

$$B(\lambda) = N\sigma_p^{(a)}\Gamma_p, \quad (15)$$

$$C(\lambda) = \frac{\tau\sigma_s^{(a)}}{ah\nu_s}\Gamma_s, \quad (16)$$

$$D(\lambda) = N\sigma_s^{(a)}\Gamma_s, \quad (17)$$

Donde N es la densidad total de iones-erbio, $\sigma_s^{(a)}$, $\sigma_s^{(e)}$, $\sigma_p^{(a)}$, $\sigma_p^{(e)}$, corresponden las secciones de cruce de absorción y emisión de señal y bombeo respectivamente. Los parámetros $\Gamma_{s,p}$ corresponden a los factores de traslape entre los modos transversales de señal, bombeo óptico, amplificación de emisión espontánea, y la distribución de iones-erbio. h , es la constante de Planck y τ , es el tiempo de vida de la

transición del nivel 2 al 1. Y el parámetro a representa el área efectiva de la distribución de iones-erbio y $\nu_{s,p}$ es la frecuencia correspondiente a la longitud de la señal y bombeo óptico.

Capítulo 4. Fuentes de Ruido en un sistema de barrido

Para cualquier diseñador de dispositivos OSS, uno de los principales problemas a resolver, es el ruido. Debido a que el ruido puede estar presente por las propias características internas de este sistema, así como también por los elementos utilizados para la adquisición de la señal. A este tipo de ruido se le conoce como ruido interno ya que este, es generado por causas internas propias del diseño del sistema.

El ruido que se genera en un sistema por causas externas se le conoce como ruido externo y este puede clasificarse en aquello que se genera de manera natural y que es causado por fuentes de radiación como el sol. Por otro lado, también existe el ruido que puede generarse de manera artificial por ser ocasionado por equipos o herramientas industriales que generan campos eléctricos, calor o cualquier tipo de radiación electromagnética que interfieren con el sistema óptico [38]. De acuerdo a este mismo autor el ruido determina el rendimiento de un sistema de medición y este puede ser una limitante para el buen desempeño del sistema, además de afectar su rendimiento.

Los elementos como la fibra óptica pueden reducir los efectos causados por fuentes de radiación como el sol y condiciones ambientales como temperatura y humedad. En este contexto, la fibra óptica puede tener ventajas sobre los sistemas OSS ya que la información que transporta es protegida de los efectos externos por una recubierta de polietileno de alta densidad [39] que suprime o filtra espectros no deseados.

Los sistemas basados en fibra óptica emplean elementos como dispositivos SOA para amplificar la señal óptica. Los SOA están fabricados a base de materiales semiconductores que reducen los efectos causados por utilizar fuentes incoherentes [40]. Aunque estos dispositivos ofrecen excelentes alternativas para ser empleados en ambientes adversos, el costo de instalación y mantenimiento suele estar por encima de los sistemas OSS.

El principal objetivo de los sistemas OSS es establecer la comunicación entre un punto o coordenada, la cual es calculada de una estructura para obtener su posición mediante el método de triangulación dinámica. El sistema OSS se integra por dos subsistemas: el primero es el sistema óptico y el segundo es un sistema optoelectrónico, cada uno de estos sistemas son susceptibles a distintos tipos de ruido que alteran las características o propiedades de una señal durante la captura y su procesamiento. En el presente trabajo

se define el ruido optoelectrónico como aquel donde intervienen la captura, procesamiento y conversión de la señal mediante dispositivos electrónicos basados en semiconductores. En el caso del ruido óptico se refiere al ruido donde interviene la lente y el medio por donde viaja la luz. Es posible aumentar el rendimiento del sistema OSS si es minimizando el ruido óptico y optoelectrónico mediante la aplicación de sensores adecuados y de filtros digitales [41]. Sin embargo, surgen ciertas cuestiones sobre la implementación y el tipo de filtro a emplear. Estas cuestiones son abordadas en esta presente tesis, empleando los filtros FIR como el filtro de media móvil, filtro de la mediana y filtro Savitzky-Golay. Así mismo los resultados de estos filtros son confrontados entre sí para poder determinar cuál es el tipo de filtro digital que puede ser empleado bajo ciertas condiciones en nuestro sistema OSS, en conjunto con fotosensores como el fotodiodo, LED y un LDR para así, poder determinar las condiciones de cada conjunto de filtro digital-fotodiodo adecuado para minimizar el problema del ruido ambiental en los sistemas OSS.

Para cualquier tipo de fuente luminosa empleada en SHM el ruido representa un problema inherente [38]. Al ruido se le puede considerar como una de las limitantes más importantes que determinan el funcionamiento de un sistema óptico de medición. En la Fig. 18 se observa una señal sin ruido y otra con ruido. Un sistema OSS es susceptible al ruido, ya que lo que se quiere establecer es una comunicación entre una fuente emisora de luz y un fotodiodo para determinar la coordenada de diferentes puntos de una estructura y así poder determinar si existe desplazamiento de la misma asociado a un daño en la estructura. En este sentido, los distintos tipos de ruido, en el ambiente de operación real del OSS, alteran las características o propiedades de una señal durante la captura y su procesamiento, afectando la medición.

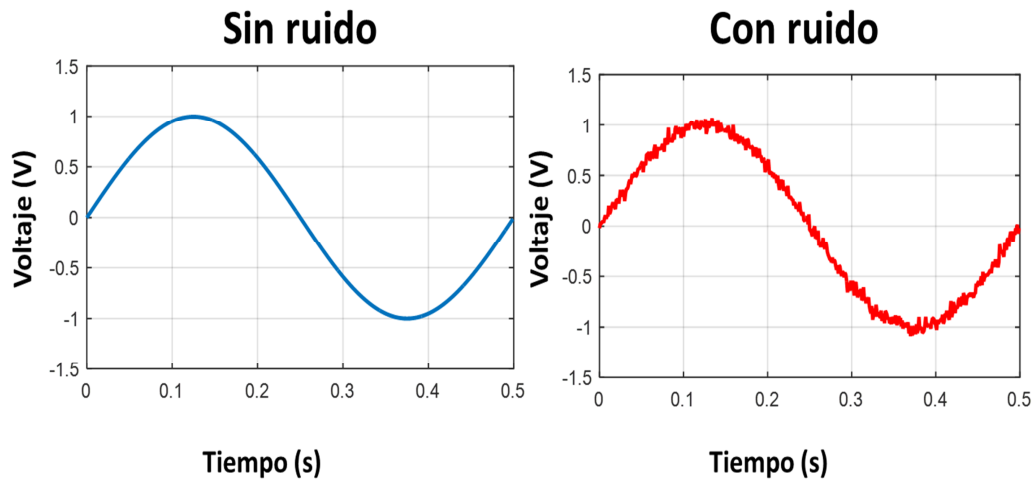


Fig. 18. Señal izquierda señal sin ruido, la señal de imagen derecha contaminada con ruido gaussiano blanco.

4.1. Ruido Eléctrico

El ruido eléctrico se define como cualquier energía eléctrica indeseable presente en un sistema [38], también este se puede expresar como una señal, o un conjunto de señales indeseables de origen aleatorio que se suman a la señal de información y que puede ocasionar ciertos problemas en la comunicación [42]. A continuación en Fig. 19 se observan la clasificación del ruido y el origen de este.

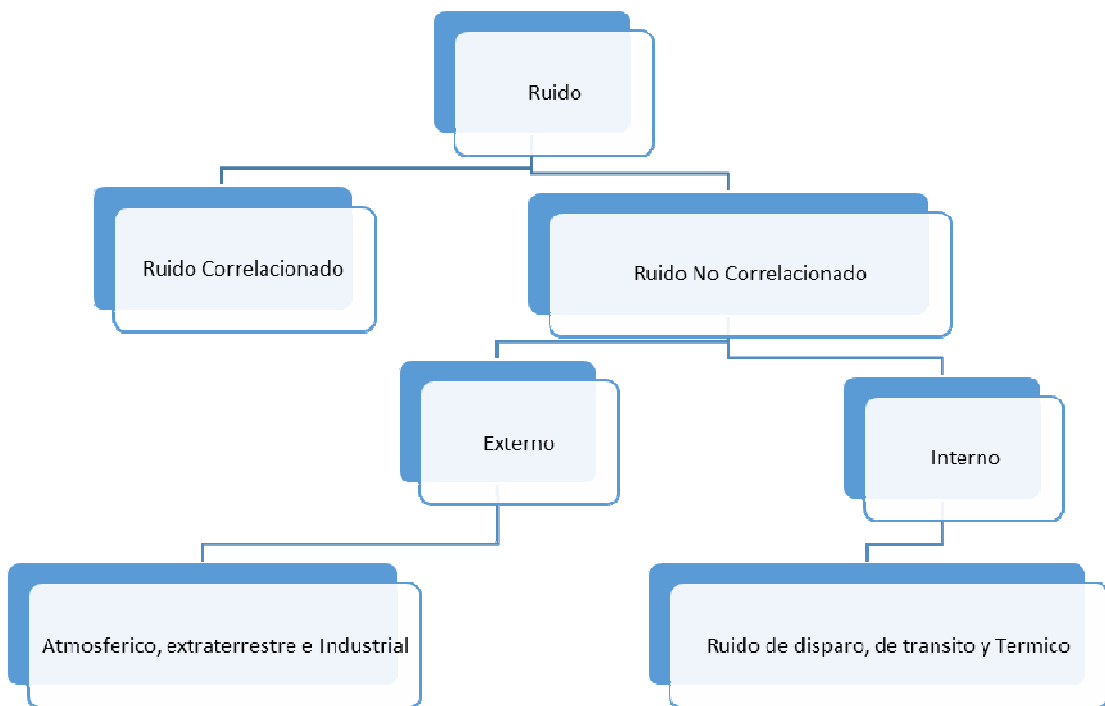


Fig. 19. Clasificación del ruido de acuerdo al origen.

4.2. Relación Señal/Ruido

El término que se utiliza para cuantificar la cantidad de ruido presente en alguna señal dada es la relación señal/ruido, esta relaciona la potencia de la señal entre la potencia del ruido [43] y esta se muestra en Ec.(18).

$$S / R = \frac{\text{Potencia(Señal)}}{\text{Potencia(ruido)}} \quad (18)$$

La relación S/R también se puede expresar en decibelios en Ec.(19):

$$S / R (dB) = 10 \log \left(\frac{\text{Potencia(Señal)}}{\text{Potencia(ruido)}} \right) \quad (19)$$

También se puede expresar la relación de potencia de señal a ruido en función de voltajes y resistencias, como se ve a continuación en Ec.(20)

$$S / R (dB) = 10 \log \left(\frac{\frac{V_s^2}{R_{ent}}}{\frac{V_n^2}{R_{sal}}} \right) \quad (20)$$

Donde:

R_{ent} = resistencia de entrada ohmios (Ω).

R_{sal} = resistencia de salida ohmios (Ω).

V_s^2 = voltaje de la señal en voltios(V).

V_n^2 = voltaje del ruido en voltios(V).

4.3. Ruido No correlacionado

Los sistemas OSS utilizan fotodiodos para convertir una señal luminosa en una señal eléctrica y de acuerdo a lo que anteriormente ya se había mencionado, que dado a estas características del sistema OSS, este es susceptible al ruido eléctrico, sin embargo, se pueden presentar distintos tipos de ruidos en el sistema opto-electrónico como lo son: el ruido correlacionado y el ruido no correlacionado. El ruido correlacionado es aquel que establece una relación entre la señal y una fuente de ruido, así que este se manifiesta ante la presencia de la señal. En el caso del ruido no correlacionado este puede estar presente independiente de la señal [42]. A su vez el ruido no correlacionado se puede clasificar en dos tipos como lo son: el ruido interno y el ruido externo. El ruido interno es aquel que se puede presentar en el mismo circuito y el externo es el que se origina fuera del circuito. Para el caso de ruido interno se presenta en cada etapa amplificadora de un circuito originados por estar en entornos electromagnéticamente hostiles [44]. Es importante mencionar que la interferencia generada externamente es la principal fuente de ruido en la mayor parte de los sistemas de medición [45].

4.4. Ruido de disparo (Ruido de transistor)

El ruido de disparo se origina debido a que tanto los portadores de carga como los fotones están cuantizados, y por lo tanto no es posible manejar una fracción de un electrón o un fotón [46]. El nombre ruido de disparo, se deriva del hecho de que suena como una lluvia de balas de plomo que chocan con una superficie o una lluvia intensa contra una ventana. Su origen son bolsas de portadores que atraviesan un medio a velocidades desiguales [27]. El ruido de disparo también es conocido como **ruido de Schottky** y este se debe al movimiento aleatorio de portadores de carga cruzando las interfaces de las junturas en dispositivos semiconductores, tubos de vacío y fototubos. El ruido de disparo fue el primer mecanismo del ruido eléctrico reconocido. El descubrimiento proviene con el funcionamiento del tubo al vacío y se observó en la forma de fluctuación de una corriente espontánea de placa d-c [47].

Como con el ruido térmico, el ruido de disparo es independiente de la frecuencia, pero este se relaciona con la corriente directa a través de un dispositivo [45] y esta se puede representar mediante la siguiente Ec.(21).

$$I_n = \sqrt{2qI_{dc}(f_H - f_L)} \quad (21)$$

Donde

q = carga elemental 1.602×10^{-19} en Coulombs (C)

I_{dc} = corriente en *amperios* (A)

f_H = Frecuencia máxima de operación (Hz)

f_L = Frecuencia mínima de operación (Hz)

4.5. Ruido Térmico

El ruido térmico es aleatorio y continuo, se produce en todas las frecuencias. El ruido térmico se da en un material en donde existen electrones libres y también donde existe una vibración que da lugar a fluctuaciones en las velocidades de los electrones [48]. También, es predecible, aditivo, y está presente en todos los dispositivos electrónicos. Por lo anterior, el ruido térmico es el más importante de todos los ruidos [38]. El ruido térmico también se le conoce como **ruido blanco** dado que su comportamiento de potencia contra frecuencia es muy plano y dado que la luz blanca posee todas las frecuencias, de ahí radica el nombre de ruido blanco [27]. Se define al ruido térmico mediante la siguiente Ec.(22).

$$E_n = \sqrt{4kTR(f_H - f_L)} \quad (22)$$

Donde

k = constante de Boltzman = 1.38×10^{-23} J/K

T = Temperatura (° Kelvin)

R = Resistencia (ohms)

f_H = Frecuencia máxima de operación (Hz)

f_L = Frecuencia mínima de operación (Hz)

Johnson demostró que la potencia del ruido térmico es proporcional al producto del ancho de banda por la temperatura. En forma matemática, la potencia del ruido de acuerdo a [38] se puede visualizar en Ec.(23).

$$N = KTB \quad (23)$$

Donde

$N =$ potencia del ruido en watts

$K = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K, constante de Boltzman

$T =$ °Kelvin, Temperatura

$B =$ (Hz), ancho de banda en Hertz

4.6. Ruido 1/f

El ruido $1/f$ es producido por la variación de los tiempos de tránsito de los portadores que atraviesan varias uniones de dispositivos semiconductores. Se llama ruido $1/f$ porque su magnitud se reduce con el incremento de la frecuencia [27]. A este ruido también se le conoce como ruido de contacto de baja frecuencia. Su origen no es muy bien conocido, aunque aparece asociado a un mal contacto entre materiales conductores, esta fuente de ruido, es la más importante a bajas frecuencias [49]. Este ruido se origina por la corriente en el cristal el material semiconductor [50]. En la Fig. 20 se aprecia la relación la respuesta en frecuencia para el ruido térmico o Johnson, de disparo y $1/f$.

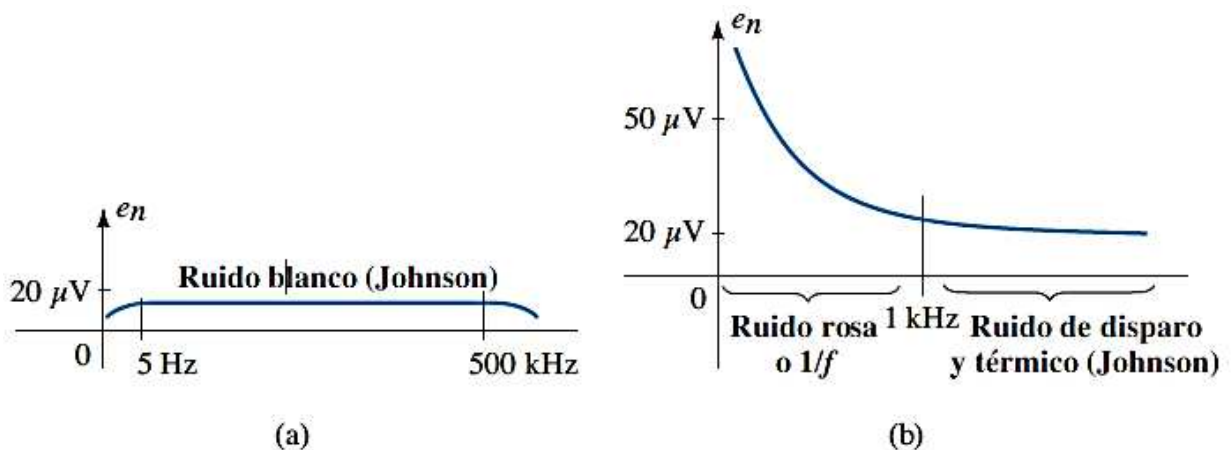


Fig. 20. Espectro de frecuencias de ruido típico: (a) blanco o Johnson; (b) rosa, térmico y de disparo.

4.7. Ruido de tiempo de tránsito

Cualquier modificación a una corriente de portadores, cuando pasan de la entrada a la salida de un dispositivo (como por ejemplo, desde el emisor al colector de un transistor) produce una variación irregular y aleatoria, que se clasifica como ruido de tiempo de tránsito. Cuando el tiempo que tarda un portador en propagarse por un dispositivo es parte apreciable del tiempo de un ciclo de la señal, este ruido se hace perceptible. El ruido de tiempo de tránsito en los transistores se determina por la movilidad de los portadores, el voltaje de polarización y la clase de transistor. Los portadores que van del emisor al colector padecen demoras de tiempo en emisor, demoras de tiempo básico de tránsito y demoras de tiempo de recombinación y de propagación. Si las demoras de tránsito son excesivas en altas frecuencias, puede ser que el dispositivo agregue más ruido que amplificación de la señal [38].

4.7.1. Interferencia

La interferencia es una forma de ruido externo que puede “perturbar o estorbar” a otra señal durante el proceso de adquisición. La interferencia eléctrica se produce cuando las señales que contienen información de una fuente producen frecuencias que caen fuera de su ancho de banda asignado, e interfieren con otras señales de otra fuente. La mayor parte de la interferencia se produce cuando las armónicas o las frecuencias de producto cruzado de una fuente llegan a la banda de paso de un canal vecino. [38].

4.8. Ruido Correlacionado

El ruido correlacionado únicamente puede existir si hay una señal presente en el circuito y se debe principalmente a las no linealidades en los circuitos de amplificación. Las no linealidades en los circuitos de amplificación pueden causar dos fenómenos principalmente: la distorsión armónica y la distorsión de intermodulación [42].

4.8.1. Distorsión armónica

Hay distorsión armónica cuando se producen las armónicas no deseadas de una señal, debido a una amplificación no lineal (mezclado). Las armónicas son múltiplos enteros de la señal original de entrada. Esta señal original es la primera armónica, y se llama frecuencia fundamental. Dos por la frecuencia original de la señal es igual a la segunda

armónica, tres origina la tercera, etcétera. Otro nombre de la distorsión armónica es distorsión de amplitud. Hay varios grados de distorsión armónica. La distorsión armónica de segundo orden es la relación de la amplitud *rms* de la frecuencia de segunda armónica entre la amplitud *rms* de la frecuencia fundamental. La distorsión armónica de tercer orden es la relación de la amplitud *rms* de la tercera armónica entre la de la frecuencia fundamental, etcétera. La distorsión armónica total es la amplitud *rms* combinada de las armónicas superiores, dividida entre la amplitud *rms* de la frecuencia fundamental [38].

La Ec.(24) es empleada para calcular la distorsión armónica total (THD, de *total harmonic distortion*) es la siguiente:

$$\%THD = \frac{V_{superior}}{V_{fundamental}} \times 100 \quad (24)$$

donde

% THD = distorsión armónica total en porcentaje

V_{superior} = Suma cuadrática de los voltajes rms de las armónicas superiores de la frecuencia fundamental, $\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_n^2}$.

V_{fundamental} = voltaje rms de la frecuencia fundamental

4.9. Distorsión por intermodulación

La distorsión por intermodulación de acuerdo a [38], es la generación de frecuencias indeseables de suma y diferencia, cuando se amplifican dos o más señales en un dispositivo no lineal, que puede ser un amplificador de señal grande. Aquí la importancia la tiene la palabra indeseable, porque en los circuitos de comunicaciones con frecuencia se desea mezclar dos o más señales, y producir las frecuencias de suma y diferencia. Éstas son las llamadas frecuencias de productos cruzados. Los productos cruzados son producidos cuando tanto las frecuencias armónicas como las fundamentales se combinan en un dispositivo no lineal. Para que haya distorsión por intermodulación debe haber dos o más señales de entrada.

La definición matemática de las frecuencias de suma y diferencia es mostrada en la siguiente Ec.(25).

$$\text{productos cruzados} = mf_1 \pm nf_2 \quad (25)$$

Donde f_1 y f_2 son frecuencias fundamentales con la restricción $f_1 > f_2$. Los parámetros m y n son enteros positivos, entre uno e infinito.

4.10. Ruido impulsivo

El ruido impulsivo se caracteriza por tener picos de gran amplitud y corta duración dentro del espectro total del ruido. Las fuentes normales del ruido impulsivo incluyen las transitorias producidas en los interruptores electromecánicos (como relevadores y solenoides), motores eléctricos, electrodomésticos y alumbrado (en especial, las lámparas fluorescentes); también, las líneas de transmisión eléctrica, los sistemas de encendido automotriz, las uniones soldadas de mala calidad y los rayos [38]. En otra definición de ruido impulsivo se le conoce que no es continuo y consiste de pulsos irregulares de corta duración y amplitud relativamente grande [51].

4.11. Acondicionamiento de la señal

Una parte fundamental del sistema OSS es la etapa de acondicionamiento de la señal. Los acondicionadores de señal para este tipo de sistemas se componen básicamente de un circuito amplificador y filtros que permiten minimizar diferentes tipos de ruido, que pueden distorsionar la señal captada por los sensores respectivos. En este trabajo nos centraremos principalmente en los filtros para minimizar el ruido del sistema en su ambiente de operación real.

Existen diversos circuitos electrónicos como los amplificadores operacionales OP-AMP y circuitos RC que se pueden emplear en el acondicionamiento de la señal optoelectrónica. Los circuitos de acondicionamiento que emplean OP-AMP son conocidos como filtros activos, en el caso de los filtros RC son conocidos como filtros pasivos. Para estos casos el acondicionamiento es de forma analógica ya que mediante elementos resistivos y capacitivos fueron empleados para atenuar frecuencias no deseadas. El acondicionamiento de la señal también puede realizarse de forma digital

empleando filtros digitales. Los filtros digitales son estructuras o herramientas computacionales que mediante la manipulación de una señal se pueden eliminar componentes de frecuencia no deseadas. Existen dos tipos de filtros digitales los cuales son FIR e IIR.

Otro de los métodos para la adquisición de la señal optoelectrónica del sistema OSS es el emplear fotodetectores que ya cuentan con un amplificador integrado, por ejemplo el fotodiodo OPT301, que internamente incluyen un OP-AM para el acondicionamiento de la señal. Sin embargo, la señal entregada por este tipo de dispositivos, también requiere de un acondicionamiento adicional, a base de filtros analógicos y/o digitales para minimizar el ruido externo. Es importante señalar que este tipo de sensores tienen un alto costo comparado con los LED, entre otros dispositivos que también pueden ser utilizados como fotosensores.

4.12. Ruido Óptico (aberraciones)

La luz parasita es debido a las reflexiones internas en la superficie del espejo y esta no tiene información acerca de la fuente de referencia. El ruido óptico puede ser causado por elementos ópticos como la lente en sistemas ópticos, ya que imperfecciones de este puede generar patrones de difracción [52].

Para los sistemas ópticos las aberraciones son consideradas como defectos que modifican las características de una imagen como alteraciones o falta de nitidez. Las aberraciones ópticas pueden presentarse en sistemas y elementos ópticos tales como lentes, espejos, telescopios, microscopios, así mismo estos defectos afectan la calidad de la imagen que el sistema óptico tiene que proyectar o capturar. Dado que estos defectos afectan al sistema óptico estos pueden ser considerados como ruido óptico. Las aberraciones se clasifican en aberraciones monocromáticas de Seidel y cromáticas.

Las aberraciones de Seidel son las siguientes: aberración esférica, coma, astigmatismo, curvatura de campo y distorsión.

Por otro lado aberraciones cromáticas se dividen en dos las cuales son longitudinal o axial y la aberración cromática lateral o transversal.

4.12.1. La aberración esférica:

Este tipo de aberración se presenta tanto en lentes como de espejos. El origen de este defecto es que los rayos emitidos por un punto sobre el eje del instrumento no convergen en el foco definido por la óptica gaussiana [53]. En la siguiente imagen se ilustra esta aberración Fig. 21. En esta imagen se ve en que no todos los rayos convergen en un solo punto que es conocido como el foco de la imagen. En una lente libre de aberración esférica todos los rayos coincidirían con el punto focal.

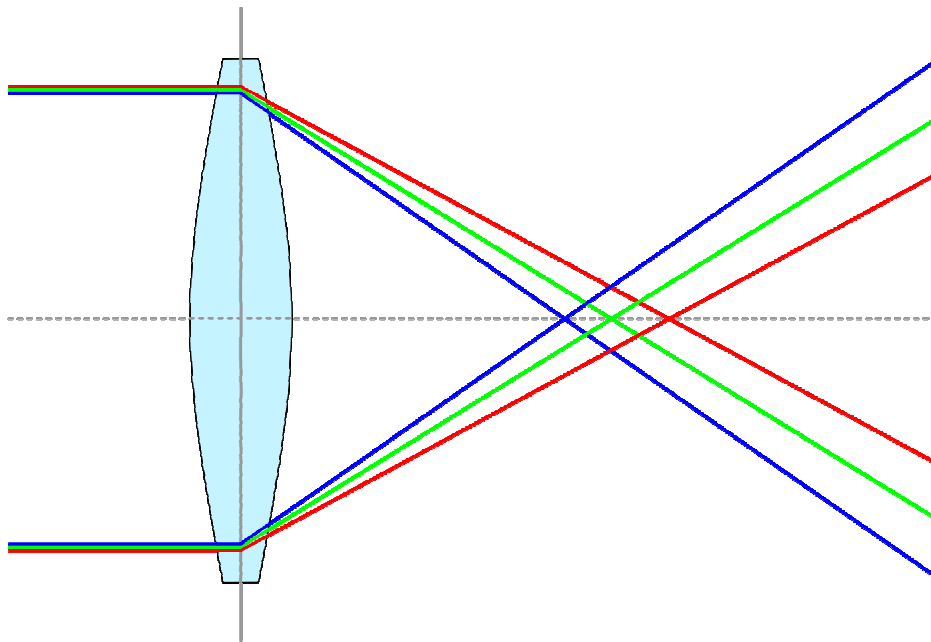


Fig. 21. Aberración monocromática tipo esférica.

Uno de los elementos para reducir esta aberración y el astigmatismo es una lente esférica. Otra de las alternativas para reducir esta aberración se hace reduciendo el tamaño de la apertura por donde entra la luz al sistema óptico.

4.12.2. Coma

Es otro tipo de aberración ocasionado, sobre todo, por rayos luminosos de incidencia oblicua fuera del eje óptico, es decir que convergen en distintos puntos del plano focal. En la siguiente imagen Fig. 22 se ilustra una representación de esta aberración. En esta

imagen los rayos de los extremos A y B intersectan el plano de la imagen por encima del rayo P el cual pasa a través del centro de la lente.

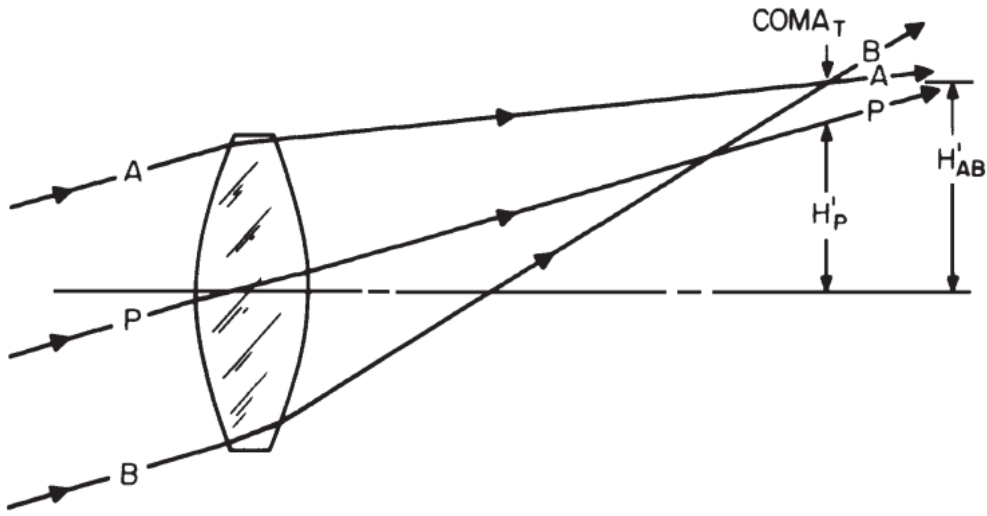


Fig. 22. Aberración monocromática tipo coma.

La distancia de P a la intersección de A y B es llamada coma tangencial de la lente y está dada por la Ec. (26):

$$Coma_T = H'_{AB} - H'_p \quad (26)$$

Donde

H'_{AB} es la altura del eje óptico a la intersección de los rayos A y B .

H'_p es la altura del eje a la intersección del rayo P con el plano perpendicular al eje pasando a través de la intersección de A y B .

Para una superficie óptica en general el coeficiente de aberración óptica tipo coma viene dado por la siguiente ecuación Ec.(27):

$$c = 0.5n^2 \left[\frac{1}{O} - \frac{1}{R} \right] \left[\frac{1}{n'I} - \frac{1}{nO} \right] \quad (27)$$

Donde l, O son la imagen y distancia al objeto, y n, n' son los índices de incidencia y refracción o reflexión, respectivamente.

Uno de los principales formas de reducir el nivel de coma es reduciendo la cantidad de luz que entra por el objetivo.

4.12.3. El astigmatismo

Este tipo de aberración óptica surge como consecuencia de que la luz se refracta de manera distinta en el sistema óptico. Esta aberración se presenta en espejos y lentes debido a deformaciones de estos elementos o por la diferencia en la curvatura y con distancias focales diferentes para dichos dispositivos. En algunos sistemas ópticos como en los telescopios es posible minimizar el nivel de astigmatismo si se reduce la cantidad de luz que incide en este dispositivo.

El astigmatismo así como también la aberración de la coma, contribuye a que la imagen se degrade fuera del eje. La siguiente Fig. 23 corresponde a la aberración astigmática tomada de la siguiente fuente [54], que muestra la posición de los focos sagital y tangencial.

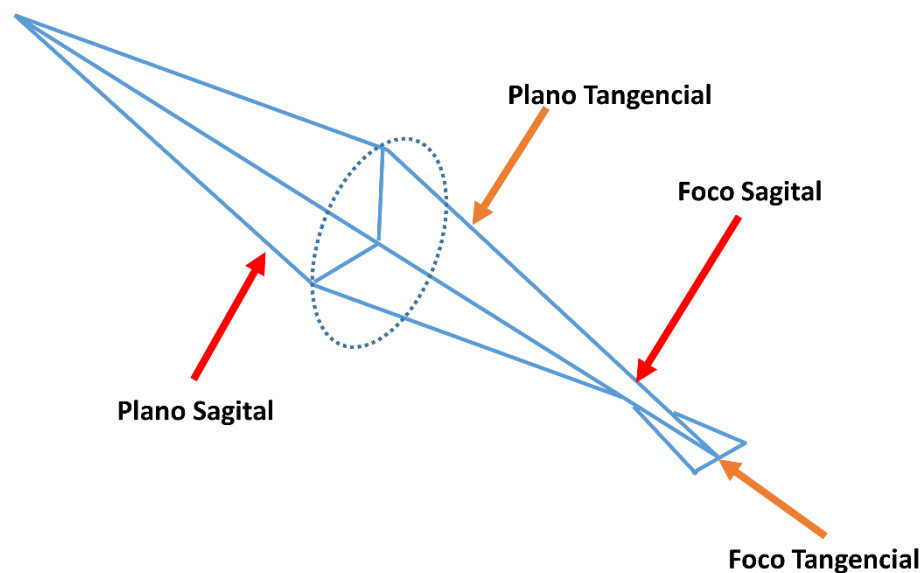


Fig. 23. Aberración monocromática tipo astigmatismo.

4.12.4. La curvatura de campo:

La aberración de curvatura de campo es también llamada como curvatura de campo de Petzval. Este tipo de aberración se origina cuando rayos que se alejan del eje óptico convergen antes de llegar a la pantalla de proyección situado a la distancia focal del sistema óptico, para mejores detalles, véase Fig. 24. Este defecto es uno de los más complicados para corregir en el diseño clásico de lentes [55]. De acuerdo a este último autor, al implementar dos lentes delgadas es un método efectivo para la corrección de esta aberración, así como también implementar elementos ópticos con superficies esféricas. Uno de los requerimientos para el desarrollo de aplicaciones de visión artificial es que la imagen que se debe proyectar en el plano focal debe de ser lo más plana posible [56].

La teoría clásica de curvatura de campo es gobernada por el teorema de Petzval, el cual establece que la curvatura de campo de un sistema óptico es solo la suma del aumento ponderado de lentes por los índices de refracción del material y este viene dado por la siguiente ecuación.

$$Suma\ Petzval = \frac{1}{R_p} \sum \frac{n' - n}{n' n r} = \sum \frac{\phi_i}{n_r} \quad (28)$$

Donde R_p representa el radio Petzval, n el índice de refracción a lado de la superficie del objeto, n' índice en el lado de la superficie de la imagen, r el radio de la superficie, i es el número de superficie, ϕ corresponde a la potencia de la superficie. En la siguiente figura se ilustra la aberración tipo curvatura de campo, en la cual se observa que los rayos paralelos que entran por los extremos convergen antes de la superficie focal.

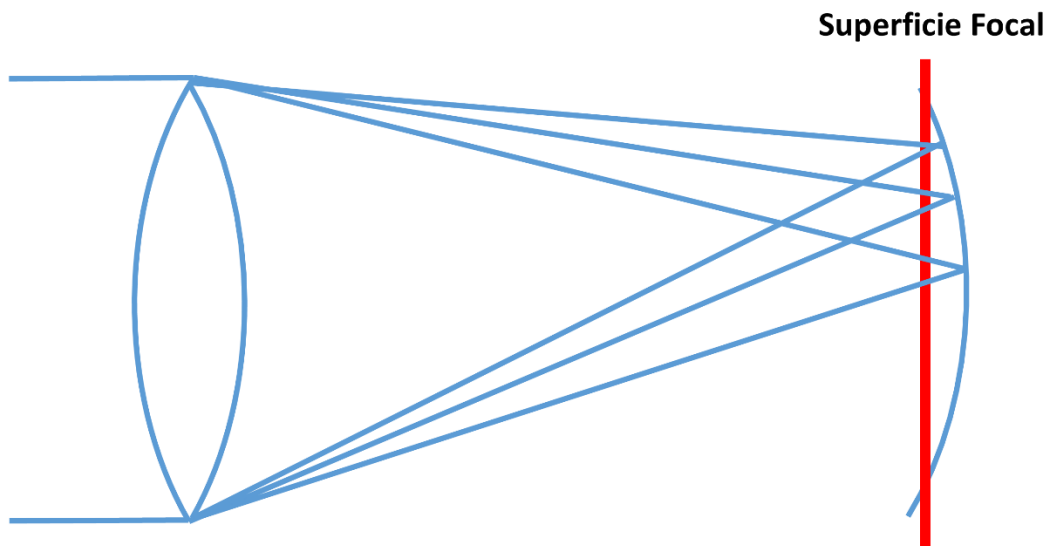


Fig. 24. Aberración curvatura de campo.

4.12.5. Distorsión

La distorsión es una aberración óptica monocromática que describe como la amplificación en una imagen cambia a través del campo de visión a una distancia fija. Este tipo de aberración monocromática es ilustrado en Fig. 25.

Dentro de este tipo de aberración, existen distintos tipos de distorsión tales como la de tipo cojín o también llamada distorsión positiva la cual se refiere a que las líneas de una imagen curvan hacia el centro de una imagen. Cuando las líneas se curvan separándose desde el centro de una imagen se le conoce como distorsión tipo barril o también conocida como distorsión negativa. Estas aberraciones pueden minimizarse mediante el uso de dobletes simétricos como el doblete ortoscópico.



Fig. 25. Aberración tipo Distorsión

La distorsión puede ser calculada relacionando la distancia actual (AD) a la distancia predicha (PD) de la imagen siguiendo la siguiente ecuación Ec.(29). Esta medición puede llevarse a cabo aplicando un patrón como el que se muestra en la siguiente Fig. 26.

$$\%Distorsión = \left(\frac{AD - PD}{PD} \right) \times 100\% \quad (29)$$

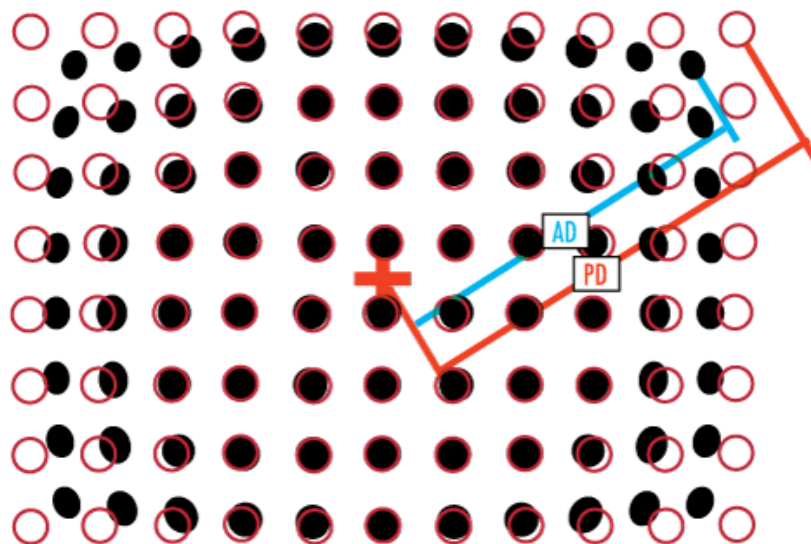


Fig. 26. Imagen para calcular el porcentaje de distorsión:

Fuente (<https://www.edmundoptics.com/resources/application-notes/imaging/distortion/>)

4.12.6. Aberraciones cromáticas:

Este tipo de aberraciones ocurre cuando un haz de luz atraviesa elementos ópticos como las lentes, y en consecuencia que para cada longitud de onda que comprende dicho haz converge a distintas distancias focales por los diferentes índices de refracción para su

respectiva longitud de onda. Dentro de las aberraciones cromáticas existen dos tipos de aberraciones las cuales son: aberración cromática longitudinal o axial y la aberración cromática lateral o transversal. La aberración cromática longitudinal ocurre cuando el desplazamiento de las imágenes es a lo largo del eje. Para el caso de una lente delgada, la aberración cromática longitudinal depende únicamente de la longitud focal y de los índices de refracción y no del diámetro de la lente [57].

La aberración cromática lateral se origina por la variación del tamaño de imagen [58].

Mediante un doble se puede lograr una corrección más completa de la aberración cromática [59].

Capítulo 5. Metodología

En esta sección se detallan todas las herramientas y procedimientos aplicados para poder llevar a cabo los experimentos del presente trabajo de tesis.

La metodología general está conformada principalmente en dos etapas, en la cual la primera, consistió en la experimentación con diferentes tipos de sensores, mostrando los esquemas experimentales y los métodos de medición implementados tanto en laboratorio como en el exterior, con la finalidad de definir cuál de dichos sensores funciona mejor, en el ambiente de operación real, resultando ser el LED azul, como se muestra en la sección de resultados.

En esta etapa se llevaron a cabo las siguientes acciones:

- Se realizaron mediciones con un sistema óptico pasivo para SHM en laboratorio (un ambiente controlado sin fuentes de ruido óptico).
- Se introdujeron fuentes de ruido de alta intensidad (en ambiente de laboratorio) para simular el ambiente de operación real al que el sistema OSS pueda estar expuesto durante su operación
- Se implementaron filtros ópticos para minimizar el efecto de dichas fuentes.
- Se procesaron los datos obtenidos de los experimentos anteriores y se utilizaron algoritmos matemáticos para filtrar las perturbaciones de la señal de interés.
- Se realizarán mediciones en ambiente de operación real utilizando filtros ópticos y se aplicaron algoritmos matemáticos para el filtrado de los efectos generados en ambiente sobre el sistema de barrido óptico.

La segunda etapa consistió en la aplicación de métodos de análisis para comparar los resultados obtenidos con la utilización de un LED azul como sensor y diferentes tipos de acondicionadores de señal, incluyendo filtros, utilizados para minimizar el ruido y obtener la mejor señal, para ser procesada y definir el resultado de la medición.

Los métodos utilizados en la segunda etapa se presentan a continuación:

5.1. Análisis Discriminante Lineal

LDA (por sus siglas en inglés Linear Discriminant Analysis) es una función discriminante que relaciona y describe los rasgos diferenciales entre poblaciones. Si se conocen ciertas poblaciones $\Omega_1, \dots, \Omega_g$ y cada una de las cuales se observa una muestra de cuyo vector de características está dado por $X = (X_1, \dots, X_p)'$. El análisis discriminante lineal se basa principalmente en buscar funciones discriminantes o reglas de decisión $h = h(X_1, \dots, X_p)$ en los cuales estos valores en los distintos grupos estén lo más separados posible. En otras palabras, LDA tiene la finalidad de encontrar las funciones h que permitan asignar cada observación $x = (x_1, \dots, x_p)'$ a cierta población Ω_i y que se minimice la tasa de error en dicha asignación.

Es importante mencionar que las funciones discriminantes son construidas a partir de la muestra, dado que esto representa uno de los problemas de clasificación el cual consiste en que la clasificación de una nueva observación x , cuya población de procedencia es desconocida.

Un ejemplo de un discriminador lineal se puede construir a partir de dos poblaciones Ω_1 y Ω_2 con distribuciones $N_p(\mu_1, \Sigma)$ y $N_p(\mu_2, \Sigma)$, en donde este discriminador asigna $x \in \mathbb{R}^p$ a una de las poblaciones que se mencionaron anteriormente. A este discriminador se le conoce como discriminador lineal de Fisher y este se representa por la siguiente Ec.(30)

$$L(x) = \left(x - \frac{1}{2}(\mu_1 + \mu_2) \right)' \Sigma^{-1} (\mu_1 - \mu_2) \quad (30)$$

Esta regla discriminante etiqueta x a la población Ω_1 si $L(x) > 0$ y en el caso contrario x es asignado a la población Ω_2 .

5.2. Modelo mezclado gaussiano

Un modelo mezclado gaussiano GMM (por sus siglas en inglés Gaussian Mixture Model) λ está representado por la mezcla de componentes, medias, varianzas y covarianzas en la cual cada caso es necesario para crear un modelo. La probabilidad de que el vector de características \vec{x} dado λ . Puede ser calculado Ec.(31):

$$p(\vec{x} | \lambda) = \sum_{i=1}^k m_i b_i(\vec{x}) \quad (31)$$

Donde m_i corresponden a las prioridades a priori las cuales se sujetan a la siguiente Ec.(32).

$$m_i \geq 0, \quad \text{y} \quad \sum_{i=1}^k m_i = 1 \quad (32)$$

Cada componente de densidad es una función gaussiana dimensional D y esta puede calcularse de la siguiente manera por la Ec.(33).

$$b_i(x) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^K |\Sigma_i|}} e^{\left(-\frac{1}{2}(\vec{x}-\vec{\mu})^T \Sigma_i^{-1}(\vec{x}-\vec{\mu})\right)} \quad (33)$$

Aquí, $\vec{\mu}$ es el vector de la media y Σ_i es la matriz de covarianza. Por otro lado, los pesos de las mezclas satisfacen la restricción $\sum_{i=1}^K m_i = 1$. Finalmente el modelo GMM es parametrizado por sus vectores de la media, matriz de covarianza y mezclas para las densidades gaussianas como se expresa en Ec.(34).

$$\lambda = \{m_i, \vec{\mu}, \Sigma_i\} \forall_i = 1, \dots, K \quad (34)$$

5.3. Error cuadrático medio

El error cuadrático medio MSE (*Mean Square Error*) es uno de los estadísticos que en conjunto con la media aritmética y la raíz del error cuadrático (RMS) son empleados para medir el ajuste a un modelo de tendencia. El MSE se define como la media aritmética de la sumatoria de las diferencias cuadráticas entre valores de la serie y los valores producidos por el modelo. Mediante la siguiente Ec.(35) se puede calcular el MSE. En Fig. 27 se observa el MSE calculado a partir de la señal con ruido y la posición de la posición angular real.

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (Y_i - X_i)^2 \quad (35)$$

donde:

n es el número total de las muestras

Y_i corresponde a la posición calculada por la apertura de escaneo.

X_i representa la posición real de la fuente de referencia.

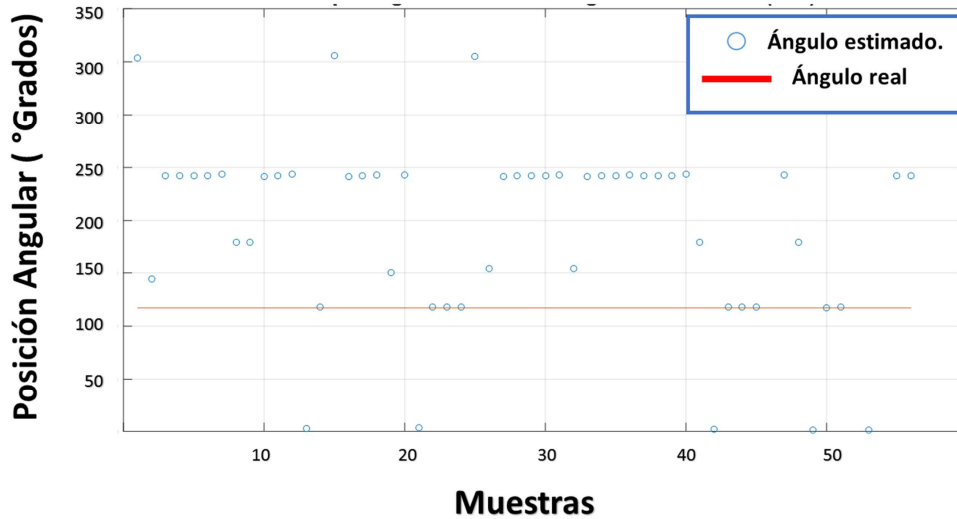


Fig. 27. Comparación del ángulo estimado y la posición angular real del sistema OSS tomando la referencia mediante una mesa óptica Thorlabs.

5.4. Filtro de la media móvil

El filtro de la media móvil MA (de sus siglas en inglés *Moving Average*) es uno de los filtros más utilizados dentro del área de procesamiento digital de señales. El filtro MA es un tipo de filtro FIR que suaviza una señal empleando un promedio de tamaño n que corresponde al tamaño de la ventana elegida para reducir ruido o cambios bruscos de una señal. En Ec.(36) se ilustra la ecuación del filtro MA.

$$y[n] = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} x[i+j] \quad (36)$$

En la siguiente Fig. 28 se muestra un ejemplo del filtro de la media aplicado a una señal obtenida del sistema OSS.

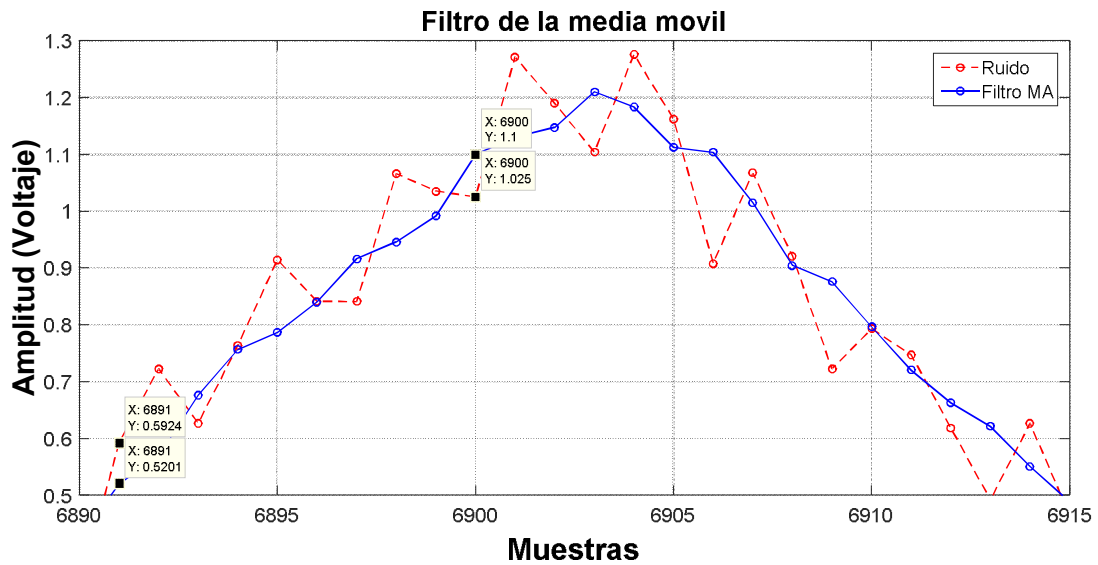


Fig. 28. Ejemplo filtro de la media móvil.

En la Fig. 29 un vector tiene la señal optoelectrónica tal y como se muestra en este gráfico, dependiendo del tamaño de ventana de n elementos se realiza un promedio de este número de datos y el resultado se guarda en un vector $y[n]$ en este caso el número de elementos n es igual a 4. El segmento en azul y verde que se muestran en esta figura, claramente indican cómo se aplica el algoritmo a la señal con ruido (Ruido) y como el dato filtrado es guardado en un nuevo vector (Filtro MA). Luego, iterativamente hay un desplazamiento a lo largo del vector de la señal original y así es sustituido cada elemento del vector por el nuevo dato filtrado.

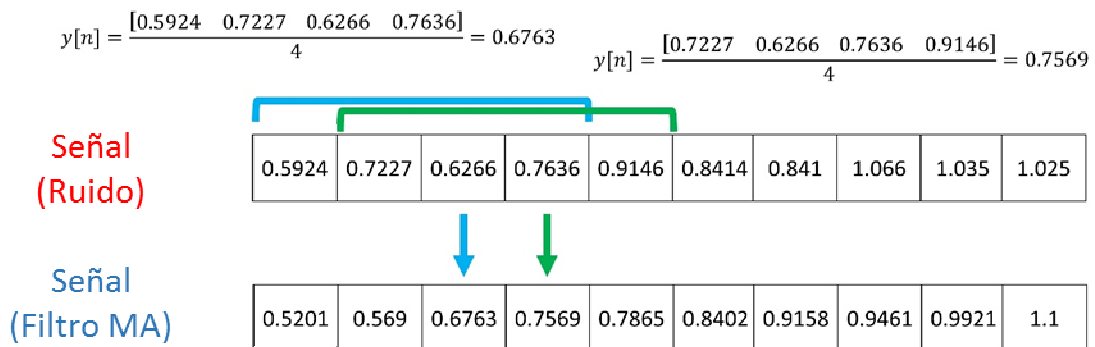


Fig. 29. Proceso del método de la media móvil.

5.5. Filtro Digitales

Los filtros digitales son herramientas o estructuras computacionales donde su principio de operación está basado en los filtros analógicos para separar aquellas componentes de frecuencia no deseadas de una señal que contiene ruido. Además estos filtros pueden resaltar características específicas de cierta señal e ignorar componentes frecuenciales no deseadas. En el contexto de los filtros digitales existen varios tipos y los más comunes son: filtros pasa bajas, pasa altas, pasa banda, para banda, en la Fig. 30, se muestran cada uno de los tipos de filtro previamente mencionados. Una de las ventajas que presentan los filtros digitales sobre los filtros analógicos, es que permiten la reducción de espacio físico. Otra de las ventajas es que los filtros digitales pueden ser rediseñados, sin la necesidad de modificar la parte física del sistema debido a que solo se modifica el código del programa que realiza la función del filtrado.

Existen dos grandes grupos dentro de los filtros digitales y estos se clasifican de acuerdo a su estructura computacional los cuales son: los filtros FIR y los filtros de respuesta infinita al impulso (del inglés, IIR; Infinite Impulse Response).

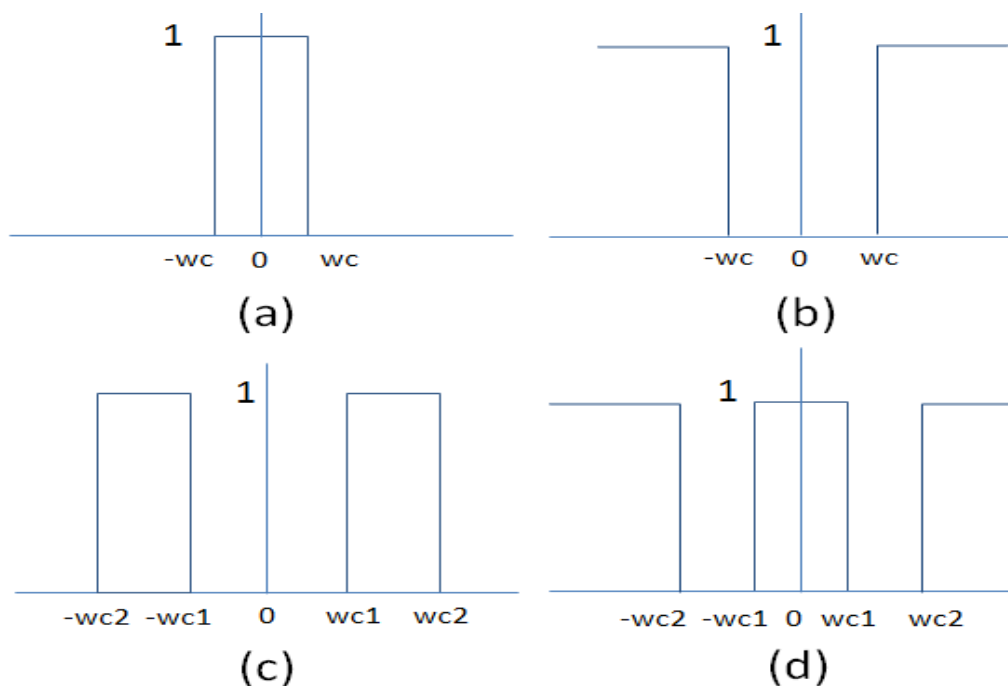


Fig. 30. Respuesta ideal de un filtro: a) pasa bajas, b) pasa altas, c) pasa banda, d) filtro para banda.

De acuerdo a la literatura sobre el diseño de filtros, la forma general de estos filtros digitales puede describirse mediante los siguientes elementos:

Sumador: este elemento es representado por la Ec.(37), el cual tiene dos entradas $x_1[n]$ y $x_2[n]$ y una salida $y[n]$, para emplear la suma de 3 o más señales se hacen de manera sucesiva, es decir que la salida de un sumador sería la entrada a otro sumador para que se puedan sumar más de 2 señales.

$$y[n] = x_1[n] + x_2[n] \quad (37)$$

Multiplicador: este elemento solo tiene una entrada $\beta x[n]$ y una salida $y[n]$, y como su nombre lo indica, este elemento representa la ganancia del sistema expresado en Ec.(38).

$$y[n] = \beta x[n] \quad (38)$$

Elemento de retardo: En Ec.(39) está relacionada con el elemento retrasa la señal de una muestra.

$$y[n] = x[n-1] \quad (39)$$

Los filtros de respuesta finita al impulso (FIR, de su acrónimo en inglés), son filtros digitales que tienen la ventaja de poder ser diseñados para que su respuesta de fase, sea lineal. Estos tipos de filtros se les conoce como *no recursivos*, esto debido a que las salidas solo dependen de las entradas presentes y previas.

Desde otro punto de vista los filtros FIR tienen la desventaja de requerir más memoria para el diseño de filtros de alto orden, sin embargo, para aplicarlos a los sistemas OSS el filtro FIR sería lo más conveniente dado que su respuesta es de fase lineal como previamente se ha mencionado. Estos tipos de filtros causales se describen mediante la siguiente Ec.(40).

$$y[n] = \sum_{k=0}^M b_k [n-k] \quad (40)$$

Donde $b(k)$ son los términos sucesivos de la respuesta del filtro al impulso, es decir, los coeficientes que definen el desempeño del filtro. La Ec. (41) corresponde a la función de transferencia de $y[n]$.

$$H[z] = \sum_{k=0}^M b_k z^{-k} \quad (41)$$

El diseño de los filtros FIR propuestos se basa en el uso de ventanas, en donde se multiplica la respuesta al impulso finito $h[n]$ por una ventana $w[n]$. Los coeficientes de la respuesta impulso $h[n]$ son calculados mediante la Ec.(42).

$$h[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H(e^{jw}) e^{jwn} dw \quad (42)$$

Considerando un filtro ideal pasa bajas de la Fig. 30 como se muestra en la figura los coeficientes de la respuesta impulso se pueden calcular aplicando la siguiente Ec.(43).

$$h[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-w_c}^{w_c} e^{jwn} dw \quad (43)$$

Resolviendo la Ec.(43) los coeficientes $h[n]$ de respuesta al impulso pueden ser determinados aplicando la Ec.(44).

$$h[n] = \frac{\sin(nw_c)}{n\pi} \quad (44)$$

Donde $h[0]$ es calculado mediante Ec.(45).

$$h[0] = \left. \frac{\frac{d}{dn} \sin(n\omega_c)}{\frac{d}{dn} n\pi} \right|_{n=0} = \frac{\omega_c}{\pi} \quad (45)$$

Entre las funciones ventana se encuentran las ventanas tipo Rectangular, Hamming, Blackman, Hanning, Bartlett. En la Tabla 5, se muestran 5 funciones ventana para el diseño de filtros digitales tipo FIR y su respectiva atenuación en la banda de rechazo. La Ec.(46) se aplica para calcular $h_d[n]$ a partir de la función seleccionada y de los coeficientes de respuesta al impulso $h[n]$.

$$h_d[n] = w[n]h[n] \quad (46)$$

$$= \left[0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right] \frac{\sin[\omega_c(n-M)]}{\pi(n-M)}$$

Tabla 5. Ejemplos de funciones Ventana para filtros FIR.

Tipo de Ventana $h[n]$	Función de la ventana $w[n]$	Atenuación (dB)
Rectangular	1	13
Hamming	$0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)$	41
Blackman	$0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right)$	57
Hanning	$0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)$	31

$$\text{Bartlett} \quad \begin{cases} 2n/N-1, & 0 \leq n \leq (N-1)/2, \\ 2-2n/N-1, & (N-1)/2 < n \leq (N-1)/2, \\ 0, & \text{caso_contrario} \end{cases} \quad 27$$

5.6. Filtro Savitzky-Golay

El filtro digital Savitzky-Golay es un filtro polinomial de filtrado digital que se utiliza especialmente para suavizar una señal basada en polinomio [22]. Este tipo de filtro es esencialmente un filtro de media móvil ponderado por un polinomio. Este filtro digital se expresa en la Ec.(47) donde cada valor de datos f_i se reemplaza por una combinación lineal g_i de sí misma y un número de vecinos cercanos.

$$g_i = \sum_{n=-n_L}^{n_R} c_n f_{i+n} \quad (47)$$

Donde n_L es el número de puntos utilizados "a la izquierda" de un punto de datos i y n_R es el número que se usa a la derecha.

Para obtener los coeficientes c_n , considerando que g_0 puede obtenerse en $i = 0$, un polinomio de grado M en i , a saber, $a_0 + a_1i + a_Mi^M$ es:

$$a_0 + a_1i + \dots + a_Mi^M \quad \text{to the values } f_{-n_L}, \dots, f_{n_R} \quad (48)$$

La matriz de diseño se expresará de la siguiente manera en la siguiente Ec.(49):

$$A_{ij} = i^j \quad i = -n_L, \dots, n_R, \quad j = 0, \dots, M \quad (49)$$

$$(A^T \cdot A) \cdot a = A^T \cdot f \quad \text{or} \quad a = (A^T \cdot A)^{-1} \cdot (A^T \cdot f) \quad (50)$$

Teniendo las siguientes formas específicas

$$\left\{ A^T \cdot A \right\}_{ij} = \sum_{k=-n_L}^{n_R} A_{ki} A_{kj} = \sum_{k=-n_L}^{n_R} k^{i+j} \quad (51)$$

y

$$\left\{ A^T \cdot f \right\}_j = \sum_{k=-n_L}^{n_R} A_{kj} f_k = \sum_{k=-n_L}^{n_R} k^j f_k \quad (52)$$

El coeficiente c_n que conserva los momentos superiores puede determinarse mediante la siguiente Ec.(53), esta expresión revela que solo se necesitaba en la fila de la matriz inversa.

$$c_n = \left\{ (A^T \cdot A)^{-1} \cdot (A^T \cdot e_n) \right\}_0 = \sum_{m=0}^M \left\{ (A^T \cdot A)^{-1} \right\}_{0m} n^m \quad (53)$$

Donde A se llama matriz de diseño, dada por la Ec.(54)

$$c_n = \sum_{m=0}^M \left\{ (A^T \cdot A)^{-1} \right\}_{0m} n^m \quad (54)$$

5.7. Modelo de Regresión Lineal

Regresión lineal es la técnica más utilizada dentro de la estadística. Con esta herramienta se puede modelar la relación entre dos variables y el resultado de esto es una ecuación lineal de regresión que sirve para realizar predicciones sobre un conjunto de datos. En este trabajo se pretende realizar un análisis de regresión lineal para encontrar las ecuaciones que modelen dos tipos de patrones previamente mencionados. Las características a utilizar para determinar el modelo que mejor se ajusta a la Ec.(55), son los coeficientes LPC1 y LPC2 de la señal X_{norm} .

Para el cálculo de los coeficientes con a y b se utilizan las Ec.(56) y Ec.(57) que se muestra a continuación.

$$Y = a + bX \quad (55)$$

$$a = \frac{\sum y \sum x^2 - \sum x \sum xy}{n \sum x^2 - (\sum x)^2} \quad (56)$$

$$b = \frac{n \sum xy - \sum x \sum y}{n \sum x^2 - (\sum x)^2} \quad (57)$$

Capítulo 6. Resultados

En esta sección se concentran los resultados de los experimentos llevados a cabo para la presente tesis. Los resultados están organizados cronológicamente como fueron realizados y publicados. Los primeros resultados fueron obtenidos empleando técnicas como GMM y LDA para la identificación de patrones generados por la fuente de referencia y otras fuentes de ruido en laboratorio.

Otra de las alternativas presentadas en este trabajo fue la implementación de un JFET como acondicionador de señal y para poder tener referencias en cuanto a su desempeño los resultados obtenidos de este transistor fueron comparados con un OP-AMP también empleado como acondicionador.

Así mismo se presentan resultados aplicando filtros digitales MA y SG para poder suavizar la señal capturada por el LED como fotosensor.

Después de varios experimentos realizados en laboratorio se presentan los resultados del LED azul empleado como fotosensor en un ambiente real de operación y bajo condiciones adversas como radiación solar.

Finalmente se realizó una comparación entre las herramientas LDA y modelos de regresión lineal en conjunto de LPC y Cuantiles para extraer características de los patrones generados por el sistema OSS.

6.1. Resultados de GMM y LDA.

En la siguiente Fig. 31 se muestran dos gráficos que corresponden a los patrones que genera la fuente de referencia, de las cuales son etiquetadas como Clase 1 y Clase 2. La Clase 1 corresponde al primer gráfico y este se genera por una sola fuente de referencia. Por otro lado, la Clase 2 representa al patrón que generan dos fuentes de referencias cercanas.

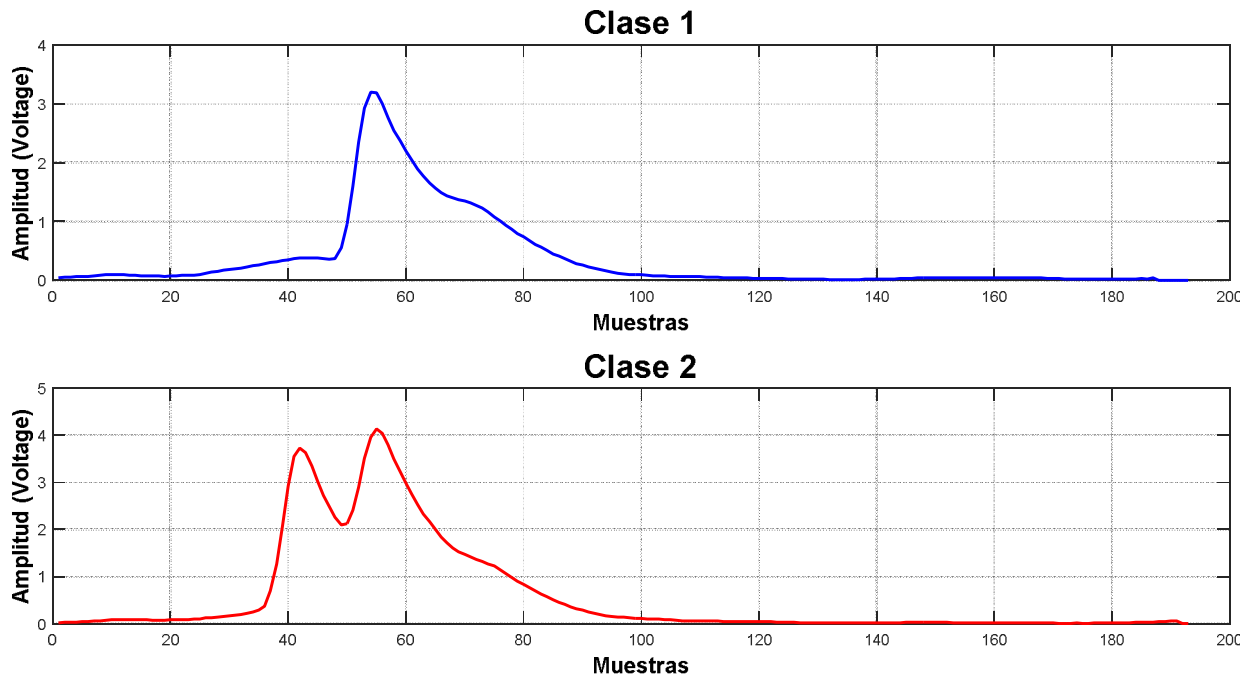


Fig. 31. Patrones generados por el sistema OSS

En la Tabla 6 se muestran los resultados aplicando GMM a la señal capturada por el fotodiodo OPT301 la cual se forma por 3 columnas que corresponden al número de componentes K , el número de éxitos y fallas con la Clase 1 y finalmente el número de éxitos y fallas de la Clase 2. Es importante señalar la correcta clasificación de los patrones generados por la apertura para cada clase se determinó a partir de un total de 250 señales para cada clase, es decir que en total fueron procesado 500 señales en total para crear los modelos para la clase 1 y 2. También se emplearon otras 500 señales para evaluar el modelo de las cuales 250 fueron empleadas para la clase 1 y el resto para la clase 2.

La tasa de error calculada con $K=5$ componentes fue de 0.4%, esto quiere decir que el sistema etiqueto 1 señal de 250 como Clase 2 cuando realmente dicha señal pertenece a la Clase 1. Aumentando el número de componentes K a 9 la tasa de error estimada aumenta al 2%. Con 15 componentes se calcula una tasa de error del 3.6%. Nótese que aumentando el número de componentes K a 20 la tasa de error se reduce a 0%.

Cuando se evalúa el conjunto de datos de la clase 2 se obtiene una tasa de error de 1.2% para K componentes sin embargo para las configuraciones de 10, 15 y 20 componentes se obtienen 0%.

Tabla 6. Resultados aplicando GMM con 20 componentes y vectores MFCC.

K componente s	Evaluación con la clase 1	Tasa error clase 1	Evaluación con la clase 2		Tasa error clase 2
	Número de éxitos/ fallas		Número de éxitos/ fallas		
5	249 / 1	0.4%	247 / 3		1.2%
10	245 / 5	2%	250 / 0		0%
15	241 / 9	3.6%	250 / 0		0%
20	250 / 0	0%	250 / 0		0%

En la siguiente Fig. 32 se aprecia una comparación entre los filtros MA y SG. Para los dos tipos de filtros se emplearon 6 diferentes tipos de configuraciones los cuales fueron aplicados distintos tipos de coeficientes por cada filtro como 5, 7, 9, 11, 13 y 15. Por ejemplo para la primera configuración se aplicaron 5 coeficientes para el cálculo del ángulo que existe entre el sistema de barrido y la fuente de referencia. Las líneas en color azul y en color rojo corresponden a los filtros y MA respectivamente. Se puede apreciar claramente que el filtro MA para las configuraciones de 5,7 y 9 coeficientes tienen un error cuadrático medio menor a 0.646.

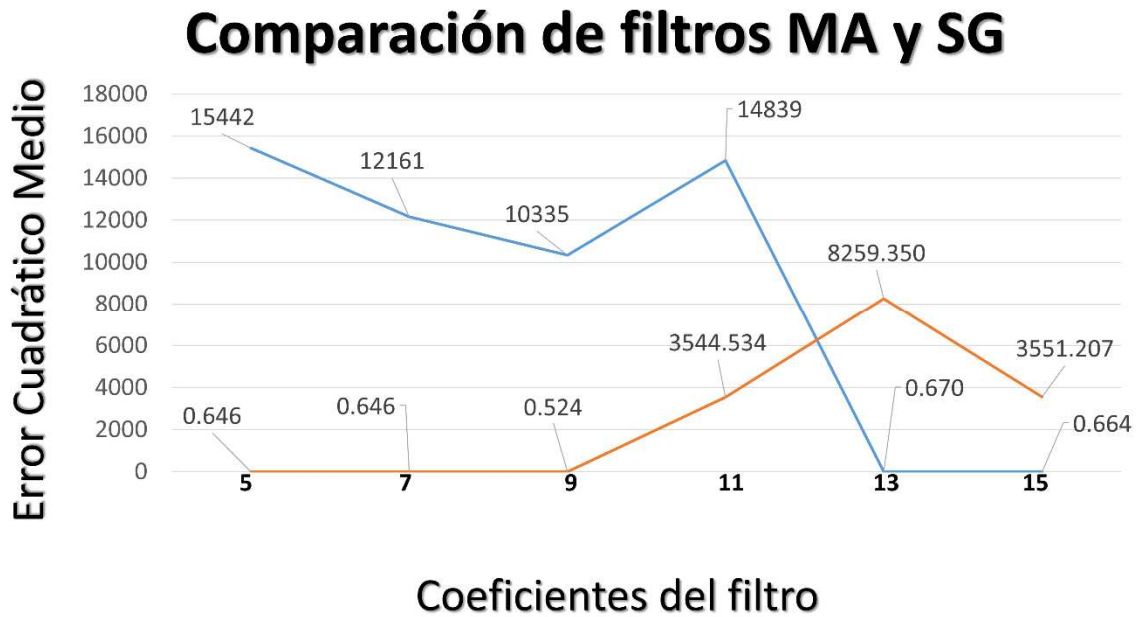


Fig. 32. Comparación de filtros MA y SG en términos de error cuadrático medio.

6.2. Resultados JFET como acondicionador de señal.

Los siguientes resultados que se muestran en la Tabla 7 corresponden a experimentos llevados a cabo en laboratorio (en un ambiente controlado). Cabe señalar que la fuente de referencia fue situada a 90° respecto a la posición del sistema OSS. Además fue implementado un JFET como circuito acondicionador de señal en configuración de polarización fija en conjunto con un LED azul como fotosensor. Los datos llenados en esta tabla fueron obtenidos a partir de 10 diferentes tipos de configuraciones para cuatro tipos de filtros FIR. Para los primeros tres tipos de filtros fue modificada el tipo de ventana, por ejemplo, fueron utilizadas tres tipos de ventana, Hanning, Hamming y Bartlett.

Para la configuración de 4 coeficientes del filtro digital SG, el sistema no pudo estimar correctamente la posición angular real de la fuente de referencia. De acuerdo al conjunto de datos obtenidos para esta configuración el promedio de los valores del ángulo medido fue de 159.06° con una desviación estándar de 95° y un MSE de 11412° . Utilizando esta misma configuración se puede apreciar que modificando el número de coeficientes a 6 el sistema logra estimar un promedio $\mu = 89.97^\circ$ de posición angular, con una desviación estándar $\sigma = 0.18^\circ$ y finalmente un MSE de 0.03° . Para el resto de

las demás configuraciones de los filtros el sistema calcula la posición angular de la fuente de referencia a partir de 4 coeficientes con una diferencia mínima.

Tabla 7. Estadísticos calculados para cuatro tipos de filtros digitales FIR implementando a un transistor JFET como acondicionamiento de señal (° grados).

# Coeficientes	FIR (250 Hz/Hanning)			FIR (250 Hz/Bartlett)			Savitzky-Golay (M=4)			FIR (250 Hz/Hamming)		
	μ	σ	MSE	μ	σ	MSE	μ	σ	MSE	μ	σ	MSE
22	90.08	0.15	0.03	90.10	0.14	0.03	89.94	0.19	0.04	90.10	0.14	0.03
20	90.05	0.17	0.03	90.09	0.15	0.03	89.94	0.19	0.04	90.09	0.15	0.03
18	90.03	0.16	0.02	90.05	0.17	0.03	89.94	0.20	0.04	90.05	0.17	0.03
16	90.02	0.15	0.02	90.03	0.15	0.02	89.96	0.18	0.03	90.03	0.16	0.02
14	90.00	0.16	0.02	90.02	0.15	0.02	89.95	0.18	0.03	90.02	0.15	0.02
12	90.00	0.16	0.02	90.00	0.16	0.02	89.95	0.19	0.04	90.00	0.16	0.02
10	89.98	0.16	0.03	90.00	0.17	0.03	89.90	0.18	0.04	90.00	0.17	0.03
8	89.95	0.18	0.03	89.97	0.17	0.03	89.94	0.19	0.04	89.97	0.17	0.03
6	89.95	0.19	0.04	89.96	0.19	0.04	89.97	0.18	0.03	89.94	0.19	0.04
4	89.97	0.17	0.03	89.97	0.17	0.03	159.06	95.00	11412	89.94	0.19	0.04

Los resultados que se pueden apreciar en la Tabla 8 fueron calculados de forma similar a los mostrados en la Tabla 7, sin embargo, la única diferencia es que el acondicionador de señal utilizado fue un OP-AMP. Los filtros FIR de ventana tienen una diferencia mínima respecto al valor real de la posición de la apertura. Para todos estos filtros a partir de 6 coeficientes el valor de la media μ registrado se encuentra entre 90.66° y 90.84°. En el caso de la desviación estándar σ el valor calculado de estos filtros con ventada oscilo entre 0.2° y 0.21°. El MSE calculado fue de 0.48° aplicando una ventana Hanning y 0.75° para las ventanas tipo Bartlett y Hamming.

Para el filtro SG los resultados revelan que a partir de 14 coeficientes la respuesta del sistema es bastante cercana a la posición angular real de la fuente de referencia. Los parámetros de la media μ , desviación estándar σ y MSE obtenidos para esta configuración fueron 90.79°, 0.22° y 0.67° respectivamente. Nótese que para las configuraciones 4, 6, 8, 10 y 12 coeficientes, el filtro SG no pudo suavizar la señal y como consecuencia de esto los resultados para estas configuraciones están muy por encima de la posición angular real de la fuente de referencia.

Tabla 8. Estadísticos calculados para cuatro tipos de filtros digitales FIR implementando a un OP-AMP como acondicionador de señal ($^{\circ}$ grados).

# Coeficientes	FIR (250 Hz/Hanning)			FIR (250 Hz/Bartlett)			Savitzky-Golay (M=4)			FIR (250 Hz/Hamming)		
	μ	σ	MSE	μ	σ	MSE	μ	σ	MSE	μ	σ	MSE
22	90.65	0.20	0.46	90.66	0.20	0.47	90.73	0.21	0.57	90.65	0.20	0.46
20	90.66	0.20	0.48	90.66	0.20	0.48	90.74	0.22	0.59	90.66	0.20	0.47
18	90.66	0.20	0.48	90.68	0.21	0.50	90.76	0.21	0.62	90.66	0.20	0.48
16	90.70	0.21	0.54	90.74	0.20	0.58	90.79	0.20	0.66	90.67	0.21	0.49
14	90.73	0.21	0.58	90.71	0.21	0.55	90.79	0.22	0.67	90.71	0.21	0.55
12	90.75	0.21	0.60	90.74	0.20	0.58	230.43	44.94	14839	90.73	0.21	0.58
10	90.77	0.22	0.64	90.75	0.23	0.62	212.42	55.8	12587	90.76	0.22	0.62
8	90.80	0.20	0.68	90.78	0.23	0.66	194.42	66.65	10335	90.77	0.20	0.64
6	90.66	0.20	0.48	90.84	0.21	0.75	179.32	91.94	12161	90.84	0.21	0.75
4	146.98	71.90	8298	146.98	71.90	8298	174.90	91.57	15442	131.33	69.32	6403

6.3. Resultados usando distintos Fotosensores tanto en laboratorio como en ambiente real.

En esta sección se resumen los resultados obtenidos tanto en laboratorio como en el ambiente real. En la siguiente Fig. 33 se muestran detalles sobre los experimentos realizados. En estas imágenes se aprecia claramente que las fuentes de referencia se encuentran a 90° respecto a la posición angular de la apertura. La fuente de referencia empleada en Fig. 33(a) corresponde a una lámpara LED y en Fig. 33(b) se muestra a un bulbo automotriz.

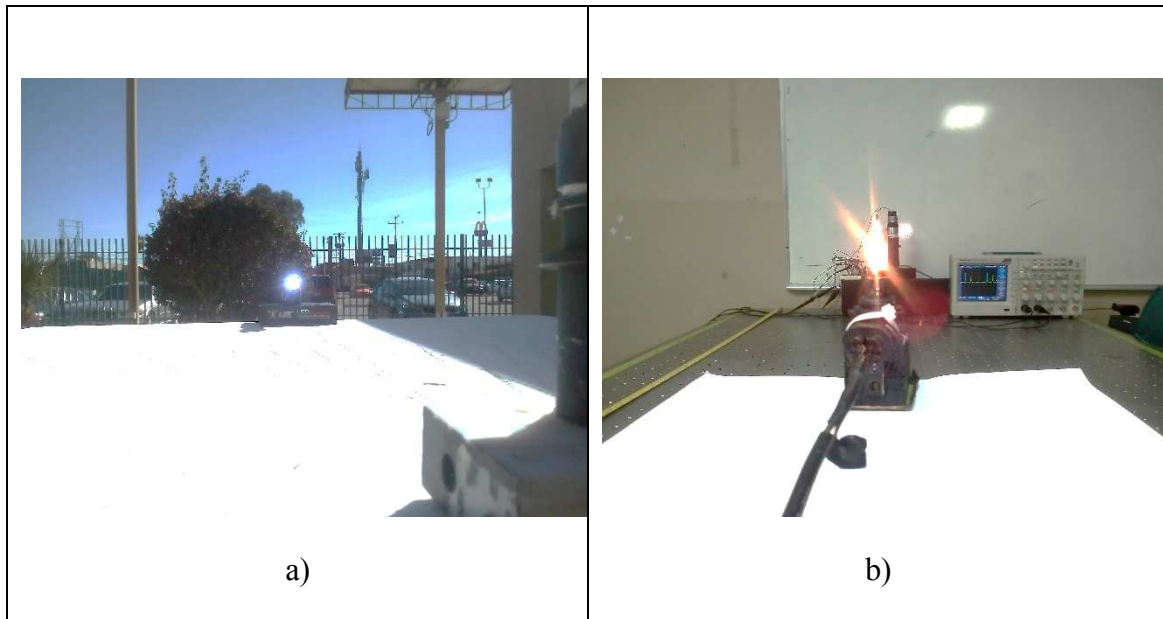


Fig. 33. Experimentos realizados en ambiente real (a) y laboratorio (b).

En la Tabla 9 se muestran resultados de los experimentos en un ambiente no controlado implementando un LED azul como fotosensor en conjunto del filtro digital para suavizar la señal de salida de este componente. Para este experimento, fueron tomadas 10 muestras de tiempo las cuales tuvieron una duración de 10 segundos a una velocidad de escaneo de 20 revoluciones por segundo. A esta tasa de escaneo se tendrán por cada muestra un vector de 200 elementos y estos corresponden al valor de la posición angular de la fuente de referencia. Asimismo se tomaron como referencia 3 posiciones angulares para la fuente de radiación, las cuales corresponden a 90° , 91° y 92° . A partir de estos datos de cada muestra fueron calculados estadísticos como la media μ_n y desviación estándar σ_n . Donde n representa el número de experimento realizado.

Por ejemplo, para el experimento número 1 se tomó una muestra de 200 ángulos estimados por el sistema OSS para cada posición angular, siendo en total 600 ángulos por este experimento. Para las posiciones de 90° , 91° y 92° la desviación estándar calculada fue de 0.13° , 0.12° y 0.28° respectivamente. La media calculada de estas mismas posiciones fue de 89.54° , 90.95° y 92.01° para cada posición angular en ese mismo orden.

Tabla 9. Estadísticos calculados para cuatro tipos de filtros digitales FIR implementando a un OP-AMP como acondicionador de señal ($^{\circ}$ grados).

# Experimento	Posición 90 $^{\circ}$		Posición 91 $^{\circ}$		Posición 92 $^{\circ}$	
	σ_1	μ_1	σ_2	μ_2	σ_3	μ_3
1	0.13	89.54	0.12	90.95	0.28	92.01
2	0.12	89.76	0.12	90.86	0.25	92.10
3	0.16	89.72	0.15	91.03	0.23	92.07
4	0.13	89.97	0.28	90.56	0.19	92.19
5	0.15	89.79	0.19	90.53	0.23	92.40
6	0.17	90.11	0.15	90.78	0.13	92.44
7	0.13	90.16	0.17	90.61	0.17	91.90
8	0.14	89.93	0.17	90.59	0.29	91.60
9	0.15	89.76	0.13	90.83	0.13	91.69
10	0.10	89.56	0.08	91.04	0.13	91.69

En la siguiente **Tabla 10**, se detallan experimentos realizados tanto en ambiente controlado como en ambiente real de operación. Aquí se puede apreciar que los experimentos están seccionados en dos categorías, los cuales corresponden al lugar donde fue realizada la experimentación como laboratorio y ambiente real de operación. Para estas dos configuraciones se emplearon 5 fotosensores distintos tales como: Fotodiodo OPT301, LED azul, LED infrarrojo, LDR y un fototransistor. La señal de salida de estos fotosensores es suavizada por el filtro digital SG. Es importante mencionar que en esta tabla se calculan μ_n y la desviación estándar σ_n como previamente se explicó en la Tabla 9. Para ambiente controlado todos los fotosensores lograron captar la señal de la fuente de referencia para cada posición angular de referencia. Estos resultados contrastaron cuando los experimentos fueron llevados a cabo en el ambiente real de operación. Debido a las condiciones ambientales solo el LED azul y el fototransistor pudieron capturar la señal de la fuente de referencia tal y como se muestra en esta tabla.

Tabla 10. Estadísticos calculados para cinco tipos de fotosensores ($^{\circ}$ grados).

Laboratorio						
Fotosensor	Posición 90°		Posición 91°		Posición 92°	
	σ_1	μ_1	σ_2	μ_2	σ_3	μ_3
Fotodiodo OPT301	0.215	90.397	0.196	91.6	0.169	92.682
LED Azul	0.138	89.83	0.156	90.778	0.206	92.009
LED Infrarrojo	0.305	90.4	0.307	90.623	0.285	91.399
LDR	0.264	89.763	0.352	90.8	0.313	91.646
Fototransistor	0.325	90.079	0.334	91.222	0.406	92.441
Ambiente Real de Operación						
Fotosensor	Posición 90°		Posición 91°		Posición 92°	
	σ_1	μ_1	σ_2	μ_2	σ_3	μ_3
Fotodiodo OPT301	*		*		*	
LED Azul	0.16	89.94	0.11	91.53	0.11	91.97
LED Infrarrojo	*		*		*	
LDR	*		*		*	
Fototransistor	0.15	89.61	0.22	90.72	0.19	91.78

En las siguientes tablas serán analizados a detalle los resultados llevados a cabo en laboratorio. En primera instancia se mostraran los resultados para la LDR, posteriormente el fototransistor PT1302B/C2, luego el fotodiodo OPT301 y finalmente al LED azul y a un LED infrarrojo. En todas las siguientes tablas de estos fotosensores fueron tomadas 250 muestras por cada posición angular. De estas muestras se calcula su desviación estándar y su media. Luego se repite esto 10 veces para cada posición. En total el número de muestras totales, considerando cada posición angular como 90°, 91° y 92° fueron 2500 por cada fotosensor. Hay que recalcar que para algunos fotosensores el sistema OSS tiene un error sistemático sobre la posición real que es determinada por la posición del sistema y la fuente de radiación que representa la referencia a medir.

En la siguiente imagen se puede ilustrar la señal de salida de una LDR Fig. 34. Luego en la **Tabla 11**, se muestran resultados de experimentos realizados en laboratorio donde se ha empleado la LDR como fotosensor del sistema OSS.

Los experimentos fueron realizados de la siguiente manera: en primer lugar la fuente de referencia fue colocada a 90° respecto al sistema OSS. Cabe señalar que las mediciones fueron efectuadas en una mesa óptica y en laboratorio. Posteriormente fueron seleccionadas 3 movimientos de la fuente de referencia para los ángulos 90° , 91° y 92° , nótese que existe una diferencia sistemática de acuerdo a la **Tabla 11**, es decir que los 90° , 91° y 92° corresponden a 106° , 107° y 108° las cuales representan a la posición física en la mesa óptica (para mejores detalles véase, Fig. 40 y Fig. 41).

Para la posición de la fuente de referencia en 106° el sistema OSS determino en el menor de los casos una desviación estándar de 0.1482° y un promedio de sus lecturas de 105.91° .

Para los 107° se obtuvo una desviación estándar de 0.2035° y un promedio de 106.89 en el mejor de los casos. Finalmente para 108° se calcularon 0.26° y 107.9° de desviación estándar y media aritmética, respectivamente por el sistema OSS.

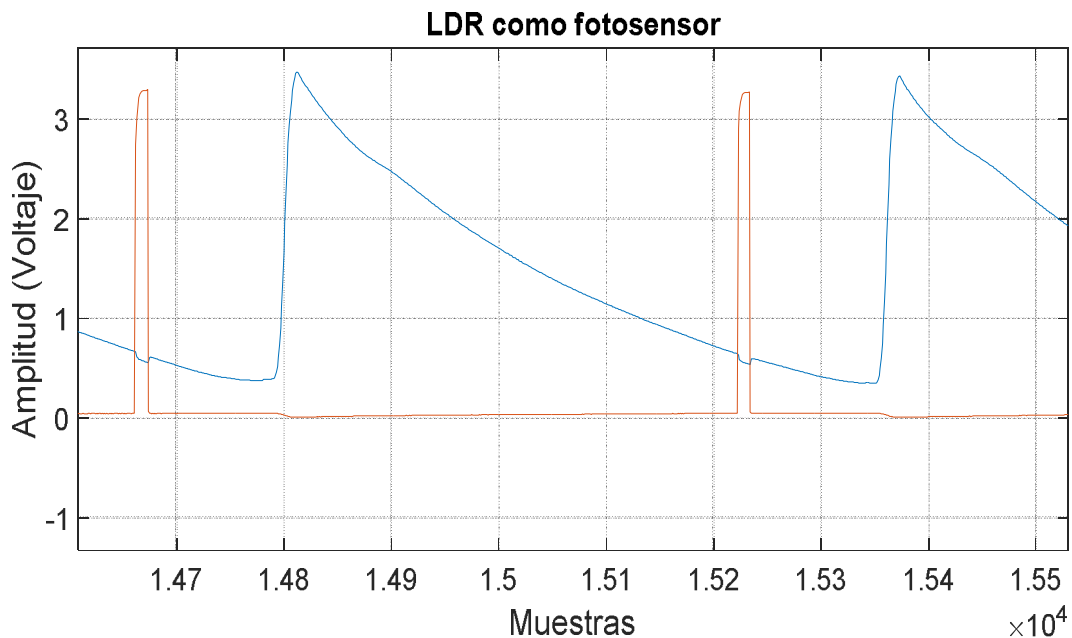


Fig. 34. Señal de salida del sistema OSS utilizando una LDR como fotosensor.

Tabla 11. Experimentos con LDR para localizar la fuente de referencia para un ambiente controlado (° grados).

106		107		108	
σ_0	μ_0	σ_1	μ_1	σ_2	μ_2
0.1482	105.61	0.2691	106.62	0.26	107.74
0.35621	105.90	0.2035	106.76	0.34	107.48
0.24766	105.66	9.5503	107.28	0.25	107.56
0.3549	105.66	0.3000	106.64	0.25	107.56
0.46155	106.02	0.4212	106.63	0.26	107.61
0.1625	105.95	0.4171	106.77	0.26	107.55
0.19814	105.91	0.3304	106.89	0.35	107.66
7.25069	105.43	0.4313	106.88	0.51	107.90
0.1706	105.78	0.3319	106.73	0.30	107.81
0.33725	105.71	0.2958	106.80	0.35	107.59

En la siguiente imagen Fig. 35 se muestra el funcionamiento del fototransistor PT1302B/C2 la cual corresponde a la captura en ambiente no controlado. Para poder realizar este experimento fue apagada la fuente de referencia para poder distinguir la señal generada por la radiación solar de la fuente de radiación (bulbo automotriz).

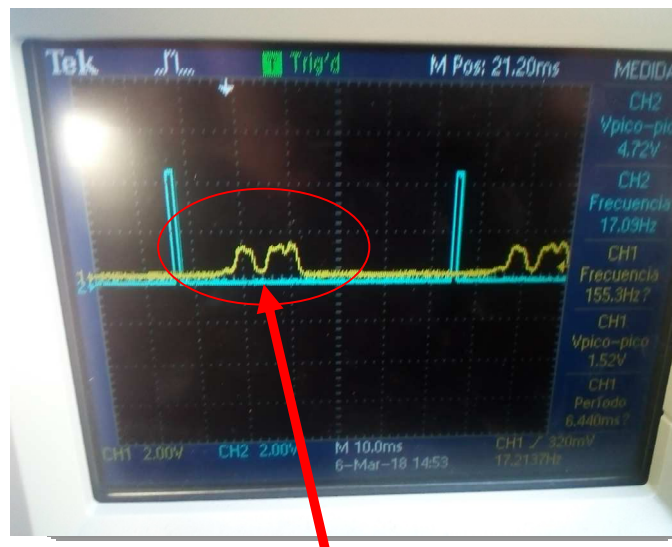


Fig. 35. Captura con un fototransistor PT1302B/C2

En el siguiente grafico en Fig. 36, se aprecia la captura con el fototransistor y la fuente de referencia activa. La finalidad de este experimento fue el de corroborar que el patrón generado por el sistema OSS era correspondiente al de la fuente de referencia, dado que en otros trabajos realizados en el Instituto de Ingeniería de la UABC el patrón de la

fuente referencia carecía de claridad para determinar que era originado por esta misma fuente.



Fig. 36. Captura con fototransistor PT1302B/C2 y fuente de referencia activa.

En Tabla 12 se observan los resultados de los experimentos llevados a cabo con el fototransistor modelo PT1302B/C2. Cabe señalar que estos experimentos se llevaron a cabo en el laboratorio. Se alcanza apreciar 3 posiciones angular de 102° , 103° y 104° , con su respectivo error sistemático ya que la posición original de la fuente de radiación tomando como referencia la posición del sistema OSS fue de 90° , 91° y 92° respectivamente.

De aquí se observa que para 102° la menor desviación estándar fue de 0.2 y una media aritmética de 102° . En la posición 103° se obtuvo 0.1475° y 102.90° de desviación estándar y la menor diferencia de la media aritmética respectivamente. Para 104° fueron calculados 0.29° y 104.12° de desviación y media aritmética correspondientemente para estas posiciones angulares.

Tabla 12. Estadísticos calculados para el fototransistor PT1302B/C2 (° grados).

102		103		104	
σ_0	μ_0	σ_1	μ_1	σ_2	μ_2
0.3009	102.18	0.3480	103.16	0.48	104.44
0.2802	102.00	0.2365	103.33	0.32	104.12
0.2025	102.25	0.2775	103.30	0.33	104.33
0.2023	102.33	0.1475	103.33	0.33	104.41
0.2989	102.35	0.2874	103.13	0.43	104.18
0.2976	102.10	0.3442	103.22	0.29	104.61
0.414	101.62	0.4423	102.90	0.51	104.66
0.3443	101.80	0.4274	103.13	0.59	104.67
0.4697	101.93	0.5664	103.36	0.43	104.58
0.4822	102.93	0.3234	103.36	0.37	104.41

En Fig. 37 podemos notar claramente la captura del OSS con el fotodiodo OPT301 en ambiente real. En este grafico podemos observar que la señal del OPT301 presenta una forma saturada en lugar de una gaussiana. Para determinar si esta señal es causada por el ambiente o por la fuente de radiación, se realizó la misma operación que se hizo con el fototransistor, es decir, se procedió a apagar la fuente de referencia y luego se encendió. Luego, se compararon las dos señales, sin embargo la señal no presento cambios. Finalmente, se concluyó que la señal no era causada por nuestra fuente de radiación.

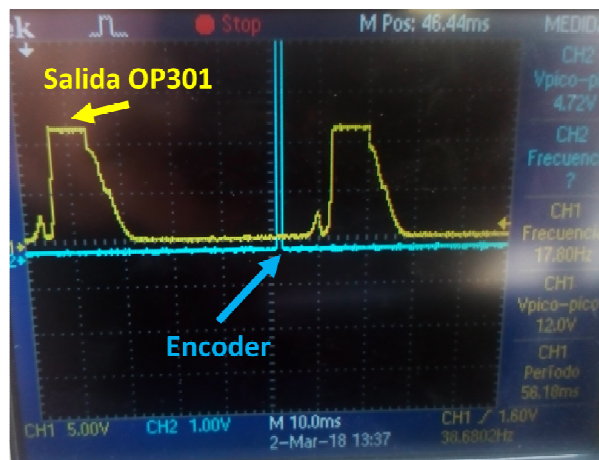


Fig. 37. Salida de la señal capturada con OPT301.

En la siguiente Tabla 13 se ilustran los resultados para el OPT301 que fueron tomados en un ambiente controlado como el laboratorio. El esquema experimental fue similar al de todos los fotosensores aplicados al sistema OSS, también en este caso, persistió el error sistemático, dado que la posición real de la fuente de referencia fue de 90°, 91° y 92° correspondientes a 101°, 102° y 103°. Los estadísticos para estos experimentos para la posición angular de 101° fueron de 0.16° y 101.27° de desviación estándar y media aritmética respectivamente.

Para 102°, se obtuvo la mínima desviación estándar de 0.12 y una media de 102.34°. Finalmente para la posición 103°, la menor de menor diferencia respecto a la posición real fue de 0.11° y 103.92° de desviación estándar y valor promedio respectivamente.

Tabla 13. Experimentos llevados a cabo en el laboratorio con el fotodiodo OPT301 (° grados).

101		102		103	
σ_0	μ_0	σ_1	μ_1	σ_2	μ_2
0.23	101.40	0.18	102.81	0.20	103.65
0.21	101.46	0.14	102.57	0.21	103.92
0.18	101.46	0.19	102.68	0.19	103.80
0.29	101.34	0.23	102.49	0.29	104.11
0.17	101.29	0.27	102.65	0.14	103.84
0.26	101.27	0.23	102.63	0.13	103.81
0.20	101.44	0.28	102.89	0.14	103.56
0.20	101.45	0.20	102.52	0.12	103.73
0.16	101.37	0.12	102.34	0.16	103.78
0.25	101.49	0.12	102.42	0.11	103.62

En las siguientes tablas Tabla 14 y Tabla 15, se observan los resultados del sistema OSS utilizando a un LED como transductor. Para este caso se aplicó un LED azul y un LED infrarrojo respectivamente. Para estos experimentos, también se calcularon los estadísticos como media y desviación estándar y se fueron variando la posición angular de la fuente de referencia como en los demás fotosensores. Para el LED azul sus mejores estadísticos fueron de 0.1° de desviación estándar y la media aritmética con menor diferencia a la posición real fue de 111.04°

Tabla 14. Experimentos con un LED azul realizados en laboratorio ($^\circ$ grados).

110		111		112	
σ_0	μ_0	σ_1	μ_1	σ_2	μ_2
0.13	109.54	0.12	110.95	0.25	112.01
0.12	109.76	0.12	110.86	0.24	112.10
0.16	109.72	0.15	110.03	0.27	112.07
0.13	109.97	0.28	110.56	0.18	112.19
0.15	109.79	0.19	110.43	0.23	112.40
0.17	110.11	0.15	110.78	0.13	112.44
0.13	110.16	0.17	110.61	0.18	112.90
0.14	109.93	0.17	110.59	0.29	112.60
0.15	109.76	0.13	110.83	0.13	112.69
0.10	109.56	0.08	110.04	0.13	112.69

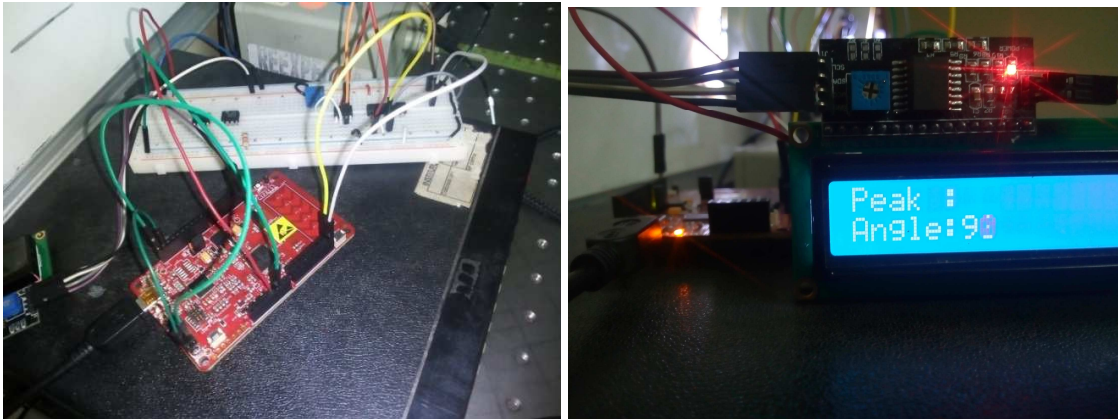
Tabla 15. Experimentos con un IRLED realizados en Laboratorio ($^\circ$ grados).

96		97		98	
σ_0	μ_0	σ_1	μ_1	σ_2	μ_2
0.43	96.56	0.35	97.02	0.22	97.27
0.28	96.55	0.33	96.92	0.30	97.54
0.44	96.26	0.31	96.76	0.18	97.06
0.28	96.46	0.25	97.09	0.34	97.55
0.25	96.40	0.48	96.44	0.35	97.70
0.19	96.38	0.34	96.35	0.28	97.51
0.38	96.31	0.39	96.16	0.17	97.12
0.40	96.43	0.14	96.46	0.28	97.39
0.17	96.33	0.20	96.41	0.43	97.41
0.23	96.32	0.28	96.62	0.30	97.44

6.4. Resultados con PsOC.

PsoC Creator IDE, es un software con una interfaz gráfica que permite al diseñador poder integrar y configurar intuitivamente los componentes. La adquisición de la señal es una de las etapas más importante para el sistema de escaneo óptico. La resolución y tasa de muestreo de los dispositivos de tarjetas de adquisición DAQ con los cuales se han trabajado anteriormente oscilan entre 10 kmuestras/segundo y 100 kmuestras /segundo con una resolución de 16 para el canal analógico. Sin embargo, existen otras tarjetas o microcontroladores de menor precio y menor resolución que podrían ejecutar las mismas tareas bajo el alcance de dichas capacidades. En esta tesis se presenta a PSOC como una alternativa de bajo costo en comparación con la tarjeta DAQ. En Fig. 38

se muestra una imagen tomada en laboratorio para el cálculo del ángulo virtual por el sistema OSS.



a) b)

Fig. 38. Experimentos realizados con PsOC 4200 (a), en b) se ilustra un LCD que muestra al usuario el cálculo del ángulo virtual.

En la siguiente figura Fig. 39 se ilustra la señal gaussiana convertida a pulsos con la finalidad tomar un nivel de un umbral como el centro energético de la señal [19]. Esta imagen ilustra en un pulso en color morado que posteriormente el microcontrolador PSoC trate en forma digital la señal capturada gaussiana, la cual aparece en color amarillo por el fotosensor, luego mediante interrupciones de estos pines digitales del opto interruptor y del pin asociado a la gaussiana de la fuente de referencia, se determinaran los parámetros como periodo de la señal, y la posición angular del sistema OSS.

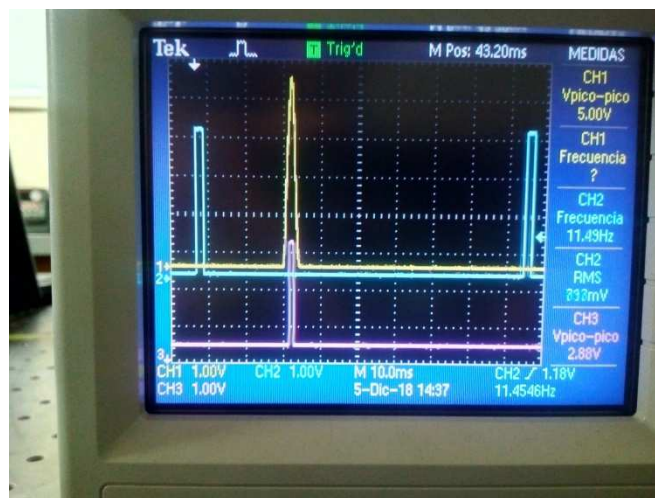


Fig. 39. Umbral tomado para convertir la señal gaussiana en un pulso a un nivel de umbral.

En la siguiente Tabla 16, el sistema tiene una desviación estándar entre 5.52° y 6.08° y una media aritmética de 90.08° y 90.48° . Cabe mencionar que estos datos han sido calculados por el microcontrolador. Sin embargo, este no cuenta con una etapa de filtrado lo cual es reflejado en la desviación estándar de cada sesión. En otros resultados mostrados en el presente trabajo la desviación estándar calculada aplicando filtros digitales está por debajo del 0.5° . Cada sesión consistió de 40 muestras de las cuales fueron calculados los estadísticos como media, desviación estándar, mínimos y máximos, tamaño de la muestra y la varianza.

Tabla 16. Calculo del ángulo virtual en grados empleando a un PsOC 4200 y un LCD.

Estadístico	Sesión 1	Sesión 2
Media	90.08	90.48
Desviación estándar	6.08	5.52
Mínimo	76.00	80.00
Máximo	101.00	103.00
Muestra	40.00	40.00
Varianza	36.92	30.50

6.5. Acondicionamiento analógico.

En esta sección se describen el sistema físico utilizado para realizar este experimento, luego se explica en un diagrama de bloques paso a paso los detalles del procedimiento utilizado para el cálculo de la posición angular por el sistema OSS, así como el proceso para determinar los datos estadísticos sobre las mediciones realizadas.

Es importante mencionar que esta experimentación se realizó con el transistor JFET y el OP-AMP para la etapa de acondicionamiento de la señal previo a la etapa de control del sistema en sesiones distintas. El experimento llevado a cabo en este trabajo es presentado en la Fig. 40, la cual está compuesta por los siguientes elementos como: una mesa experimental óptica, una lámpara LED azul (como fuente de radiación o fuente de referencia) situada a 90° respecto al sistema óptico y la apertura del sistema OSS mostrado al fondo.

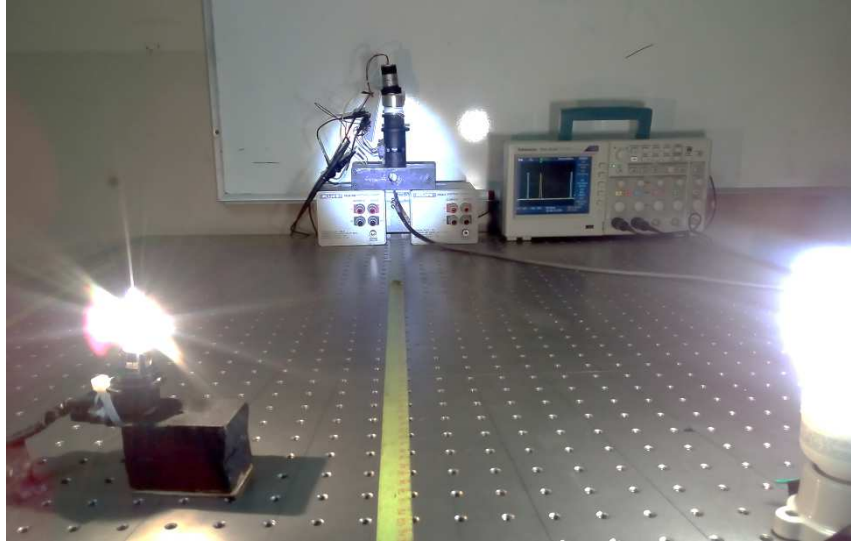


Fig. 40. Experimento para el acondicionamiento de la señal optoelectrónica realizada en el Instituto de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Baja California.

Para mejores detalles se ilustra en la Fig. 41, el esquema experimental completo para poder llevar a cabo los experimentos de la captura de la señal optoelectrónica. Este esquema está compuesto de varias etapas las cuales son detalladas a continuación.

- o La primera comprende los instrumentos y dispositivos como el sistema OSS situado a 90° con respecto a la posición angular de la linterna LED. Mediante la mesa óptica experimental de ThorLabs se estableció la posición angular.
- o En segundo lugar se encuentra la etapa de acondicionamiento de la señal donde se implementaron los circuitos analógicos con el transistor JFET y el OP-AMP.
- o En la tercera etapa fue realizada para el sistema de adquisición de la señal optoelectrónica y esta fue realizada con un sistema DAQ.
- o Finalmente, la etapa de procesamiento y control de la señal se usa para poder mostrar la posición angular de nuestra fuente de referencia.

Para este experimento se utilizó una la linterna LED azul la cual irradia con una longitud de onda pico en 420 nm, y luego el sistema OSS recibe esta radiación mediante un LED azul que tiene el mismo espectro de esta fuente radiante. Cuando OSS detecta la señal emitida por la linterna LED azul, esta señal es acondicionada por un circuito

analógico (JFET/OP-AMP) para amplificar la pequeña corriente generada por el LED azul del sistema OSS y así también atenuar el ruido.

El circuito analógico puede ser la etapa considerada como pre-procesamiento de la señal optoelectrónica. Este circuito entrega la señal a la etapa de adquisición lo menos contaminada en comparación que las obtenidas en trabajos anteriores empleando un OP-AMP en configuración TIA.

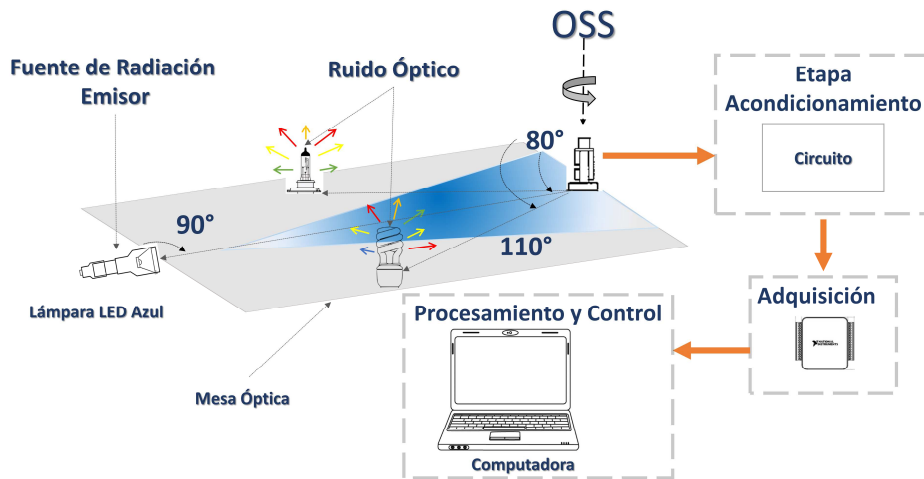


Fig. 41. Configuración experimental para el acondicionamiento de la señal.

Los resultados que se obtienen con estos circuitos analógicos permiten medir una función gaussiana de forma similar a la de otras configuraciones, sin embargo de acuerdo a los gráficos y a los datos obtenidos, las señales presentaron menos ruido.

La forma de la forma gaussiana depende del tiempo de subida y bajada del tipo de transductor. El siguiente diagrama de bloques que se muestra en la Fig. 42, corresponde al procedimiento para calcular la posición angular entre el sistema OSS y la fuente de referencia, a continuación se explica detalladamente:

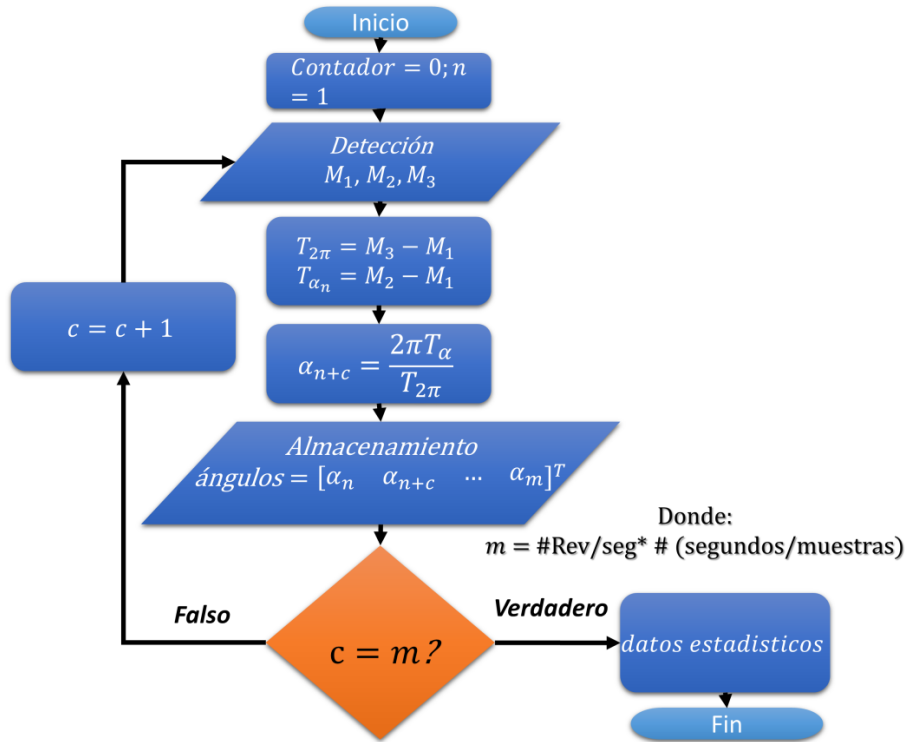


Fig. 42. Diagrama a bloques sobre el procedimiento para calcular la posición angular.

1. En primer lugar, el contador c del algoritmo implementado es puesto a 0 y así mismo la variable n se le asigna el valor de 1.
2. Posteriormente, el sistema OSS detecta los flancos de subida $M1$ y $M3$, también en esta operación es capturado $M2$ que corresponde al máximo local de la señal capturada por el LED azul.
3. Luego con los valores $M1$, $M2$ y $M3$ es calculado el período de la señal $T_{2\pi}$ y la duración entre el primer pulso de subida del opto interruptor y el máximo local de la señal $T_{\alpha n}$.
4. El ángulo α_n puede determinarse mediante la Ec.(58) y posteriormente este es almacenado en la variable llamada ángulos que corresponde a un vector columna que contiene m -enésimo término. Donde m representa a un valor entero que se determina por el número de revoluciones o vueltas completas del motor en un segundo.

$$\alpha_{n+c} = \frac{2\pi T \alpha}{T_{2\pi}} \quad (58)$$

5. La longitud del vector de ángulos se determina el valor de m cuando se acaba el tiempo de muestreo. Por ejemplo, para un tiempo muestreo de 1 segundo y el número de revoluciones del motor DC es de 20 vueltas/segundo, el tamaño del vector será de 1×20 y por lo tanto m será igual a 20.
6. Una vez conocido m se compara con c , en caso de que sean iguales el sistema deja de almacenar en la variable del vector ángulos. Finalmente son calculados los estadísticos como la media, desviación estándar, MSE a partir de este vector y el ciclo termina.

Los datos estadísticos que son obtenidos en esta etapa experimental fueron determinados de la siguiente manera:

- En primer lugar se determinan los vectores que contienen los ángulos para la señal sin filtrado digital. A partir de este conjunto de datos son calculados los estadísticos como MSE, media, y desviación estándar para cada tipo de acondicionador de señal obtenidas con el JFET y el OP-AMP.
- El mismo conjunto de datos generado por el JFET y OP-AMP se les aplica un filtro digital para suavizar la señal gaussiana obtenida. Posteriormente son calculados los estadísticos anteriormente mencionados, solo que ahora se hacen con una señal filtrada.

6.6. Resultados experimentales con acondicionadores JFET y OP-AMP sin Filtros digitales

En esta sección se presentan los resultados de las mediciones que se obtuvieron a partir de los experimentos para el sistema de acondicionamiento del sistema OSS.

En la Tabla 17, se muestran los estadísticos medidos cuantitativamente como: el error de cuadrático medio, la posición angular promedio (media), y la desviación estándar del conjunto de datos sin etapa de filtrado. En esta tabla no se aplica ninguna etapa de filtrado digital ni analógico, solo son ilustrados los datos estadísticos calculados de la

señal cruda para que posteriormente sean comparados con señales filtradas y así poder determinar si existe una mejora significativa entre cada una de ellas.

Tabla 17. Conjunto de datos estadísticos calculados para los dos acondicionadores de señal JFET y OP-AMP sin aplicar filtrado digital.

Acondicionamiento con OP-AMP			
MSE	μ	σ	Diferencia (° grados)
15442.304	174.898	91.566	85
Acondicionamiento con JFET			
MSE	μ	σ	Diferencia (° grados)
11411.871	142.056	94.996	52

Para la señal acondicionada con OP-AMP en configuración en modo rechazo común, se obtuvo un error cuadrático medio de 15442.304° y en el caso de la media μ y σ , fueron 174.898° y 91.566° respectivamente. La diferencia promedio de la posición real del sistema OSS y la fuente de referencia fue de 85°. Dichos resultados también se pueden apreciar en la Tabla 17. La señal capturada con OP-AMP como acondicionador puede ser observada en la Fig. 43. En esta figura se ilustran dos señales las cuales corresponden a la salida del fotointerruptor y señal optoelectrónica en color amarillo y en color azul respectivamente.

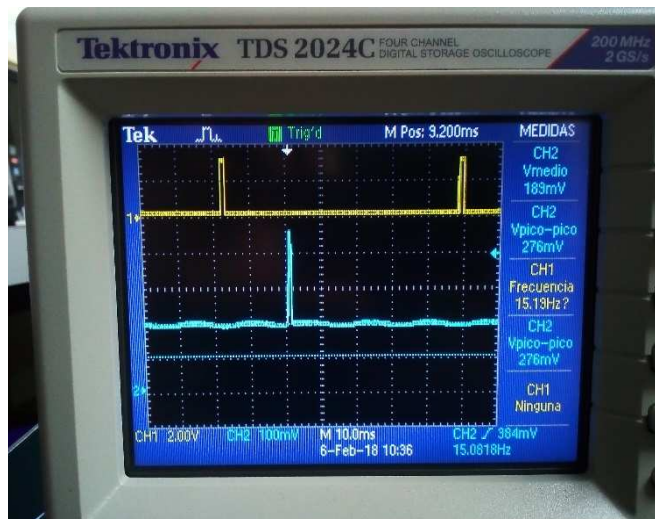


Fig. 43. Señal capturada empleando un OP-AMP como acondicionador de señal.

Los estadísticos estimados con el acondicionador de señal JFET, revelan una mayor atenuación al ruido eléctrico en comparación con los resultados obtenidos con el OP-AMP, dado que los estadísticos del transistor calculados como MSE, la media y la desviación estándar que fueron de 11411.871° , 142.056° , 94.996° respectivamente. En el caso de la diferencia promedio del JFET sobre la posición original de la fuente de referencia fue de 52° .

En la siguiente Fig. 44, se aprecia la señal capturada utilizando a un JFET como acondicionador de señal. La cual se compone del primer pulso del fotointerruptor y la señal gaussiana capturada a partir de la señal optoelectrónica de la fuente de referencia que corresponde a la lámpara LED de color azul.

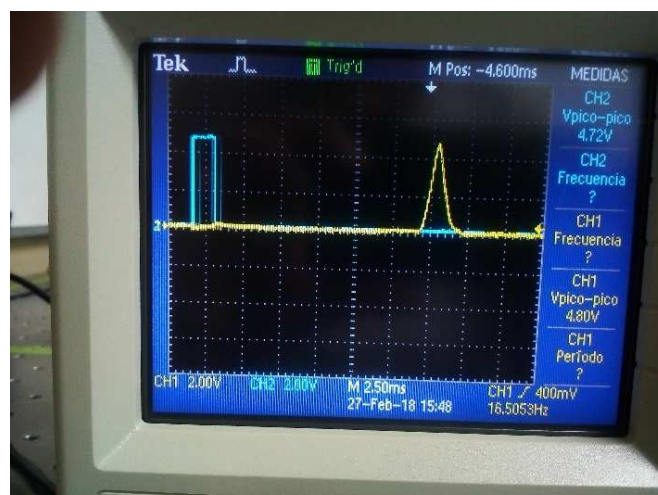


Fig. 44. Señal capturada empleando un JFET como acondicionador de señal.

En la siguiente Fig. 45, se observa que todos los filtros estiman una posición angular aproximadamente de 90.65° empleando como orden del filtro digital a 22 y esto en comparación con la posición real de la fuente de referencia de 90° que de acuerdo a la mesa óptica experimental se obtiene una diferencia de 0.65° .

De forma iterativa se reduce el orden de cada filtro hasta 14 sin mostrar un cambio significativo en la posición angular calculada sobre la fuente de referencia. Con este número de orden, los cuatro tipos de filtros digitales ofrecen una diferencia aproximada de 0.7° , sin representar una superioridad entre cada filtro. Variando el orden del filtro a 12 coeficientes se generan cambios significativos, ya que con SG se estiman 240.43° generando una diferencia considerable de 150.43° .

En el caso de los demás filtros todos se mantienen en el rango de diferencia de 0.73° respecto a la posición real del sistema OSS. Para la configuración de 10,8 y 6 no existen cambios significativos para los 3 tipos de ventana empleados en este experimento. Sin embargo con el filtro SG el cálculo de la posición angular de la fuente de referencia cambia a 212.42° , 194.42° a 179.32° respectivamente. Para este filtro digital la diferencia queda en 122.42° , 104.42° y 89.32° lo cual sigue siendo una diferencia muy grande comparada con los filtros de ventana anteriormente mencionados.

Finalmente, la configuración de 4 coeficientes como orden del filtro digital genera una diferencia en el mejor caso de la ventana Hamming de 41.33° y en el peor de los casos para SG se genera una diferencia de 84.9° . Hay que recalcar que los estos resultados fueron obtenidos empleando al OP-AMP como acondicionador de señal en configuración en modo rechazo común en conjunto con un filtro digital.

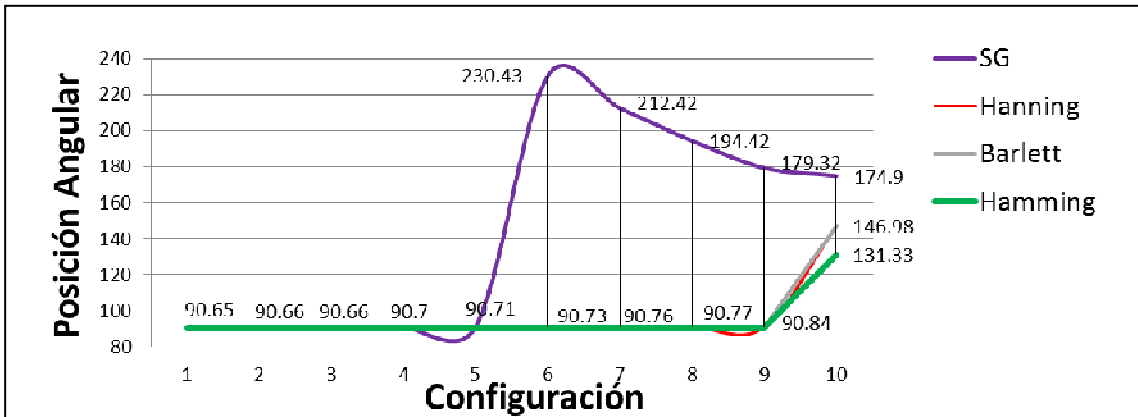


Fig. 45. Calculo de la posición angular de la fuente de referencia empleando un OPAM como acondicionador de señal y diferentes configuraciones.

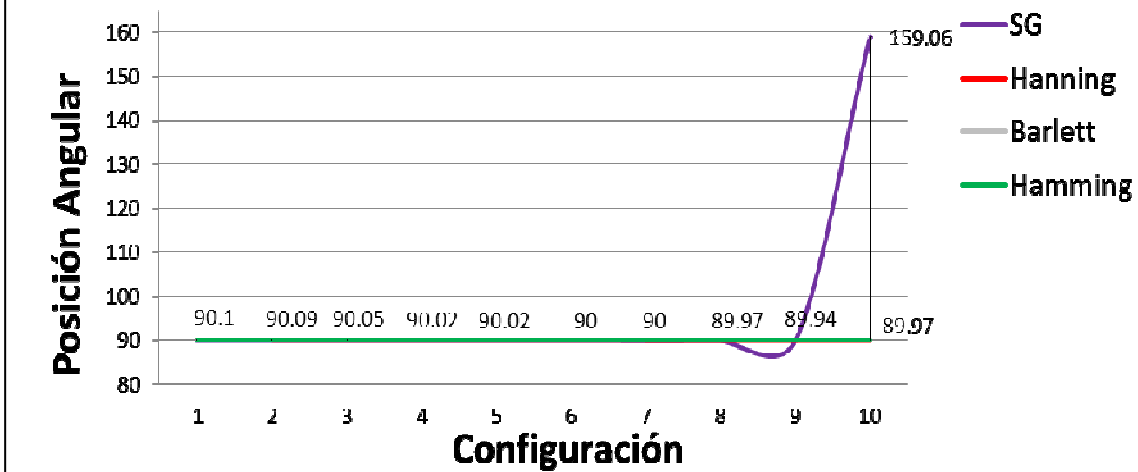


Fig. 46. Calculo de la posición angular de la fuente de referencia empleando un JFET como acondicionador de señal.

Los resultados que se muestran en la Fig. 46 corresponden a las del experimento realizado con el circuito JFET como acondicionador de señal. Este experimento se llevó a cabo de bajo las mismas condiciones que con el OP-AMP como acondicionador de señal. A partir de 22 coeficientes hasta 6 coeficientes la diferencia de la posición angular calculada oscila entre 0.1° y 0.03° . Esta diferencia no representa una superioridad de ningún filtro digital.

En el caso de la configuración de 4to orden si existe una diferencia significativa entre el filtro SG y los otros 3 filtros digitales que emplean ventanas como Hamming, Hanning y Barlett. Lo anterior es debido a que la diferencia de los filtros de ventana es de

alrededor de 0.03° y la diferencia obtenida con SG es de 69.06° con respecto a la posición angular de la fuente de referencia.

La Tabla 18 muestra el MSE calculado del OP-AMP y filtros digitales con distintas configuraciones. Se alcanza apreciar que para el orden 4 del filtro digital el MSE es muy grande como para afectar la precisión del sistema. Para la configuración de 6to orden, los filtros de ventana Hamming, Hanning, Bartlett tienen un MSE de 0.75° , 0.48° y 0.75° respectivamente.

Tabla 18. Error cuadrático medio de la señal acondicionada con OP-AMP y filtrada con filtros FIR ($^\circ$ grados)

Orden del filtro	Hamming	Hanning	Bartlett	SG
22	0.46	0.46	0.47	0.57
20	0.47	0.48	0.48	0.59
18	0.48	0.48	0.5	0.62
16	0.49	0.54	0.58	0.66
14	0.55	0.58	0.55	0.67
12	0.58	0.6	0.58	14839
10	0.62	0.64	0.62	12587
8	0.64	0.68	0.66	10335
6	0.75	0.48	0.75	12161
4	6403	8298	8298	15442

Sin embargo el MSE calculado para SG a partir de 4 hasta 12 coeficientes es muy grande lo cuales genera imprecisiones en el sistema óptico para calcular la posición angular. Un claro ejemplo observado en la Fig. 45, que muestran una diferencia de 140.43° para la configuración de 12 coeficientes.

Por otro lado, cambiando la configuración de 14 a 22 este filtro está ligeramente por encima de los filtros que emplean ventanas. Un ejemplo es que para la configuración de 14 coeficientes del filtro SG tiene un MSE de 0.67° versus 0.55° , 0.58° y 0.55° para Hamming, Hanning y Bartlett respectivamente.

La Tabla 19 que se muestra a continuación revela los resultados que fueron obtenidos empleando al transistor JFET como acondicionador de señal trabajando en conjunto con

filtros digitales. En esta tabla se muestra el MSE calculado a partir del esquema experimental mencionado anteriormente. En dicha experimentación se asignó en una mesa óptica la posición angular a 90° y el MSE obtenido en esta tabla fue obtenido para distintas configuraciones de igual manera que en el otro acondicionador empleando un amplificador operacional.

Para la configuración 1 que corresponde a emplear 4 coeficientes para la etapa del filtrado, se alcanza a apreciar que todos los filtros digitales que emplean ventanas tienen un MSE de 0.03° y 0.04° . Sin embargo el MSE calculado aplicando el filtro SG fue de 11412° . Este error del filtro SG genera una diferencia de 69.06° respecto a la posición real de la fuente de referencia. También en la misma Tabla 3 se puede observar que a partir de 6 coeficientes los 4 filtros digitales tienen un MSE muy pequeños. El MSE promedio de todas las configuraciones es de 0.027° , 0.026° y 0.036° para Hamming, Hanning, Bartlett y SG.

Tabla 19. Error cuadrático medio de la señal acondicionada con JFET y filtrada con filtros FIR ($^\circ$ grados).

Orden del filtro	Hamming	Hanning	Bartlett	SG
22	0.03	0.03	0.03	0.04
20	0.03	0.03	0.03	0.04
18	0.03	0.02	0.03	0.04
16	0.02	0.02	0.02	0.03
14	0.02	0.02	0.02	0.03
12	0.02	0.02	0.02	0.04
10	0.03	0.03	0.03	0.04
8	0.03	0.03	0.03	0.04
6	0.04	0.04	0.04	0.03
4	0.04	0.03	0.03	11412

6.7. Resultados con Modelos de regresión Lineal y LDA.

En la Fig. 47, se muestra brevemente como son entrenados los modelos de regresión lineal MRL y LDA a partir de la base de datos creada para el presente trabajo.

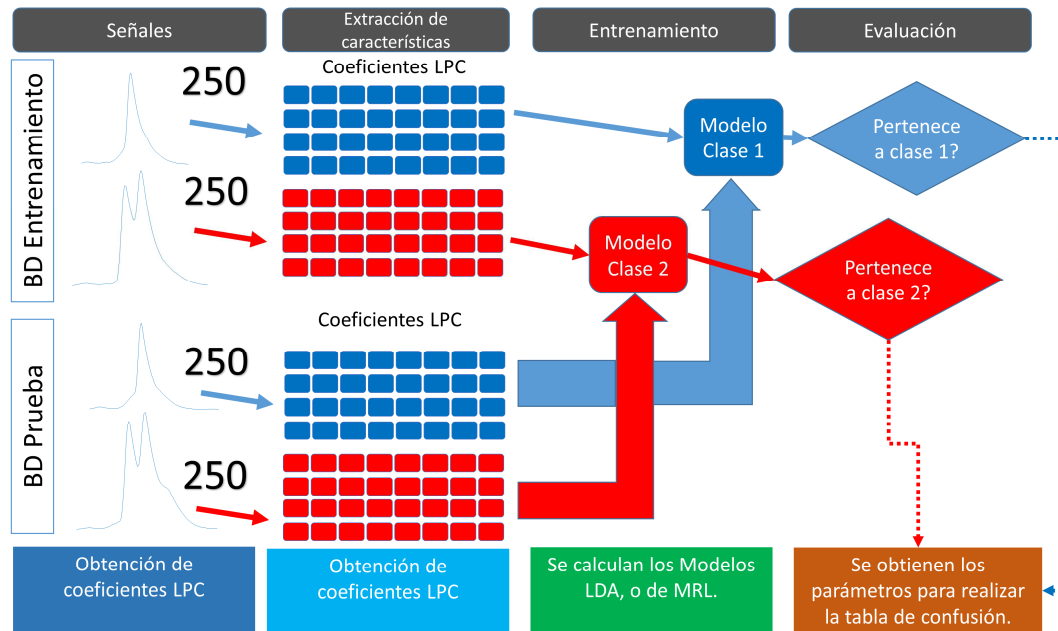


Fig. 47 . Procedimiento para la extracción de características y cálculo de los modelos para los datos de entrenamiento y de prueba.

En primer lugar fueron utilizadas 4 particiones de datos, los cuales corresponden a 250 señales por cada partición. La primeras 2 particiones del conjunto de datos corresponden a las señales de entrenamiento para la Clase 1 y Clase 2, así en total fueron empleadas 1000 señales para realizar los experimento.

Para crear los modelos tanto para la Clase 1 y la Clase 2 fueron 500 en total. Para la evaluación del modelo fueron utilizadas las 500 señales restantes. Cabe señalar que estas las señales de entrenamiento y prueba son distintas.

En este mismo diagrama se ilustra la parte de extracción de características, es importante señalar que fueron empleados dos tipos de extractores de características para poder entrenar a los modelos. Aunque existe muchas técnicas que permiten la normalización de datos para transformar las variables y seguir conservando las características originales de los datos. En [60] se puede revisar otro tipo de técnicas que están basadas en el análisis de estadísticos como la media, mediana y la desviación estándar así como también la función sigmoide. En algunos casos la tasa de

reconocimiento de los clasificadores puede mejorar al seleccionar uno de estas técnicas que se acaban de mencionar.

Previo a la extracción de características fue empleado una etapa de pre-procesamiento para las 4 particiones de datos donde se realiza una etapa de normalización de los datos mediante máximos y mínimos de la señal, véase la Ec.(59).

$$X_{norm} = \frac{X - X_{min}}{X_{max} - X_{min}} \quad (59)$$

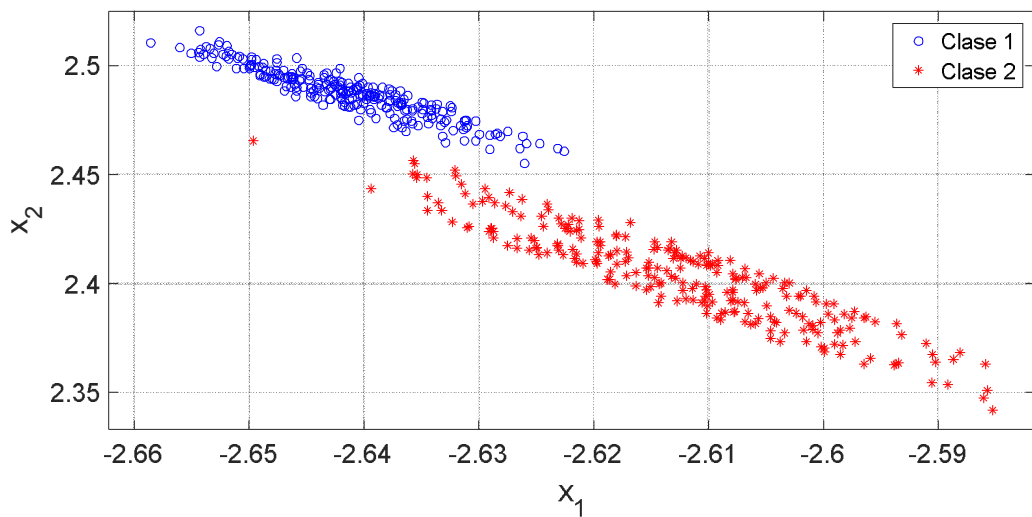


Fig. 48. Espacio de características para el conjunto de datos de entrenamiento para las señales pertenecientes a la clase 1 y clase 2. Para este gráfico fueron empleados los coeficientes LPC como extractor de características.

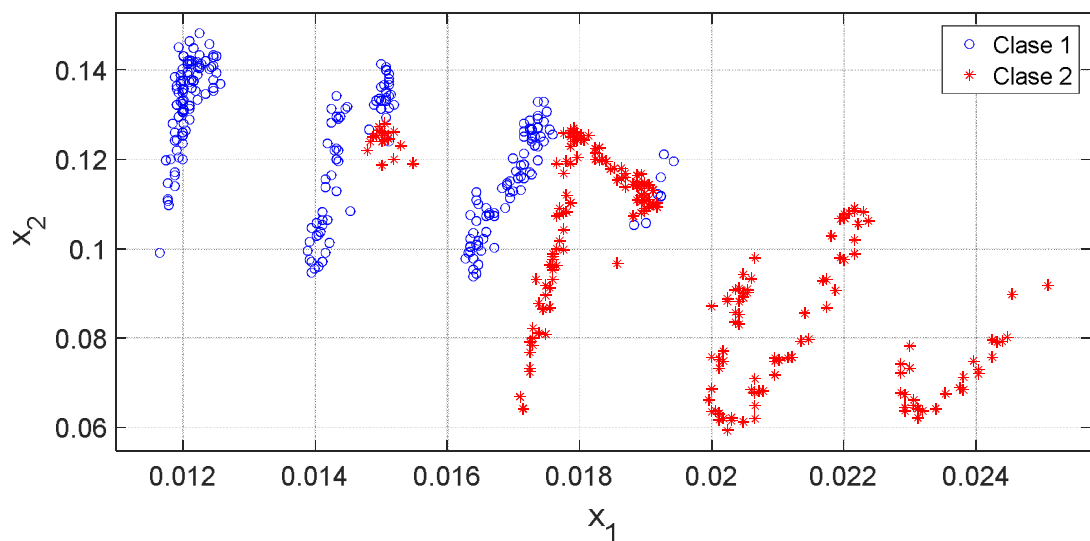


Fig. 49. Espacio de características para el conjunto de datos de entrenamiento para las señales pertenecientes a la clase 1 y clase 2. En el caso que se ilustra en este caso se emplearon cuantiles para caracterizar a las señales del conjunto de prueba.

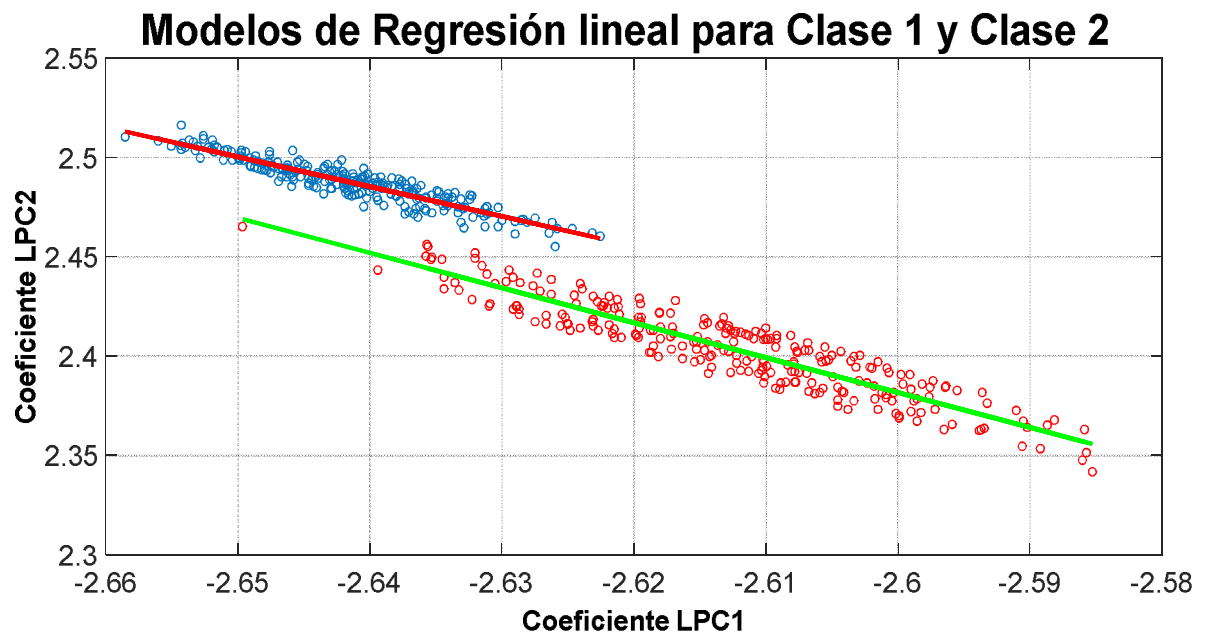


Fig. 50. Modelo de regresión lineal para la Clase 1 y Clase 2 con LPC.

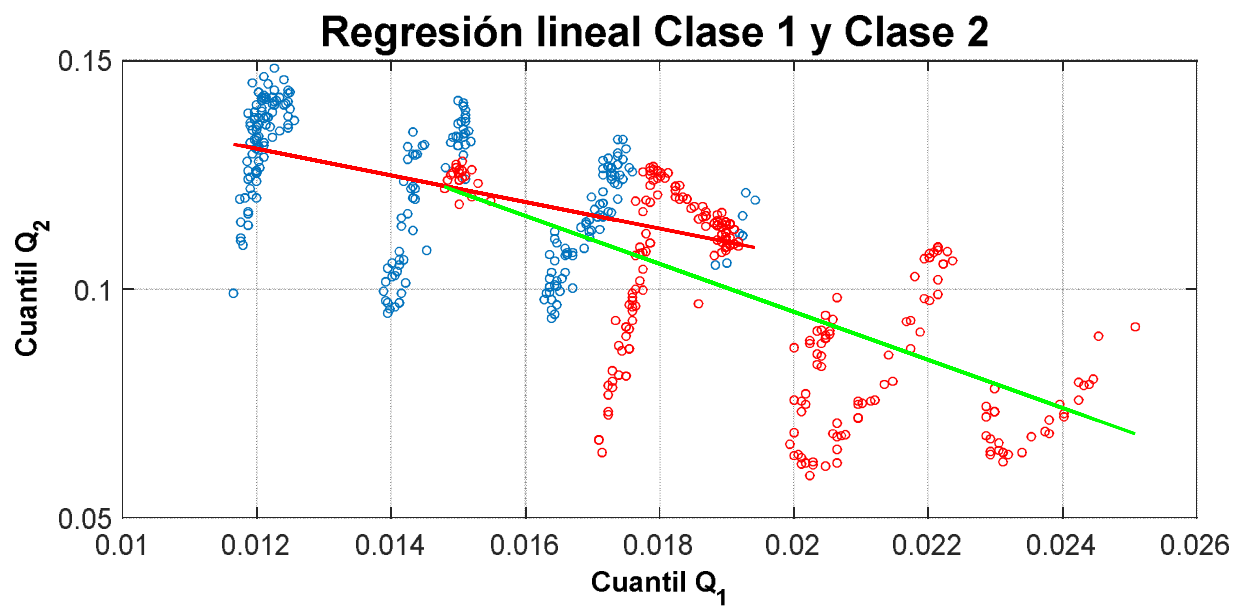


Fig. 51. Modelo de regresión lineal para la Clase 1 v Clase 2 utilizando cuantiles.

Para la visualización del espacio de características de cada conjunto de datos en las siguientes Fig. 50 y Fig. 51 se ilustran a los modelos MRL-LPC. En Fig. 50 se muestran los dos modelos MRL-LPC para la Clase 1 y Clase 2 cuyo coeficiente de regresión calculado para la Clase 1 corresponde a 0.8671. El coeficiente de regresión obtenido para este modelo que pertenece a la clase 2 fue de 0.8597. En la Fig. 51, se muestran los Modelos MRL-Cuantiles para la Clase 1 y la Clase 2. Para la Clase 1 el coeficiente de regresión calculado es de 0.2117 y de 0.3542 para la Clase 2. El entrenamiento de los modelos LDA realizado en el presente trabajo puede apreciarse en las siguientes Fig. 52 y Fig. 53. Los cuales representan a los modelos LDA-LPC y LDA-Cuantiles respectivamente. Posteriormente en la sección de resultados serán mostrados la tasa de reconocimiento de estos modelos LDA así como también de los modelos MRL.

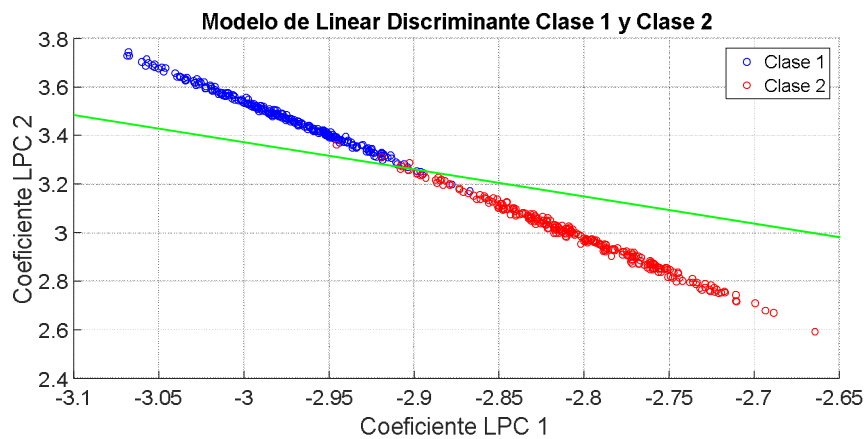


Fig. 52. Modelo de Linear Discriminante Clase 1 y Clase 2 aplicando LPC.

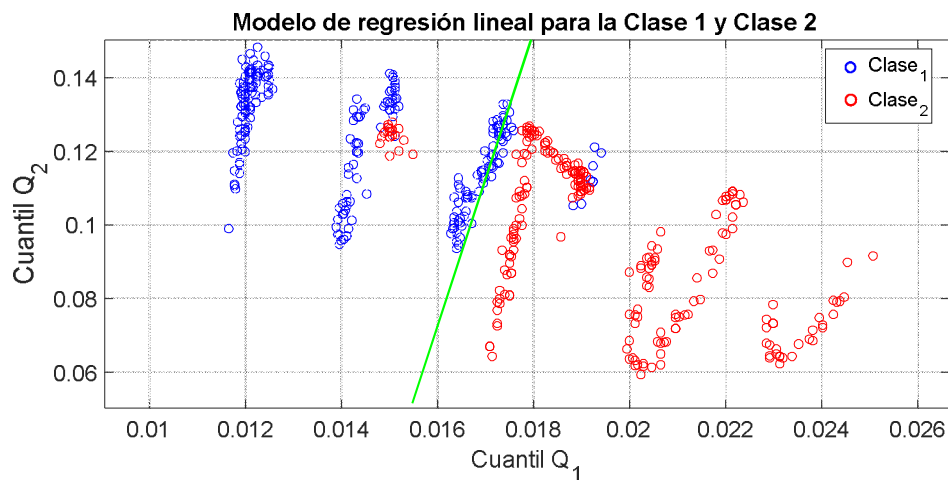


Fig. 53. Modelo de regresión lineal para la clase 2 aplicando cuantiles como extractor de características.

A continuación se muestran los resultados de los modelos LDA-(LPC/Cuantiles), MRL-(LPC/Cuantiles). El orden de los resultados que se mostraran serán de la siguiente manera: en primer lugar se mostraran los resultados de LDA-LPC (en Tabla 20), en segundo lugar se mostraran los modelos MRL-LPC (en Tabla 21), luego seguirían los resultados de los modelos entrenados con LDA-Cuantiles (en Tabla 22), y finalmente MRL-Cuantiles (en Tabla 23).

En la Tabla 20 se muestran los resultados que corresponde al modelo LDA-LPC aplicado a la señal óptica. Aquí se puede apreciar que de las 250 señales de la Clase 1 que fueron utilizadas para probar el modelo LDA de esta clase, fueron etiquetadas 249 señales como Clase 1 y solo 1 señal fue catalogada erróneamente como Clase 2. A las 249 señales se les conocen como verdaderos positivos y la señal restante es conocido como un falso positivo ya que fue etiquetado erróneamente como Clase 2.

Tabla 20. Resultados obtenidos de los experimentos para la clasificación de los modelos LDA-LPC para la Clase 1 y la Clase 2.

		Clase Verdadera		Mediciones
		Positivo	Negativo	PPV
Predicción de clase	Positivo	249	1	0.996
	Negativo	0	250	1
Mediciones		1	0.996	0.998
		Sensibilidad	Especificidad	Exactitud

Los resultados que se muestran en esta misma tabla para la Clase 2 también se evaluaron con 250 señales de prueba y estas señales fueron independientes a las utilizadas para el entrenamiento del modelo. Cabe mencionar que de las 250 señales, todas fueron clasificadas correctamente, es decir que el sistema pudo distinguir al 100% a que clase correspondía la señal de prueba.

En términos de sensibilidad el sistema tiene un 100%, esto quiere decir que tiene la capacidad en ese porcentaje que fue calculado en base al conjunto de señales de prueba de distinguir correctamente la Clase 1 como la Clase 1. A partir de los resultados obtenidos el sistema tiene un 99.6% en términos de especificidad que significa que es capaz de reconocer el 99.6% de las señales de prueba de la Clase 2 como la Clase 2.

En la Tabla 21 se ilustra los resultados aplicando el modelo de regresión lineal para clasificar las señales de prueba tanto para la Clase 1 como de la Clase 2. Los modelos MRL-LPC fueron calculados a partir de los coeficientes LPC1 y LPC2, esto fue de la misma forma que se realizó con los modelos LDA para las dos clases (Clase 1 y Clase 2).

Tabla 21. Resultados obtenidos de los experimentos para la clasificación de los modelos MRL-LPC para la Clase 1 y la Clase 2

		Clase Verdadera		Mediciones
		Positivo	Negativo	PPV
Predicción de clase	Positivo	250	0	1
	Negativo	0	250	1
Mediciones		1	1	1
		Sensibilidad	Especificidad	Exactitud

De las 250 señales de prueba empleadas para la Clase 1, el modelo MRL-LPC las clasifico como Clase 1. Esto significa que se registraron 250 verdaderos positivos. Por otro lado, las restantes 250 señales de prueba de la Clase 2 fueron etiquetadas 250 pertenecientes a la Clase 2. Estas señales corresponden a verdaderos negativos. En este modelo no existieron errores en la clasificación. Esto quiere decir que el sistema tiene una exactitud del 100% para poder distinguir la Clase 1 de la Clase 2. En términos de

sensibilidad y especificidad el sistema de igual manera tiene un 100% dado que la tasa de error de reconocimiento es de 0.

En la Tabla 22 siguiente se ilustra los resultados de los experimentos realizados con LDA-Cuantiles como clasificador para las señales de las clases 1 y 2. El sistema de clasificación pudo reconocer 227 señales de 250 que pertenecían a la Clase 1, el resto de las señales el sistema las clasifico como pertenecientes a la Clase 2. Para el reconocimiento con la Clase 2 el sistema clasificó correctamente 229 señales como señales pertenecientes a la Clase 2 y 21 señales fueron etiquetadas incorrectamente como Clase 1. A partir de los parámetros anteriores fueron calculados los siguientes indicadores del modelo LDA en términos de porcentaje como: sensibilidad, especificidad y exactitud con 91.53%, 90.87 y 91.2 respectivamente.

Tabla 22. Resultados obtenidos de los experimentos para la clasificación de los modelos LDA-Cuantiles para la Clase 1 y la Clase 2.

		Clase Verdadera		Mediciones
		Positivo	Negativo	PPV
Predicción de clase	Positivo	227	23	0.908
	Negativo	21	229	0.916
Mediciones		0.9153	0.9087	0.912
		Sensibilidad	Especificidad	Exactitud

Los resultados de la Tabla 23 fueron obtenidos a partir del modelo MRL-Cuantiles. El procedimiento para evaluar estos modelo fue el siguiente: en primer lugar se utilizaron 250 señales de prueba de la Clase 1 para evaluar el modelo MRL-Cuantiles de la Clase 1, luego el sistema pudo clasificar correctamente 172 señales y 78 señales fueron etiquetadas incorrectamente como de la Clase 2.

Para evaluar el modelo MRL-Cuantiles para la Clase 2 fueron utilizadas 250 señales de prueba de la Clase 2. A partir del conjunto de datos de prueba de la Clase 2 el sistema pudo clasificar correctamente 122 y el resto de las 128 señales fueron etiquetadas incorrectamente como Clase 1 cuando originalmente pertenecían a la Clase 2. A partir de estos parámetros fueron estimados fueron los indicadores del rendimiento del clasificador MRL-Cuantiles como: sensibilidad, especificidad y exactitud con 57.34%, 61% y 58.5% respectivamente.

Tabla 23. Resultados obtenidos de los experimentos para la clasificación de los modelos MLR-Cuantiles para la Clase 1 y la Clase 2.

		Clase Verdadera		Mediciones
		Positivo	Negativo	PPV
Predicción de clase	Positivo	172	78	0.688
	Negativo	128	122	0.488
Mediciones		0.57334	0.610	0.588
		Sensibilidad	Especificidad	Exactitud

Capítulo 7. Conclusiones

En esta tesis se implementaron métodos de filtrado digital y circuitos para el acondicionamiento de la señal que permitieron minimizar la intensidad de luz excesiva en un ambiente real de operación.

Se comprobó la hipótesis de que es posible minimizar los efectos de luz excesiva en un ambiente real de operación de un sistema de barrido óptico, utilizando una fuente emisora de luz y un sensor óptico de baja longitud de onda, en el espectro de luz visible y el diseño de un método de filtrado óptico y digital para ambiente no controlado.

Mediante la experimentación con diferentes sensores y análisis estadístico de los resultados se pudo observar que el uso del LED azul (baja longitud de onda en el espectro visible), como fotosensor, ofrece un mejor filtrado de la radiación solar presente en el medio de operación, esto debido a que es menos sensible a la radiación solar. Otra de sus ventajas fue que su espectro de operación es muy angosto en comparación con otros fotosensores como el fotodiodo OPT301, evitando el paso de señales con longitud de onda indeseable.

De los resultados obtenidos empleando al LED y filtros digitales en conjunto se evidencia en las gráficas y tablas la potencialidad de estos elementos.

Para la sección 3.5 del capítulo 3 donde se propusieron 2 circuitos acondicionadores de señal para una señal podemos concluir lo siguiente:

En cuanto a los circuitos acondicionadores implementados se utilizaron un OP-AMP UA741 y un transistor JFET 2N5457. Retomando trabajos previos se empleó al LED azul como transductor del sistema óptico y se emplearon filtros digitales para suavizar la señal capturada de la fuente de referencia. Después de utilizar 10 configuraciones se pudo tener una perspectiva a modo de comparación, de qué tipo de acondicionador ofrece mejor rendimiento para el sistema óptico.

En función de los resultados obtenidos con el circuito que incluyen al JFET en conjunto con filtros digitales FIR y usando ventanas tipo Hamming, Hanning y Bartlett, se puede ser concluyente en que esta configuración ofrece mejor rendimiento que las que emplean al OP-AMP como acondicionador de señal óptica. Esto es debido a que se necesitan diseñar filtros de 4^{to} orden y seleccionar la ventana que ofrezca mejor respuesta y se ajuste a los requerimientos de diseño. La finalidad de emplear estos

dispositivos electrónicos estriba en que estos tienen una mayor disponibilidad en el mercado, en comparación con fotodiodos de instrumentación que tienen alto costo y su adquisición es sobre pedido o por catálogo.

Implementar el amplificador como acondicionador también ofrece un rendimiento importante a partir de la implementación de filtros de 6to orden, solo que con filtros digitales de tipo ventanas. Sin embargo, si se implementan los filtros digitales en un microcontrolador el esfuerzo computacional sería mayor, que el utilizar al transistor JFET como acondicionador, dado que este solo requiere de filtros de orden 4 para ofrecer la misma precisión.

Para tener una idea cuantitativa de las bondades del JFET como acondicionador y filtros de 4to de tipo ventana, se puede mencionar que estos obtuvieron una diferencia mínima de 0.03° y una máxima de 0.1° . Con este orden del filtro el error cuadrático medio para los filtros de ventana osciló entre 0.03° y 0.04° .

El filtro SG y JFET dio resultados alentadores en 9 configuraciones de 10 y esto comparado con el OP-AMP es muy superior, ya que este último, solo dio resultados satisfactorios en 5 configuraciones de 10 que se utilizaron.

En el presente documento, se han presentado 2 metodologías para el reconocimiento de patrones que se generan en el contexto de sistemas OSS. También para manejar de una manera conveniente. El conjunto de datos para las Clases 1 y 2 fueron utilizados con dos tipos de técnicas para la extracción de características, los cuales fueron los LPC's y Cuantiles. La propuesta de LDA y LPC tienen una exactitud de 99.8% y el MRL-LPC tiene un 100%, todo resultó a partir de la evaluación con señales distintas a las que se utilizaron para el entrenamiento, como se mostró Tabla 21.

La Tabla 20 y Tabla 21 fueron para los modelos LDA-Cuantiles y MRL-Cuantiles respectivamente. La exactitud de esta configuración de estos dos modelos y este vector de características tienen una exactitud de 91.2% para LDA y 58.8% para MRL.

De acuerdo a los resultados obtenidos en estas tablas, los modelos de MRL-LPC son los que se ajustan mejor a los datos en comparación con los resultados obtenidos con los modelos LDA-LPC. Así mismo de acuerdo a la Fig. 48 y Fig. 49, los atributos generados con LPC se ajustan mejor que los Cuantiles. Esto se refleja en que, para tareas de reconocimiento los coeficientes LPC y modelos MRL o LDA son herramientas convenientes para ser utilizados en sistemas OSS.

En síntesis, se puede decir que el uso de LED de baja longitud de onda, en el espectro visible, promete resultados alentadores utilizando el tipo de acondicionador sugerido y filtros digitales tales como un filtro digital FIR de 4 coeficientes y tipo de ventana Hamming con frecuencia de corte de 250 Hz, como los que se utilizaron en este trabajo.

Referencias

1. Fischer, R.E., B. Tadic-Galeb, and P.R. Yoder. *Optical system design*. 2008; Available from: <http://accessengineeringlibrary.com/browse/optical-system-design-second-edition>.
2. Sergiyenko, O., et al., *Remote Sensor for Spatial Measurements by Using Optical Scanning*. *Sensors*, 2009. **9**(7): p. 5477-5492.
3. Miranda-Vega, J.E., et al., *Optical cyber-physical system embedded on an FPGA for 3D measurement in structural health monitoring tasks*. *Microprocessors and Microsystems*, 2018. **56**: p. 121-133.
4. Jesus E. Miranda-Vega, M.R.-L., Wendy Flores-Fuentes, Oleg Sergiyenko, Julio Cesar Rodríguez-Quíñonez, Lars Lindner, *Methods to Reduce the Optical Noise in a Real-World Environment of an Optical Scanning System for Structural Health Monitoring (pages 301-336)*, in *Optoelectronics in Machine Vision-Based Theories and Applications*, I. Global, Editor. 2018. p. 301-336.
5. Ruiz, J.M.D.L., *Contraste en la ejecución de auscultaciones geodésicas por métodos clásicos y con laser escáner.*, 2009, Universidad de Cantabria.
6. Silfvast, W.T., *Laser Fundamentals*. 2008: Cambridge University Press.
7. Cheng, P., W. John Shi, and W. Zheng, *Large Structure Health Dynamic Monitoring Using GPS Technology*. 2007.
8. Jo, H., et al., *Feasibility of displacement monitoring using low-cost GPS receivers*. *Structural Control and Health Monitoring*, 2013. **20**(9): p. 1240-1254.
9. Celebi, M., et al., *GPS Monitoring of Dynamic Behavior of Long-Period Structures*. *Earthquake Spectra*, 1999. **15**(1): p. 55-66.
10. Chen, D. and R. Cheng, *Intelligent Processing Algorithms and Applications for GPS Positioning Data of Qinghai-Tibet Railway*. 2019: Springer.
11. Cheng, X., et al., *Daytime observation technology of a lidar using an atomic filter*. *Frontiers of Optoelectronics in China*, 2008. **1**(3): p. 274-278.
12. Churnside, J., E. Tenningen, and J. J. Wilson, *Comparison of data-processing algorithms for the lidar detection of mackerel in the Norwegian Sea*. Vol. 66. 2009.
13. Cardenal Escarcena, J., et al., *Integration of Photogrammetric and LiDAR Techniques for landslide evolution analysis*. 2012. p. 251-254.
14. de Lourdes Gómez Sánchez, M., et al., *Consideraciones Conceptuales Sobre Los Sistemas De Información Geográfica*. 2011: Palibrio.
15. Zamora-Martínez, M.C., *La tecnología LiDAR, herramienta útil para el estudio de la biodiversidad*. *Revista mexicana de ciencias forestales*, 2017. **8**: p. 4-6.
16. Chen, H.P., *Structural Health Monitoring of Large Civil Engineering Structures*. 2018: Wiley.
17. polytec. *VIBRATION MEASUREMENT METHODS*. 2019; Available from: <https://www.polytec.com/int/vibrometry/technology/laser-doppler-vibrometry/>.

18. SÁNCHEZ, A.R., *Prototipo de vibrómetro láser basado en interferometría de auto-mezclado: diseño y construcción*, in *FACULTAD DE CIENCIAS QUIMICAS E INGENIERIA* 2018, UNIVERSIDAD AUTONOMA DEL ESTADO DE MORELOS: Morelos. p. 72.
19. Flores-Fuentes, W., et al., *Optoelectronic scanning system upgrade by energy center localization methods*. *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*, 2016. **52**(6): p. 592-600.
20. Lopez, M.R., et al., *Optoelectronic Method for Structural Health Monitoring*. *Structural Health Monitoring*, 2010. **9**(2): p. 105-120.
21. Flores-Fuentes, W., et al., *Energy Center Detection in Light Scanning Sensors for Structural Health Monitoring Accuracy Enhancement*. *IEEE Sensors Journal*, 2014. **14**(7): p. 2355-2361.
22. Básaca-Preciado, L.C., et al., *Optical 3D laser measurement system for navigation of autonomous mobile robot*. *Optics and Lasers in Engineering*, 2014. **54**(Supplement C): p. 159-169.
23. Flores-Fuentes, W., et al., *Comparison between Different Types of Sensors Used in the Real Operational Environment Based on Optical Scanning System*. *Sensors*, 2018. **18**(6): p. 1684.
24. Boquera, M.C.E., *Comunicaciones ópticas: conceptos esenciales y resolución de ejercicios*. 2005: Díaz de Santos.
25. Singh, V.P., et al., *UV-B Radiation: From Environmental Stressor to Regulator of Plant Growth*. 2017: Wiley.
26. Bates, M.P., *Interfacing PIC Microcontrollers: Embedded Design by Interactive Simulation*. 2013: Elsevier Science.
27. Boylestad, R.L., L. Nashelsky, and C.M. Barraza, *Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*. 2003: Prentice-Hall Hispanoamericana.
28. Regtien, P., et al., *Measurement Science for Engineers*. 2004: Elsevier Science.
29. Brooks, D.R. and F.M. Mims, *Development of an inexpensive handheld LED-based Sun photometer for the GLOBE program*. *Journal of Geophysical Research: Atmospheres* (1984–2012), 2001. **106**(D5): p. 4733-4740.
30. Mims, F.M., *Solar Radiometer With Light-Emitting Diodes As Spectrally-Selective Detectors*. *Applied Optics*, 2000. **39**(34): p. 6517-6518.
31. Assadihaghi, A., H. Teimoori, and T.J. Hall, *6 - SOA-based optical switches*, in *Optical Switches*, B. Li and S.J. Chua, Editors. 2010, Woodhead Publishing. p. 158-180.
32. Shebl, A., et al. *Ring laser gyroscope based on standard single-mode fiber and semiconductor optical amplifier*. in *2016 33rd National Radio Science Conference (NRSC)*. 2016.
33. K, D.N. and W. Qiang, *Semiconductor Optical Amplifiers*. 2006: World Scientific Publishing Company.
34. Information Gatekeepers, I., *Optical Amplifiers*. 1994: Information Gatekeepers.
35. Hui, R. and M. O'Sullivan, *Fiber Optic Measurement Techniques*. 2009: Elsevier Science.
36. Agrawal, G., *Applications of Nonlinear Fiber Optics*. 2008: Elsevier Science.

37. Bello-Jiménez, M., et al., *Caracterización de un amplificador de fibra dopada con erbio a partir de sus parámetros experimentales*. Revista mexicana de física, 2007. **53**: p. 289-295.
38. Tomasi, W., G.M. Hernández, and V.G. Pozo, *Sistemas de comunicaciones electrónicas*. 2003: Pearson Educación.
39. González, I.G., *Técnicas y procesos en las instalaciones singulares en los edificios: instalaciones electrotécnicas*. 2007: Thomson-Paraninfo.
40. McCoy, A.D., et al., *Filtering effects in a spectrum-sliced WDM system using SOA-based noise reduction*. IEEE Photonics Technology Letters, 2004. **16**(2): p. 680-682.
41. Savory, S.J., *Digital filters for coherent optical receivers*. Optics Express, 2008. **16**(2): p. 804-817.
42. VAZQUEZ, S.G., *Elementos de sistemas de telecomunicaciones*. 2015: Paraninfo.
43. Bolton, W., *Mediciones y pruebas eléctricas y electrónicas*. 1995: Marcombo.
44. GARCIA, M.A.P., *Instrumentación electrónica*. 2014: Paraninfo.
45. Wolf, S. and R.F.M. Smith, *Guía para mediciones electrónicas y prácticas de laboratorio*. 1992: Prentice-Hall Hispanoamericana.
46. Boreman, G.D., *Fundamentos de electro-óptica para ingenieros*. 1999: SPIE.
47. Schottky, W., *Über spontane Stromschwankungen in verschiedenen Elektrizitätsleitern*. Annalen der Physik, 1918. **362**(23): p. 541-567.
48. Pantoja, J.M.M., *Ingeniería de microondas: técnicas experimentales*. 2002: Pearson Educación.
49. Areny, R.P., *Sensores y acondicionadores de señal*. 2004: Marcombo.
50. Brophy, J.J., *Electrónica fundamental para científicos*. 1974: Reverté.
51. Vega, C.P., J.M.Z.S. de la Maza, and A.C. López, *Sistemas de telecomunicación*. 2007: Servicio de Publicaciones de la Universidad de Cantabria.
52. Thomas, C.E., *Coherent Optical Noise Suppression*. Applied Optics, 1968. **7**(3): p. 517-522.
53. Kovalevsky, J., *Modern Astrometry*. 2002: Springer Berlin Heidelberg.
54. Malacara, D., *Óptica básica*. 2015: FCE - Fondo de Cultura Económica.
55. Wang, Y., *ADVANCED THEORY OF FIELD CURVATURE*, 2014, THE UNIVERSITY OF ARIZONA. p. 127.
56. Burke, M.W., *Image Acquisition: Handbook of machine vision engineering*. 2012: Springer Netherlands.
57. Young, M., *Optics and Lasers: Including Fibers and Optical Waveguides*. 2000: Springer.
58. Ditchburn, R.W., *Óptica*. 1982: Reverté.
59. Malacara, D., J.M.M. Doblado, and J. de la Herrán, *Telescopios y estrellas*. 2015: FCE - Fondo de Cultura Económica.
60. Jayalakshmi, T. and S. A., *Statistical normalization and back propagation for classification*. International Journal Computer Theory Engineering (IJCTE), 2011. **3**: p. 89-93.

Anexos

En esta sección es presentada trabajos de investigación realizados durante el periodo que comprendió el presente trabajo. Estos trabajos están conformados por 3 artículos de revista, 3 capítulos de libro y un artículo de conferencia. Estos son presentados en orden cronológico de cuando fueron publicados.

Chapter 11

Methods to Reduce the Optical Noise in a Real-World Environment of an Optical Scanning System for Structural Health Monitoring

Jesus E. Miranda-Vega

*Universidad Autónoma de Baja California,
Mexico*

Moises Rivas-Lopez

*Universidad Autónoma de Baja California,
Mexico*

Wendy Flores-Fuentes

*Universidad Autónoma de Baja California,
Mexico*

Oleg Sergiyenko

*Universidad Autónoma de Baja California,
Mexico*

Julio Cesar Rodríguez-Quiñonez

*Universidad Autónoma de Baja California,
Mexico*

Lars Lindner

*Universidad Autónoma de Baja California,
Mexico*

ABSTRACT

This chapter describes different methods and devices that can be used in optical scanning systems (OSS), especially applied to structural health and monitoring (SHM) in order to reduce the interference and losing of resolution in the measurements of the displacements and coordinates calculated by the OSS of a specific structure to be monitored. The principal parts of the OSS are a photo-detector, non-rotating emitter source of light, a DC electrical motor, lens, and mirror. All the measurements and experiments have been realized in a controlled environment; the optical noise was simulated with a similar intensity than the intensity of the reference signal of the emitter source. Applying analogue filters has disadvantages because part of signal with important information for the performance of the system is removed, but particularly the components will often be too costly. However, there are digital filters and techniques of computational statistics that can solve these problems.

DOI: 10.4018/978-1-5225-5751-7.ch011

Copyright © 2019, IGI Global. Copying or distributing in print or electronic forms without written permission of IGI Global is prohibited.

Virtual Angle Measurement through an FPGA Data Processing

Wendy Flores-Fuentes, Daniel Hernández-Balbuena,
Julio C. Rodríguez-Quinonez.
Facultad de Ingeniería.
Universidad Autónoma de Baja California.
Mexicali, Baja California, México.
e-mail: flores.wendy@uabc.edu.mx

Moisés Rivas-López, Oleg Sergiyenko, Lars
Lindner, Felix F. González-Navarro, Jesus E.
Miranda-Vega.
Instituto de Ingeniería.
Universidad Autónoma de Baja California.
Mexicali, Baja California, México.
e-mail: mrivas@uabc.edu.mx

Abstract— Mathematical methods for angle measurement have been developed since the beginning of civilization of mankind for multiple daily activities, in specially to solve engineering problems. At the present time thanks to the electronics devices development a big variety of sophisticated transducers and application specific integrated circuits (ASIC) as well as field programmable gate arrays (FPGA), it is possible and increasingly common the development of virtual sensors based on soft sensing for physical magnitudes measurement. This manuscript introduces a virtual angle measurement soft sensing technique based on the information conversion of an optoelectronic signal provided by an optical scanning system (OSS) through an FPGA behaving as an actuator and or the controller of actuators. Obtaining successfully results from the proposed technique matching with the previously OSS mathematical model parameters to calculate an estimate the physical magnitude under interest.

Keywords— angle measurement; field programmable gate arrays; soft sensing; optoelectronic signal; virtual sensors.

I. INTRODUCTION

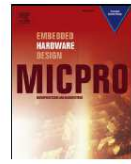
The measurement of angles is the base of many concepts in geometry and trigonometry which are used throughout almost all the disciplines of engineering. Angle measurements are made for the simplest tasks as for the most complex tasks. And they have been performed through history using the most primitive's methods to the most sophisticated. The developments of instruments for measurement of angles have been evolved in the search of increased accuracy and precision as well as for the adaptation of the angle measurement instrument to the applications.

The discovery of the photovoltaic effect and the photoconductivity in solids brought the development of integrated circuits composed of semiconductors, and with the continuous decrease of the scaling of size, the field of nanotechnology arose [1-3]. Where both, a)the nanotechnology and b)the necessity of measure dimensions which are inaccessible, surged the indirect measurement methods supported by a new designs of sensors and transducers with high performance in characteristics such as sensitivity, frequency respond and dynamic range, from where optoelectronic and photonic sensors have benefited and improved a big number of useful applications [4].

On the other hand, semiconductor nanotechnology has not only revolutionary the design and production of sensor and transducer, but also the electronic control systems for actuators, which are the devices that receive input signals from sensors and transducers to compare the inputs values before and/or after analog-digital signal processing versus previously stored or adaptive control point values, to determine the output signals for actuators. The signal control algorithms can be executed in any electronic device, such as a microcontroller, ASIC, FPGA or a PC by special engineering software (Quartus, LabView, Matlab, OpenCL, to mention some).

By these and more reasons, it is possible and increasingly common the development of virtual sensors based on soft sensing for physical magnitudes measurement. Transducers and sensors provide converted information from the physical magnitudes to a processable data, commonly as analogic and/or digital signals. Such conversion does not directly provide the value of the physical magnitude; a signal processing is required to estimate the value of interest with a level of accuracy and precision defined by the specific application. The biggest challenge on virtual sensing is the implementation of signal processing through an electronic device platform, most of times it implicates a mathematical method adequacy depending on the electronic device platform characteristics and resources [5]. The complexity of such devices resides in the integration of its powerful general purpose elements, like as the processor or/and the programmable logic elements array, embedded memory, memory interfaces, peripherals, video and audio, Ethernet networking, peripheral component interconnect (PCI), analogic-digital/digital-analogic converter (AD/DA), etc.

The influence of all these hardware elements in the low-level programming language abstraction to achieve the desired system on chip (embedded system), brings as consequence that only a narrow segment of programmers have experience in hardware description language (HDL), besides that there is no standardization of the features supported by different and also complex and time-consuming electronic design automation tools (EDA), due to each signal processing step is displayed as a waveform and debugging works can be difficult is the memory resource is limited compared with the requirement of project design size for the



Optical cyber-physical system embedded on an FPGA for 3D measurement in structural health monitoring tasks



Jesús Elías Miranda-Vega^b, Wendy Flores-Fuentes^{a,*}, Oleg Sergiyenko^b, Moisés Rivas-López^b, Lars Lindner^b, Julio C. Rodríguez-Quinonez^a, Daniel Hernández-Balbuena^a

^a Universidad Autónoma de Baja California, Facultad de Ingeniería (Campus Mexicali). Mexicali, Baja California, México

^b Universidad Autónoma de Baja California, Instituto de Ingeniería (Campus Mexicali). Mexicali, Baja California, México

ARTICLE INFO

Keywords:

Angle measurement
Cyber-physical system
Embedded system
Field programmable gate array
Soft sensing
Structural health monitoring
Optoelectronic signal
Virtual sensor

ABSTRACT

This paper presents the description of a cyber-physical system embedded on an FPGA for 3D measurement in structural health monitoring tasks. The implementation technique and performance evaluation demonstrate the contribution of this paper to the mathematical fundamentals adaptation of an on-site rotatory scanning system to a cyber-physical system. In particular, it is described in detail the design of a virtual angle measurement soft sensing technique based on the information conversion of an optoelectronic signal provided by a rotatory scanning system through an FPGA. Behaving the FPGA as the sensor controller and the actuator in the scanning system. Using the measurement of angles through the proposed embedded system, it can be calculated the coordinates and displacement of specific indicators distributed over a structure under observation. Providing online data exchange from on-site measurement to a remote computational station for real-time or posteriorly data analysis.

1. Introduction

Structures are susceptible to aging due to environmental and operational conditions. The monitoring of structures health status allows detection of damage. Materials degradation can lead to structure damages if not appropriate preventative maintenance is done. A continuous structural health monitoring (SHM) is essential to ensure structural integrity. To achieve this aim, an optical scanning system (OSS) has been developed, based on a rotatory scanning searching an optical signal of a light source previously mounted on the structure under observation, with the purpose to monitor the structure displacements.

Displacement is classified as a structural vibration-based response measurement. Traditional techniques typically comply the principle of system identification, which is based on the relationship of inputs (excitation) and outputs (measurements), as consequence by this technique, get the desired data from large-scale structures can result in a very expensive and difficult task [1].

On the other hand, the proposed OSS based on a rotatory scanning represents a continuous, low-cost and non-contact SHM system [2]. The displacement represents an indirect measurement using the coordinates measurements cross-correlation obtained with the OSS based in rotatory scanning. At the same time, the measured coordinates are

calculated using a mathematical method based on the rotatory scanning system properties as previously described in [3]. Which provides the angle measurement through the use of an optoelectronic signal, involving the Pythagorean Theorem, mathematical proportions, and angular frequency.

Mathematical methods for angle measurement have been developed since the beginning of mankind civilization for multiple daily activities, in specially to solve engineering problems. Due to the electronics devices development, today a big variety of sophisticated transducers and application specific integrated circuits (ASIC) as well as field programmable gate arrays (FPGA), it is possible and increasingly common the development of virtual sensors based on soft sensing for physical magnitudes measurement [4].

The main purpose of present paper is to introduce a cyber-physical system embedded on an FPGA for 3D measurement in structural health monitoring tasks. Other purpose is to describe the implementation of a virtual angle measurement soft sensing technique based on the information conversion of an optoelectronic signal. The signal is provided by an optical scanning system (OSS) through an FPGA behaving as an actuator and/or the controller of actuators. After the introduction, the rest of the paper is organized as follows. Section 2 summarizes the basis of the angle measurement application. Section 3 describes related work and applications context of the proposed virtual sensor in OSS based in

* Corresponding author.

E-mail address: flores.wendy@uabc.edu.mx (W. Flores-Fuentes).

<https://doi.org/10.1016/j.micpro.2017.11.005>

Received 1 August 2017; Received in revised form 5 November 2017; Accepted 16 November 2017

Available online 20 November 2017

0141-9331/ © 2017 Elsevier B.V. All rights reserved.

Implementación digital de filtros FIR para la minimización del ruido óptico y optoelectrónico de un sistema de barrido óptico

Jesús E. Miranda-Vega^{a,*}, Moisés Rivas-López^a, Wendy Flores-Fuentes^b, Oleg Sergiyenko^a,
Lars Lindner^a, Julio C. Rodríguez-Quiñonez^b

^a Universidad Autónoma de Baja California, Instituto de Ingeniería (Campus Mexicali), Blvd. Benito Juárez S/N, Parcela 44, 21280 Mexicali, BC, México.

^b Universidad Autónoma de Baja California, Facultad de Ingeniería (Campus Mexicali), Blvd. Benito Juárez S/N, Parcela 44, 21280 Mexicali, BC, México.

Resumen

Existen distintos dispositivos capaces de discriminar el ruido óptico y optoelectrónico, sin embargo, el costo de su implementación y mantenimiento resulta costoso. Este trabajo examina la posibilidad de integrar digitalmente filtros de respuesta finita al impulso (en inglés, FIR: Finite Impulse Response) al transductor de un sistema OSS para obtener un mejor rendimiento en un ambiente real de operación. En este trabajo se propone la evaluación de la implementación de distintos filtros FIR en diferentes transductores fotosensores como lo son el resistor dependiente de luz (en inglés, LDR: Light-Dependent Resistor) y el diodo emisor de luz (en inglés, LED: Light-Emitting Diode).

Palabras Clave:

Análisis y tratamiento de señales; Sensores e instrumentos virtuales; Ruido; Modulación; Visión 3D y estéreo.

Digital Implementation of FIR Filters for the Minimize of Optical and Optoelectronic Noise of an Optical Scanning System.

Abstract

There are different devices capable of discriminating optical and optoelectronic noise, however, the cost of its implementation and maintenance is expensive. This paper examines the possibility of digitally integrating Finite Impulse Response (FIR) filters into the transducer of an OSS systems to obtain better performance in a real operating environment. In this paper we propose the evaluation of the implementation of different FIR filters in different photo-sensors transducers, such as the Light-Dependent Resistor (LDR) and the Light Emitting Diode (LED).

Keywords:

Analysis and treatment of signal, Sensors and virtual instruments, Noise, Modulation, 3D stereo vision.

1. Introducción

Hoy en día las herramientas computacionales y de control representan campos para el desarrollo de aplicaciones de visión artificial (Steger, Ulrich, & Wiedemann, 2018). Los sistemas de visión artificial se utilizan para la inspección automática y localización de personas y objetos (Sergiyenko & Rodríguez-Quiñonez, 2016), (Pollard & Gingras, 2012). Los campos interdisciplinarios mencionados anteriormente convergen en un mismo objetivo que es localizar un objeto en el espacio o coordenada espacial. Los sistemas de visión




artificial se auxilian de dispositivos optoelectrónicos y fuentes de luz de tipo coherente o incoherente (Shan & Toth, 2018). En el caso de aplicaciones donde se requiera de métodos de localización de vehículos, estos utilizan el sistema de posicionamiento global GPS (en inglés, GPS: Global Positioning System) para ubicar la posición del vehículo mediante la triangulación de la información capturada por medio de varios satélites (Fridman, Weber, Greenstadt, & Kam, 2017).

* Autor para la correspondencia: elias.miranda@uabc.edu.mx

To cite this article: Jesús E. Miranda-Vega, Moisés Rivas-López, Wendy Flores-Fuentes, Oleg Sergiyenko, Lars Lindner, Julio C. Rodríguez-Quiñonez. 2019. Implementation of the Digital FIR Filter to Minimize the Optical and Optoelectronic noise of an Optical Scanning System. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 16, 344-357. <https://doi.org/10.4995/riai.2018.10210>
Attribution-NonCommercial-NoDerivatives 4.0 International (CC BY-NC-ND 4.0)

Article

Comparison between Different Types of Sensors Used in the Real Operational Environment Based on Optical Scanning System

Wendy Flores-Fuentes ¹ , Jesús Elías Miranda-Vega ^{2,*}, Moisés Rivas-López ² ,
Oleg Sergiyenko ² , Julio C. Rodríguez-Quiñonez ¹ and Lars Lindner ²

¹ Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de Baja California, Mexicali, Baja California 21280, Mexico; flores.wendy@uabc.edu.mx (W.F.-F.); julio.rodriguez81@uabc.edu.mx (J.C.R.-Q.)

² Instituto de Ingeniería, Universidad Autónoma de Baja California, Mexicali, Baja California 21280, Mexico; mrivas@uabc.edu.mx (M.R.-L.); srgnk@uabc.edu.mx (O.S.); lindner.lars@uabc.edu.mx (L.L.)

* Correspondence: elias.miranda@uabc.edu.mx

Received: 9 March 2018; Accepted: 20 April 2018; Published: 24 May 2018



Abstract: The present paper describes the experimentation in a controlled environment and a real environment using different photosensors, such as infrared light emitting diode (IRLED-as receiver), photodiode, light dependent resistor (LDR), and blue LED for the purpose of selecting those devices, which can be employed in adverse conditions, such as sunlight or artificial sources. The experiments that are described in this paper confirmed that the blue LED and phototransistor could be used as a photosensor of an Optical Scanning System (OSS), because they were less sensitive to sunlight radiation. Moreover, they are appropriate as reference sources that are selected for the experiment (blue LED flashlight and light bulb). The best experimental results that were obtained contained a digital filter that was applied to the output of the photosensor, which reduced the standard deviation for the best case for the phototransistor LED from 100.26 to 0.15. For the best case, using the blue LED, the standard deviation was reduced from 86.08 to 0.11. Using these types of devices the cost of the Optical Scanning System can be reduced and a considerable increase in resolution and accuracy.

Keywords: light emitting diode (LED-receiver); photodiode; real environment; light dependent resistor (LDR); optical scanning system (OSS)

1. Introduction

One of the principal targets of an Optical Scanning System (OSS) is the noise reduction under real-life conditions. There are several possible sources of interference, which may cause problems when the system is exposed to adverse environmental conditions. The main sources of noise are sunlight, electrically or magnetically induced interferences, and electronic components, such as Op-amps that are used in the OSS to measure and amplify small signals, as the 60 Hz power line frequency, which is a source of substantial noise in many photosensors. On the other hand, when photodetectors are used to evaluate the performance and the accuracy of an optical system, it is critical to take into a consideration both the sensor and the light source. It is also important to consider that all commercial photosensors are sensitive to sunlight due to their spectral response of the sun. In practice, however, it is possible to find solutions using filters, such as optical filters, to attenuate the undesired wavelength radiation and analog filters to remove the electrical noise. In addition, to solve these kind of problems, there are methods and sophisticated techniques, such as computational statistics and digital filters, which can be used to reduce the noise from environmental sources. These methods and devices can improve the performance of optical scanning systems. It is important to mention that these methodologies are

Sensors for structural health monitoring

13

Oleg Sergiyenko¹, Moisés Rivas-López¹, Jesús E. Miranda-Vega¹, Wendy Flores-Fuentes², Julio C. Rodríguez-Quiñonez², Lars Lindner¹, Daniel Hernández-Balbuena², Félix F. Gonzalez-Navarro¹, Vera Tyrsa²

¹Instituto de Ingeniería, Universidad Autónoma de Baja California, Mexicali, B. C., México., ²Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de Baja California, Mexicali, B.C., México.

Chapter Outline

13.1 Introduction	1
13.2 Smart cities and structural health monitoring	3
13.2.1 Smart and sustainable infrastructure	4
13.2.2 Structural health monitoring assisted by the Internet of Things	5
13.2.3 Smart systems for structural health monitoring	6
13.3 Systems and nanosensors in structural health monitoring	10
13.3.1 Chemical nanosensors	10
13.3.2 Biological nanosensors	13
13.3.3 Physical nanosensors	14
13.4 Optical scanning systems	16
13.4.1 Scanning aperture	17
13.4.2 Photosensor of the optical scanning system	19
13.4.3 Optical scanning system digital signal processing	20
13.5 Experimentation and results	24
13.6 Conclusion	31
References	31

13.1 Introduction

In recent years, there has been a growth in interest in the Internet of Things (IoT), artificial intelligence (AI), and big data (BD). As a result of this the quality of life of the people has enhanced. A place that includes these elements is considered as a smart city. The reason is that the smart city uses technology based on embedded computing that is present in our lives, such as hardware and software, hardware being the one that allows interacting with a user. An example of this is the use of smart traffic lights influencing the principal impact of the quality of the citizen through the reduction of vehicle emissions.

Structural health monitoring (SHM) can be considered one of the most important elements of a smart structure. This discipline has been dramatically developed in the recent decades to monitor the health of civil structures such as new and historical buildings, bridges, towers, stadiums, tunnels, dams, power plants, communication antennas, offshore oil rigs, aerospace and aeronautical structures, roads, road